

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Diseño de antenas MIMO usando solo una fuente RF



AUTOR: OSCAR GOMEZ MURCIA
DIRECTOR: JOSE LUIS GOMEZ TORNERO
Julio / 2013

ÍNDICE

PARTE I

Resumen en español.....	1
1. Introducción.....	1
2. Teoría y diseño de antenas parásitas.....	3
2.1 Array con elementos parásitos.....	4
2.2 Transmisión MIMO con una sola fuente.....	8
3. Resultados.....	9
3.1 Array de tres elementos con dos elementos parásitos.....	9
3.1.2 Dipolos parásitos con diferente longitud.....	12
3.1.3 Análisis de los parámetros del array.....	14
3.1.4 Dipolos parásitos con cargas reconfigurables.....	22
4. SPA de cinco elementos.....	40
5. Conclusiones y trabajo futuro.....	52

PARTE II

Resumen en inglés.....	53
1. Introduction.....	54
2. Theory of parasitic antennas and design	55
2.1 Array with parasitic elements.....	56
2.2 Theory of MIMO.....	61
2.3 Numerical techniques.....	64
3. Numerical results.....	68
3.1 Validation with the literature.....	68
3.2 Parasitic dipoles with different length.....	70
3.3 The analysis of geometrical parameters.....	74
3.4 Parasitic dipoles with reconfigurable loads.....	84
4. SPA of 5 elements.....	98
5. Conclusion and future work	111
6. References.....	112

1. Introducción.

Los resultados obtenidos en la última década sobre teoría de la información han demostrado que existe un enorme potencial en los sistemas inalámbricos de múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor, llamadas "multiple input, multiple output systems" (MIMO). MIMO aprovecha fenómenos físicos como la propagación multicamino para incrementar la tasa de transmisión y reducir la tasa de error. En breves palabras, MIMO aumenta la eficiencia espectral de un sistema de comunicación inalámbrica por medio de la utilización del dominio espacial. Uno de los grandes inconvenientes de los sistemas MIMO es el alto coste de los múltiples transceptores de radio que hay que usar en el punto de acceso y en el terminal de usuario. Además de los gastos derivados de calibrar y mantener un array de antenas con muchos elementos.

En los últimos años los Arrays de elementos Parásitos Reconfigurables (SPAs) se han estudiado profusamente en publicaciones científicas, para mejorar la capacidad en indoor, en LANs, así como la diversidad para el tracking de una estación base. Los SPAs son una novedosa técnica para dirigir electrónicamente el diagrama de radiación en un sistema MIMO. En una agrupación de antenas se requiere un radiotransceptor para cada una de las antenas al contrario que en un SPA donde solo se necesita uno. Los SPAs ofrecen características similares a un array con varios haces fijos, pero son más compactos en tamaño y podrían ser más adecuados en ciertos equipos móviles. La idea es usar un solo elemento activo conectado al radio transmisor en una estructura con uno o varios elementos pasivos para formar un array, como en el bien conocido array de Yagi-Uda. Para controlar el diagrama de radiación se colocan unas cargas reconfigurables en los elementos parásitos, que modifican la corriente que circula en esos elementos.

En este proyecto se pretende estudiar las diferentes características de un SPA. En primer lugar hablaremos sobre la evolución de las antenas parasitas desde la antena Yagi-Uda hasta los primeros artículos científicos sobre los SPAs, a continuación se explicará su funcionamiento a nivel de transmisión para conseguir MIMO con una sola fuente.

En la segunda parte realizaremos simulaciones de este tipo de antena, utilizando dos programas de modelado electromagnético de antenas el CST microwave studio y el 4NEC2, comenzaremos simulando diferentes tipos de arrays formados por un dipolo activo y dipolos parásitos de diferente longitud realizando una configuración similar a la antena Yagi-Uda. Realizaremos un estudio de cómo afectan al diagrama de radiación de estos arrays la modificación de diferentes parámetros tales como la separación, la longitud de los dipolos, sus radios etc, extrayendo conclusiones que nos ayudarán a la optimización posterior de nuestro diseño. A continuación simularemos un SPA de tres elementos, propuesto en un artículo recientemente publicado [1]. Este SPA será simulado sobre sustrato con tecnología impresa y posteriormente añadiéndole un coaxial como alimentación. La característica principal que lo define es como se explicara en la teoría, que puede llevar a cabo una transmisión MIMO 2x2 usando dos diagramas de radiación ortogonales y una modulación BPSK todo ello con una sola fuente. Por último se propondrá una nueva configuración de un SPA de cinco elementos con el que se pretende realizar una transmisión MIMO 4x4, usando una modulación QPSK. Se optimizará la

DISEÑO DE ANTENNAS MIMO USANDO SOLO UNA FUENTE RF
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

configuración del diseño usando las conclusiones que se fueron extrayendo a lo largo del proyecto.

2. Teoría y diseño de antenas parásitas.

En general, la interacción entre los elementos de una agrupación es importante y afecta particularmente a la fase de las corrientes en cada elemento cuando se alimenta con fuentes de tensión sin tener en cuenta las impedancias mutuas. Ello puede producir modificaciones significativas en el diagrama de radiación respecto al obtenido alimentando con fuentes de corriente. Evidentemente, la interacción entre elementos, y por tanto la variación en las corrientes, depende mucho de la geometría de la agrupación y la posición relativa de los elementos: es máxima cuando el eje de la agrupación coincide con un máximo de radiación de la antena básica y mínima cuando lo hace con un nulo.

Las tensiones de alimentación de cada elemento deben calcularse a partir de la matriz de las impedancias mutuas.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$

Ecuación1.

Donde $Z_{ii} = (V_i/I_i)|_{I_j=0 \forall j \neq i}$ es la autoimpedancia del elemento i -ésimo, que coincide con su impedancia de entrada cuando se encuentra aislado en el espacio libres y $Z_{ij} = (V_i/I_j)|_{I_j=0 \forall j \neq i}$ es la impedancia mutua entre los elementos i -ésimo y j -ésimo. La impedancia mutua nos proporciona el valor de la tensión en circuito abierto que aparece en el elemento i -ésimo inducida por la corriente que circula por el elemento j -ésimo, si ambos están aislados en el espacio libre.

La impedancia de entrada de cada elemento puede calcularse a través de la ecuación1.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \sum_{j=1}^N Z_{ij} \frac{I_j}{I_i} = Z_{ii} + \sum_{j \neq 1} Z_{ij} \frac{I_j}{I_i}$$

Ecuación2.

Nótese que cuando la interacción entre los elementos es pequeña, las impedancias mutuas son mucho menores que las autoimpedancias y la impedancia de entrada puede aproximarse por la autoimpedancia. En general, los valores de autoimpedancia e impedancias mutuas se calculan por el método de la fuerza electromotriz inducida, presentado en el capítulo 3, o mediante los métodos numéricos que se presentan en el capítulo 8, con lo que se obtiene la impedancia de entrada de cada elemento y, de ella, la tensión de alimentación que se debe aplicar para suministrar una cierta corriente de entrada. Este procedimiento equivale a invertir el sistema de ecuaciones de Ecuación1.[8]

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$

Ecuación3.

2.1 Array con elementos parásitos.

2.1.1 Reflector y director.

Es posible alimentar solamente algunos elementos de la agrupación, dejando los demás en cortocircuito. A los elementos con alimentación se les llama “activos”, mientras que los elementos cortocircuitados reciben el nombre de “parásitos”. Este tipo de agrupaciones son muy utilizadas en la práctica porque simplifican el diseño de la red de alimentación un ejemplo se muestra en la Figura1.

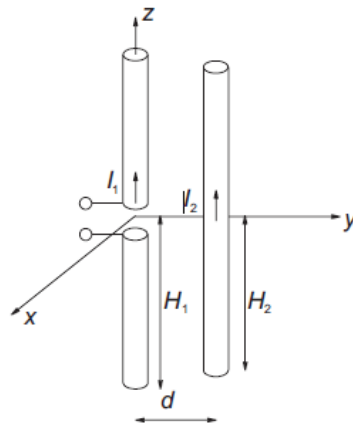


Figura1.

Las agrupaciones con elementos parásitos se analizan aplicando la ecuación (3) con un vector de tensiones en el que algunos elementos son nulos. Invertiendo la matriz de impedancias de(3) puede observarse que la corriente que circula por los elementos parásitos es, en general, distinta de cero. Esta corriente es inducida por la interacción con los demás elementos, a través de las impedancias mutuas. La influencia de las impedancias mutuas puede observarse en la expresión de la corriente en un elemento parásito, obtenida a partir de (3). Con un diseño adecuado de los elementos parásitos pueden conseguirse diagramas de radiación de tipo longitudinal bastante directivos, de los que son un ejemplo clásico las antenas de Yagi-Uda.

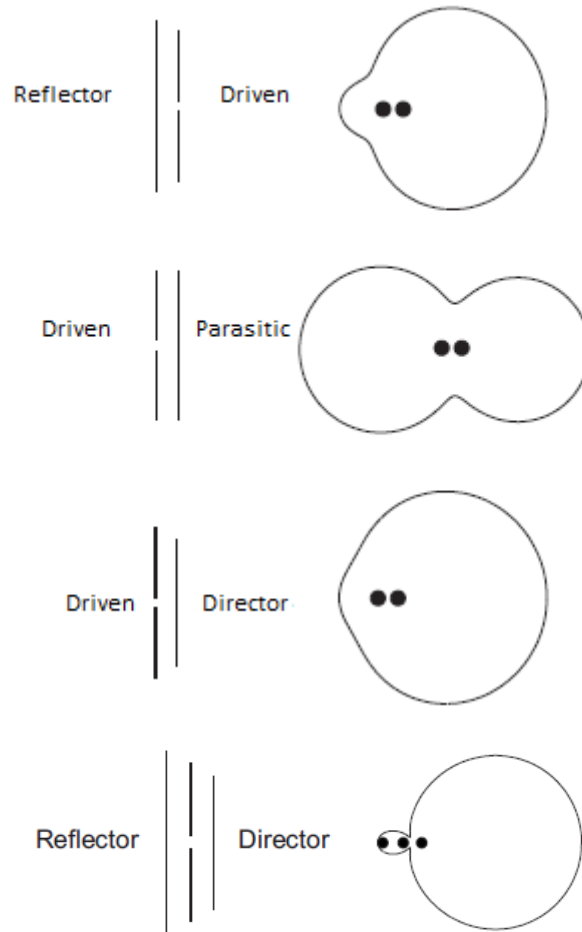


Figura 2.

El caso más simple de agrupación con elementos parásitos es el formado por un dipolo activo y uno parásito. El elemento parásito de longitud ligeramente superior a la del activo produce un máximo en la dirección del activo, por lo que recibe el nombre de “reflector”. Por contra, un parásito de longitud ligeramente inferior produce el máximo en la dirección del parásito, por lo que ejerce la función de “director”. Este cambio de comportamiento con la longitud es debido a que el parásito de tamaño inferior al dipolo resonante es de carácter capacitivo, mientras que el de tamaño superior es inductivo. Este cambio de signo en la fase de la autoimpedancia del parásito cambia también el signo en la fase de la corriente cual cambia el signo en la fase progresiva de la agrupación y, por tanto, el sentido del máximo de radiación.[8]

$$V_n = 0 \Rightarrow I_n = \frac{-1}{Z_{nn}} \sum_{i \neq n} Z_{in} I_i$$

Ecuación 4.

Considerando un array en espacio libre formado por un dipolo activo (elemento 1) y un elemento parásito (elemento 2), como se muestra en la Figura 1. Las relaciones entre los elementos del circuito vienen dadas por:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

$$0 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{12}$$

Ecuación 5.

2.1.2 Antena de Yagi-Uda

Un tipo de antena muy común en la actualidad es la de Yagi-Uda, inventada en Japón en 1926 por S.Uda y dada a conocer internacionalmente poco después por H. Yagi. Esta antena, conocida como Yagi, cuya característica más significativa es su simplicidad, debida a la utilización de elementos parásitos, se utiliza habitualmente en las bandas de HF, VHF y UHF en aplicaciones de radiodifusión de televisión, estaciones de radioaficionados y radioenlaces punto a punto.

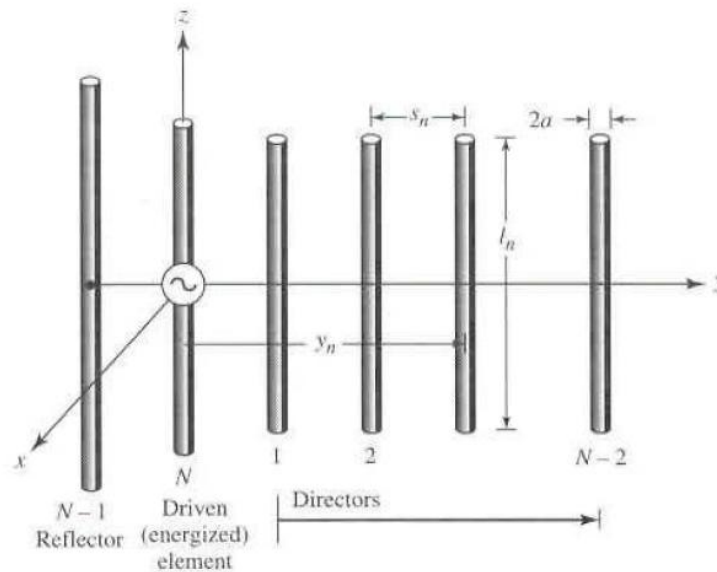


Figura.3 Topología típica de una antena Yagi-Uda.

La configuración más habitual consta de un elemento activo, un reflector y entre uno y veinte directores. En la figura 3. Se muestra el diagrama una configuración típica de una antena Yagi de tres elementos. El elemento activo suele ser un dipolo doblado resonante, con objeto de aumentar el ancho de banda. El reflector suele tener una longitud un 5% mayor que la del activo, habitualmente entre $0,5\lambda$ y $0,52\lambda$. La longitud de los directores oscila entre $0,38\lambda$ y $0,48\lambda$, siendo típicamente un 5% o 10% inferior a la del activo. La separación entre elementos es algo mayor para el reflector (típica $0,15\lambda$) que para los

directores (típica $0,11\lambda$). La antena Yagi no es estrictamente una agrupación, por no ser todos sus elementos iguales, pero como los diagramas de radiación de los elementos sí son casi iguales, suelen analizarse con las técnicas de agrupaciones lineales tomando como antena básica el dipolo en $\lambda/2$.

En la práctica, el papel del reflector es hecho por el elemento más próximo al dipolo alimentado, y se incrementa muy poco la ganancia de la antena Yagi-Uda si más de un elemento son usados como reflectores. Sin embargo se consiguen mejoras considerables aumentando el número de directores del array.[9]

2.1.3 Switched Parasitic Antennas (SPAs)

El elementos parásitos reconfigurables para controlar los diagramas de radiación provienen de los trabajos de Yagi y Uda en la década de 1930 y han sido patentadas en forma de varias aplicaciones, como por ejemplo en [6] donde Michel Guegen patentó en 1974 una antena rotatable electrónicamente que incluía su vez varias antenas yagi. Los elementos reflectores y directores de cada antena Yagi son sintetizados por medio de diodos cortocircuitándolos a un plano de masa. El diagrama de radiación es rotado paso a paso. La directividad se incrementa cortocircuitando otros elementos que pertenecen a otros arrays diferentes del array principal. Esos elementos definen generatrices de una parábola teniendo el elemento activo en la cuspide la parábola. En comunicaciones móviles, Milne [12] ha usado este concepto con múltiples elementos para la comunicación de un satélite (punto a punto) y Hamer and Butcher [13] han simulado un diseño de un solo elemento configurable para su uso en comunicaciones vehiculares.

Vaughan [4] dió varios ejemplos de la tecnología de dos antenas parásitas para su uso en telefonía móvil. El concepto esta basado en utilizar un sólo elemento activo en la antena, conectado al transceptor de radio, en una estructura con uno o varios elementos pasivos, operando cerca del punto de resonancia. Los elementos pasivos se denominan Elementos Parásitos (PE) y funcionan conjuntamente con los elementos activos para formar un array, tal y como ocurre en el conocido array Yagi-Uda.

Para alterar el diagrama de radiación, las impedancias terminales de los PES son configurables, de forma que se puede modificar la corriente que circula por cada elemento. Los PE se convierten en reflectores cuando son cortocircuitados al plano de masa usando diodos y cuando no están cortocircuitados, los PE tiene pequeños efectos en las características de la antena. El receptor está siempre conectado al centro de la antena, de forma que no hay elementos configurables el camino directo de la señal RF.

Por otro lado, Wennstrom[5] propuso un sistema MIMO usando una antena parásita configurable (SPA) con una sólo fuente de RF. La antena SPA demostró tener un potencial equiparable a los sistemas MIMO, sin embargo no especifico ninguna técnica de multiplexación.

El uso de antenas SPA de tamaño reducido para emular la transmisión open-loop MIMO ofreciendo un posible método de multiplexación de las señales, como el SPA de este proyecto, fue propuesto en el trabajo [7] y ampliado por el artículo de Alrabadi [1].

2.2 Transmisión MIMO con una sola fuente RF.

La idea es usar un SPA como un terminal MIMO produciendo una señal a alta frecuencia RF modulada por el primer flujo de datos, mientras simultáneamente se van permutando un conjunto de impedancias parasitas fuertemente acopladas al dipolo activo con una señal de control en baja frecuencia. La señal de control en banda base tiene información sobre el otro flujo de datos que queremos transmitir. De esta manera los flujos de datos de entrada se mapean en un conjunto de bases ortogonales en el dominio de la longitud de onda usando una sola fuente y un array de dimensiones reducidas. En[1] son usadas señales moduladas en BPSK donde primero se generaliza la derivación de las bases a partir de “mirror image pattern pairs” (MIPPs) ya que se usan dos diagrama de campo totalmente simétricos uno del otro. En el lado del receptor, se supondría que la respuesta de la antenna receptora al recibir diagrama de radiación serían una combinación de funciones base, que no sería nada más que la combinación lineal de las respuestas de la antenna a las diferentes funciones base que enviamos. De esta manera el receptor decodificaría la transmisión de símbolos de datos estimando la respuesta base usando técnicas de estimación clásicas.

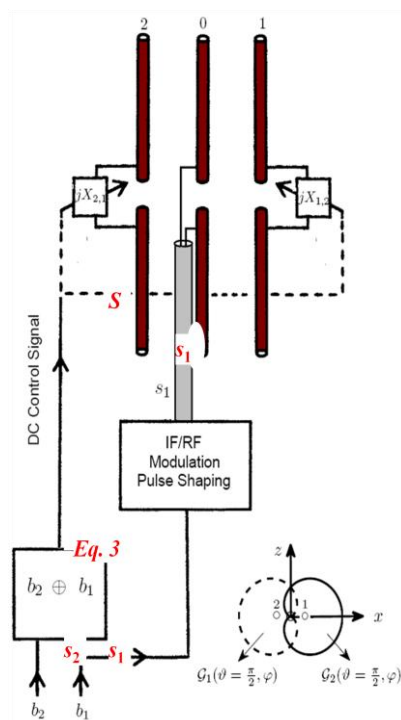


Figura4. Topología de un SPA de elementos imagen de [1].

La topología de la antena consiste en un array SPA de tres elementos como el observado en la Figura 4., donde el elemento central es un dipolo activo mientras que

los otros dos son pasivos. Los dos dipolos parásitos son cargados con cargas puras imaginarias $[jX_1, jX_2]$, ya que la parte real de una carga compleja degrada la eficiencia del sistema de la antena. Obviamente este sistema puede crear un MIPP alrededor del plano-E simplemente permutando las cargas reactivas de los elementos parásitos así $[jX_1, jX_2] \leftrightarrow [jX_2, jX_1]$. En otras palabras, teniendo el primer diagrama de radiación $G1(\vartheta, \varphi)$ en $[jX_1, jX_2] \leftrightarrow$ el diagrama de radiación $G2(\vartheta, \varphi) = G1(\vartheta, -\varphi)$ es obtenido con $[jX_2, jX_1]$. De esta manera alimentando el dipolo central activo con el primer flujo de datos BPSK y cambiando el valor de las cargas según el segundo flujo de datos, los dos flujos son transmitidos simultáneamente y mapeados en una base ortogonal ver Figura5. Las dos señales BPSK serían transmitidas en el dominio del diagrama de radiación y recibidas usando un array lineal uniforme de N elementos (uniform linear array ULA) donde pueden ser decodificada por la respuesta de la antena a la base propuesta. [1]

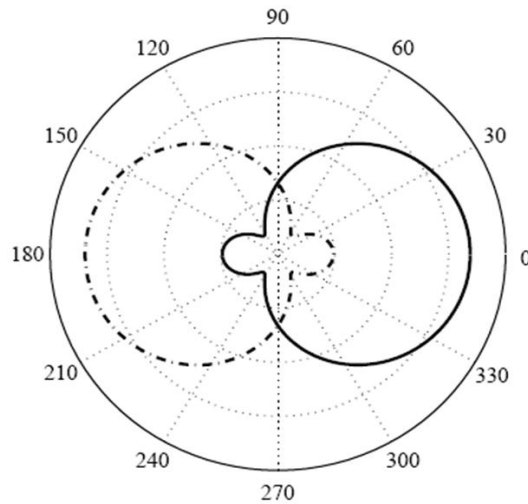


Figura5. Diagrama de radiación en el cual uno es imagen del otro cumpliendo MIPPs y a la vez siendo ortogonales.

3. Resultados

3.1 Array de tres elementos con dos elementos parásitos.

En esta sección nuestro objetivo es reproducir el diseño y los resultados del paper [1].

Partiremos de la configuración más simple para una agrupación con elementos parásitos es decir un array formado por dos elementos uno activo y otro pasivo de diferente longitud al activo situados en espacio libre, a continuación añadiremos otro elemento parásito realizando una configuración similar a la de la antena Yagi-Uda, realizando en este punto un estudio de cómo afectan al diagrama de radiación la modificación de diferentes parámetros tales como la separación, la longitud de los dipolos, el radio de los mismos etc. Aumentaremos la complejidad usando un array que es capaz de obtener un diagrama de radiación tan directivo como la anterior configuración usando dipolos con cargas reconfigurables en el que todos los elementos tienen la misma longitud en lugar de dipolos con diferentes longitudes. El último paso será simular este diseño sobre un substrato usando tecnología impresa, añadiéndole a continuación un coaxial como alimentación e intentando realizar la simulación más completa posible.

3.1.1 Validación con la literatura

Como sabemos al añadir a un dipolo activo, un dipolo parásito con una longitud adecuada y con una distancia entre los dos adecuada el diagrama de radiación resultante es más directivo que el del dipolo activo.

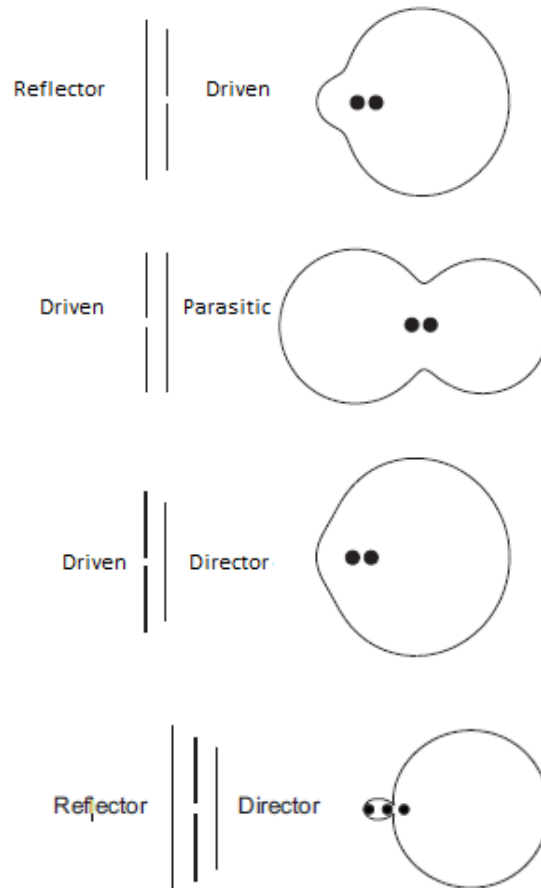


Figura1. Configuraciones de diferentes arrays con elementos parásitos y sus respectivos diagramas de radiación.

Los dipolos parásitos pueden ser modelados de la misma manera usando cargas reconfigurables para cada dipolo parásito en lugar de cambiar la longitud de estos dipolos, un ejemplo de esta configuración es mostrado en la figura2.

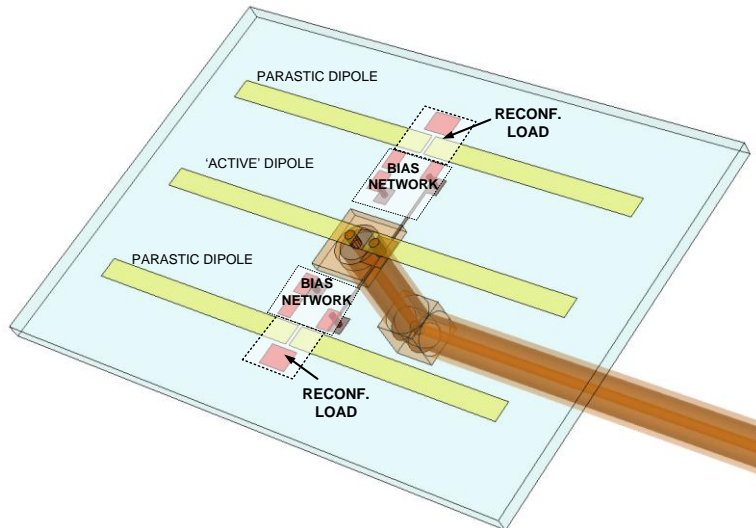


Figura2. Diagrama esquemático del SPA usado en [1].

Como se puede observar en la Figura3 [1] el diagrama de campo obtenido usando este tipo de configuración puede llegar a ser tan directivo como el conseguido usando dipolos con diferente longitud.

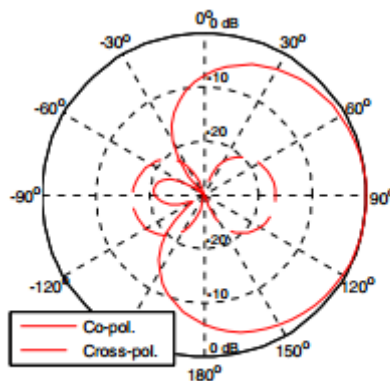


Figura3. Diagrama de radiación del SPA del artículo [1]

3.1.2. Dipolos parásitos con diferente longitud.

En este apartado desarrollaremos simulaciones de las diferentes configuraciones de un array formado por un elemento activo y elementos pasivos con diferente longitud que funcionarán como reflector y director. Partiremos de la configuración más sencilla un dipolo activo y de un dipolo pasivo, escogemos la longitud de 48mm para el activo debido que es la longitud usado en los dipolos del paper[1] el cual es nuestro objetivo final y de 50mm para el otro dipolo para que funcione como reflector, la separación será $\sim 0.1\lambda$, funcionando a una frecuencia de 3Ghz.

En la practica el papel principal del reflector es realizado por el elemento más cercano al elemento alimentado, está demostrado que añadiendo otro elemento o más, no se produce un incremento significativo en la directividad. Sin embargo sí que se consiguen mejoras significativas en la radiación de la antena añadiendo más directores al array. El número de directores para el que la ganancia se maximiza estaría entre 6 y 12, añadiendo más elementos la reducción de la magnitud en las corrientes inducidas en los elementos más extremos sería demasiado grande.

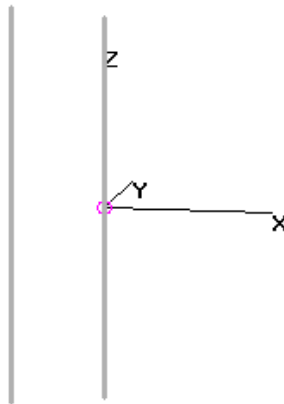


Figura4.Topologia del array.

Realizamos la simulación del array en 4nec2 que usa la técnica de los segmentos, y para simulaciones sencillas es más adecuado porque es más rápido. Obtenemos el diagrama de radiación que es mostrado en la figura5. El lóbulo principal muestra un valor 6.44dB, el lóbulo secundario opuesto al principal un valor de -4.53dB.

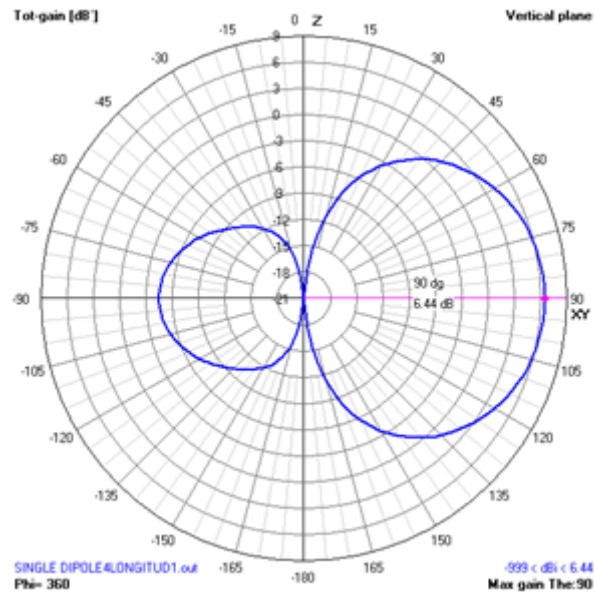


Figura5. Diagrama de radiación en 4nec2

A continuación, simulamos un array de tres elementos, uno activo y dos parásitos, uno de ellos de 50mm funcionando como reflector y otro funcionando como director de 46mm. La separación será $\sim 0.1\lambda$, funcionando a una frecuencia de 3Ghz.

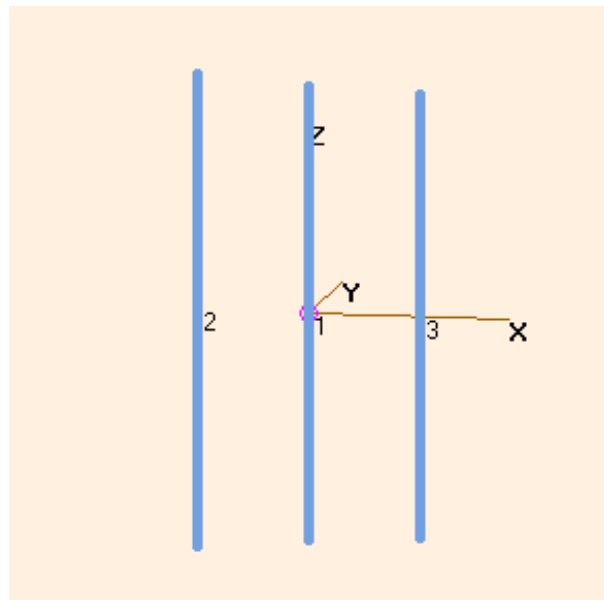


Figura6. Topología del Array de tres dipolos.

La simulación es realizada en 4NEC2, el diagrama radiación obtenido muestra un lóbulo principal de 7.93dB, además del aumento en el lóbulo principal también podemos observar una disminución de la magnitud del lóbulo secundario, estas modificaciones con respecto a los resultados obtenidos para dos dipolos son debidas al nuevo dipolo parásito añadido, el

cual tiene menor longitud que el dipolo activo y produce un efecto de dipolo director volviendo el diagrama de radiación mas directivo como es mostrado en la Figura7.

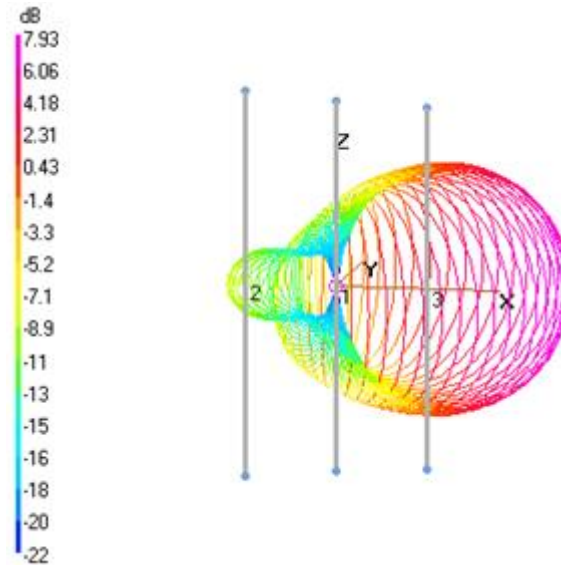


Figura7. Diagrama de radiación para un array de tres dipolos de diferente longitud.

3.1.3 Análisis de los parámetros del array.

En este apartado realizamos un estudio sobre los diferentes cambios que sufre el diagrama de radiación al modificar los diferentes parámetros de los elementos del array.

Realizamos una tabla para cada parámetro variando la topología del array donde se muestran las siguientes medidas de la antena:

-La directividad de la antena que se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena. Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación.

-El ancho de haz a -3 dB ($\Delta\theta$ -3db) que es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo.

-La relación de lóbulo principal a secundario (NLPS) que es el cociente, expresado en dB, entre el valor del diagrama en la dirección de máxima radiación y en la dirección del máximo del lóbulo secundario. Normalmente, dicha relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que suele ser adyacente al lóbulo principal. Véase Figura8.

Y que en nuestro caso con un diagrama de radiación como el de la antena yagi coincidiría con la relación delante-atrás (D/A) es el cociente, también en dB, entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta.

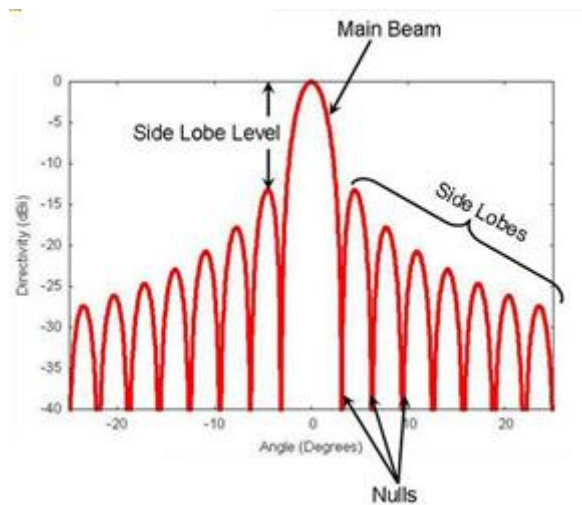


Figura8.

Ya que la longitud del director es más pequeña que su correspondiente longitud resonante, la impedancia del director es capacitiva. De manera similar la impedancia del reflector es inductiva. La fase total de las corrientes en el director y el reflector no es solamente determinada por sus longitudes sino también por el espacio adyacente entre elementos.

Aunque en el diseño de la antena Yagi se especifica que el mejor rendimiento es obtenido teniendo el reflector a mayor distancia del dipolo alimentado que la distancia que hay entre los directores y el dipolo activo, debido a que nuestro diseño es un paso previo al diseño del SPA usaremos la misma distancia entre reflector y dipolo activo y entre el mismo y el director.

Separation	Main Lobe Magnitude	Angular width (3dB)	Side Lobe level
1mm	3.2dB	71.0deg	-7.1dB
2mm	4.5dB	68.8deg	-10.3dB
3mm	6.1dB	67.6deg	-12.6dB
5mm	6.9dB	66.3deg	-14.6dB
6mm	7.1dB	65.9deg	-15.1dB
7mm	6.9dB	65.0deg	-14.2dB
8mm	6.9dB	64.2deg	-13.8dB

DISEÑO DE ANTENAS MIMO USANDO SOLO UNA FUENTE RF
CAPÍTULO 3: RESULTADOS.

9mm	6.8dB	62.7deg	-12.2dB
10mm	7dB	61.1deg	-11.3dB
11mm	6.7dB	59.7deg	-10.0dB
12mm	6.8dB	58.3deg	-9.1dB
13mm	7dB	57.1deg	-8.4dB
14mm	7.8dB	55.3deg	-7.2dB

Figura9.Parámetros del diagrama de radiación cuando la separación entre los dipolos es cambiada.

Mostramos el mejor caso en relación Main Lobe Magnitude y Side Lobe Level en la siguiente Figura10(izquierda) que se logra a 6mm.

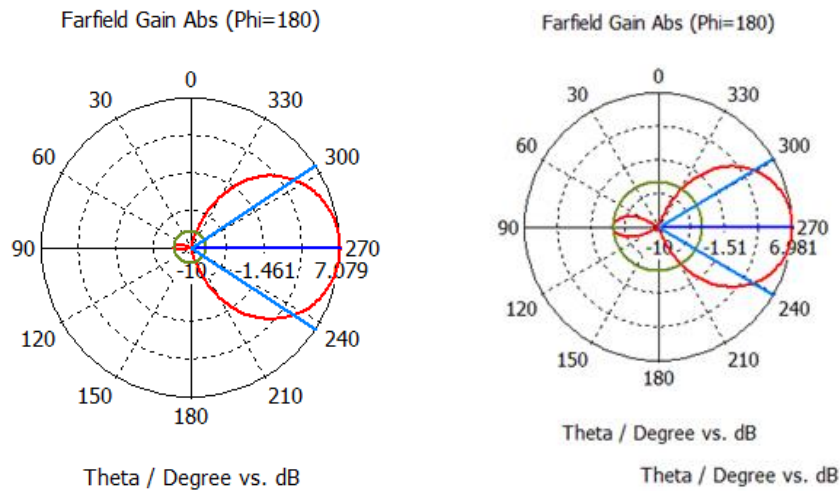


Figura10.Diagrama de radiación para una separación entre dipolos de 12mm (derecha) y para una separación de 6mm (izquierda) .

En las dos siguiente Figuras 11 y 12 podemos observar el compromiso que existe entre la separación de los elementos de un array con elementos parásitos y la directividad de la antena. Cuanto más cercana sea la separación a un valor determinado la magnitud del lóbulo secundario descenderá y ese descenso se traducirá en un aumento de la energía que se transmitirá en la dirección de máxima radiación. Podemos concluir que la separación mas óptima para nuestro diseño concreto sería para 6mm es decir para $\lambda/16$.

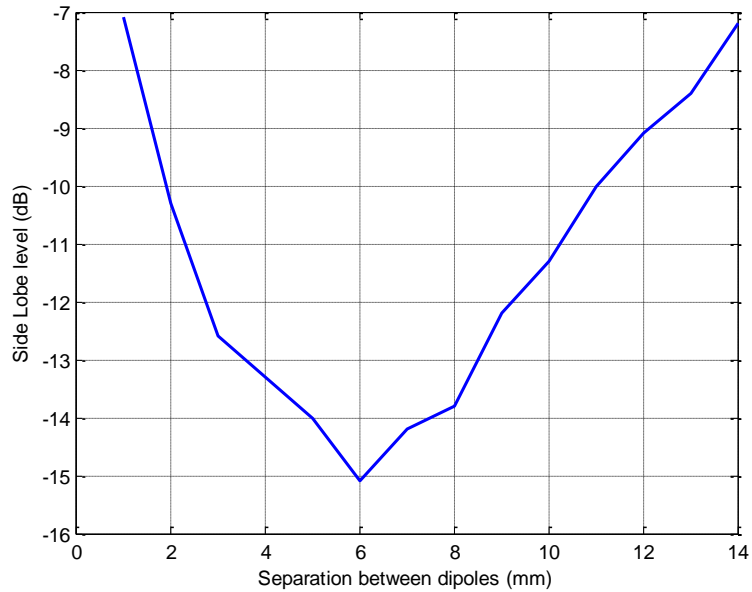


Figura 11. Relación entre la separación de los elementos y la amplitud del lóbulo secundario. Se observa el mejor valor para $\lambda/16=6\text{mm}$.

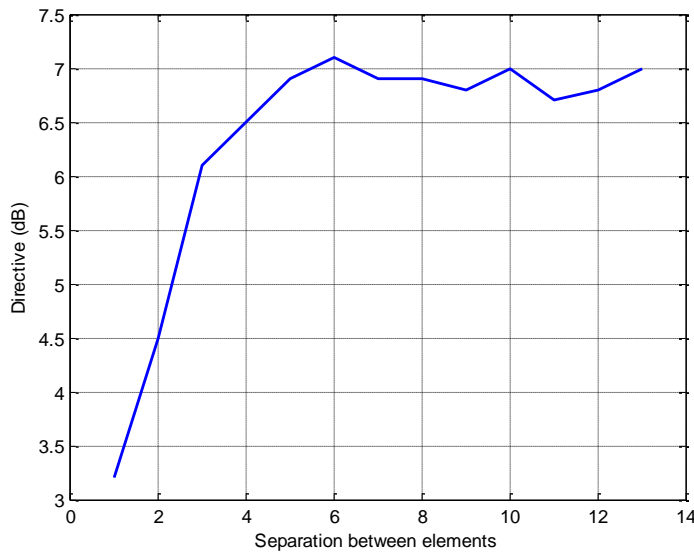


Figura 12. Relación entre la separación de los elementos y la directividad. Se observa el mejor valor para $\lambda/16=6\text{mm}$.

El siguiente parámetro estudiado fue la longitud de los elementos. En la antena ideal Yagi-Uda se recomienda que el reflector tenga una longitud un 5% mayor que la del activo, alrededor de 0.52λ y la del director entre 0.38λ y 0.48λ siendo típicamente un 5% o 10 % inferior a la del activo. Nosotros mantendremos fijo el valor del activo y del reflector durante el estudio del director y viceversa para el activo y el reflector cuando estudiemos el activo.

La primera parte de la tabla muestra los valores mientras la longitud del director es cambiada y la segunda parte para cambios en los valores del reflector.

Reflector	Active	Director	Main Lobe Magnitude	Side Lobe Level
50mm	48mm	40mm	7.3dB	-16.2dB
50mm	48mm	42mm	7.4dB	-18.6dB
50mm	48mm	43mm	7.7dB	-20.4dB
50mm	48mm	44mm	7.5dB	-22.2dB
50mm	48mm	45mm	7.3dB	-17.1dB
50mm	48mm	46mm	6.7dB	-10dB
48.2mm	48mm	46mm	6.5dB	-19.8dB
48.5mm	48mm	46mm	6.5dB	-21.7dB
49mm	48mm	46mm	6.7 dB	-13.5dB
50.5mm	48mm	46mm	5.9 dB	-5.8dB
51mm	48mm	46mm	8.7dB	-6.0dB
52mm	48mm	46mm	6.1dB	-7.7dB
53mm	48mm	46mm	7.0dB	-7.1dB

Figura 13. Parámetros del diagrama de radiación cuando la longitud del director y el reflector es cambiada.

Como se muestra en la figura el menor valor del lóbulo secundario-trasero manteniendo fijo el reflecto se obtiene para un longitud de 44mm para el director es decir con una longitud un 10% menor que la del dipolo activo. Y como también se puede observar en la tabla entre 43mm y 44mm estaría el máximo valor de la directividad lo que apoyaría los resultados anteriores.

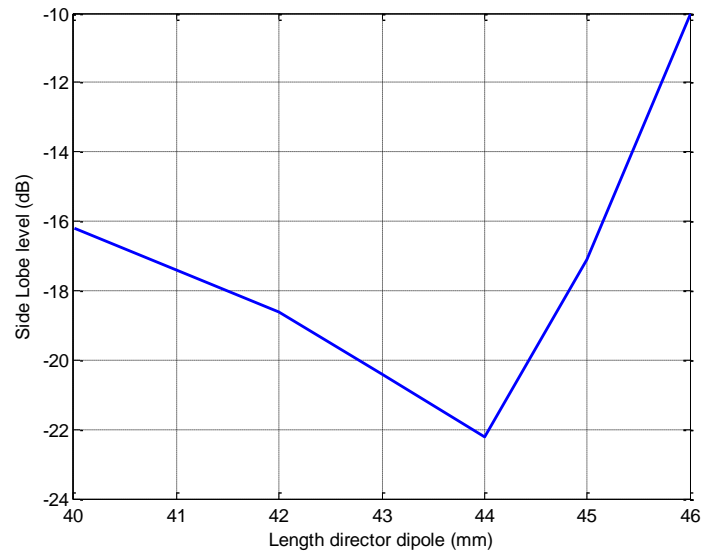


Figure14. Muestra la relación entre la amplitud del lóbulo secundario-trasero y la longitud del dipolo que realiza la función de director se puede observar el compromiso.

Las medidas para el reflector se hicieron usando una longitud fija para el director de 46mm que era la inicial escogida en apartados anteriores para el reflecto por ser un 5% menor que el dipolo activo. Estas medidas no arrojaron resultados tan claros como en las medidas para el director.

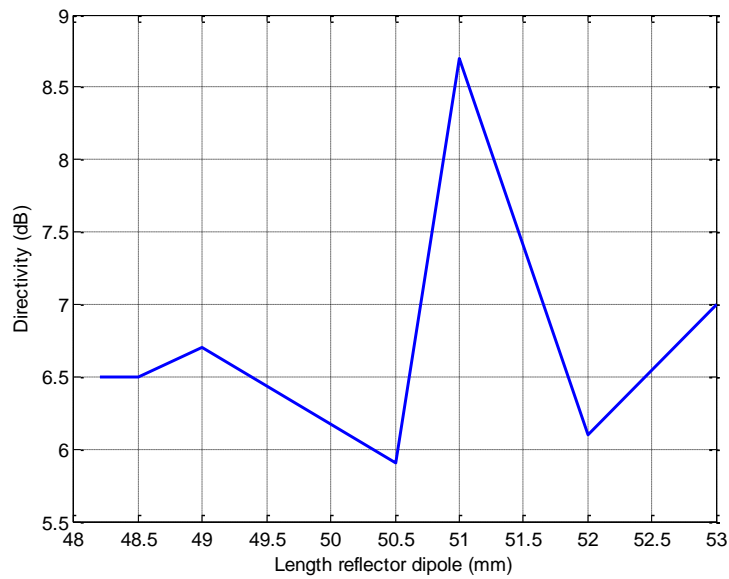


Figura15. Valores de la magnitud del lóbulo principal en la dirección de máxima propagación en función de la longitud del reflector manteniendo el director fijo a 46mm.

Como se observa en la Figura 16 el mayor valor para el lóbulo principal se alcanza alrededor de 51mm aunque para un Side Lobe level (dB) relativamente alto que no es lo buscado.

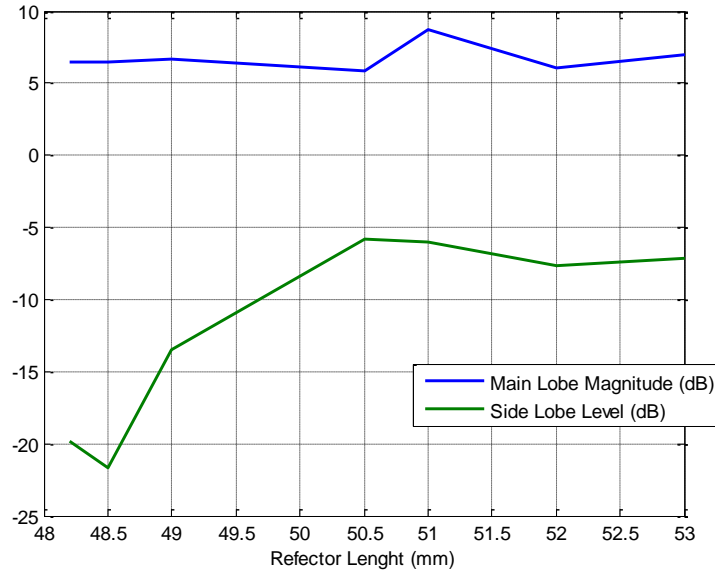


Figura16. Valores de la magnitud del lóbulo principal en la dirección de máxima propagación y del Side Lobe Level en función de la longitud del reflector manteniendo el director fijo a 46mm.

El siguiente parámetro estudiado fue el radio de los dipolos, en la Figura 17 se muestran los diversos valores obtenidos.

Radius	Main Lobe Magnitude	Side Lobe Level	Angular width (3dB)
0.025mm	7.2dB	-10.4dB	59.8deg.
0.09mm	6.7dB	-10.0dB	59.7deg.
0.175mm	6.9dB	-9.3dB	59.4deg.
0.25mm	6.7dB	-9.0dB	59.0deg.
0.8mm	6.8dB	-4.4dB	53.3deg.
1mm	6.5dB	-3.3dB	51.6deg.
1.3mm	8.9dB	-3.1dB	48.2deg.

Figura 17. Muestra una tabla con los diferentes parámetros del diagrama de radiación para diferentes valores del radio.

La disminución del radio disminuye las corrientes inducidas en los dipolos parásitos, nuestras medidas indican que este decremento de la energía reduce el lóbulo secundario.

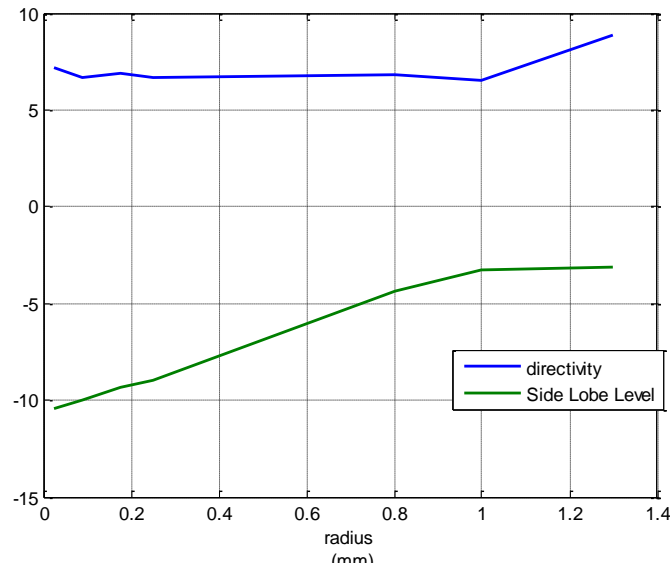


Figura18. Se muestra la variación de la directividad (dB) y el Side Lobe level(dB) en función del radio de los dipolos del array (mm).

A la izquierda se muestra el diagrama de radiación para un radio de 0.09 mm a la derecha para un radio de 1mm.

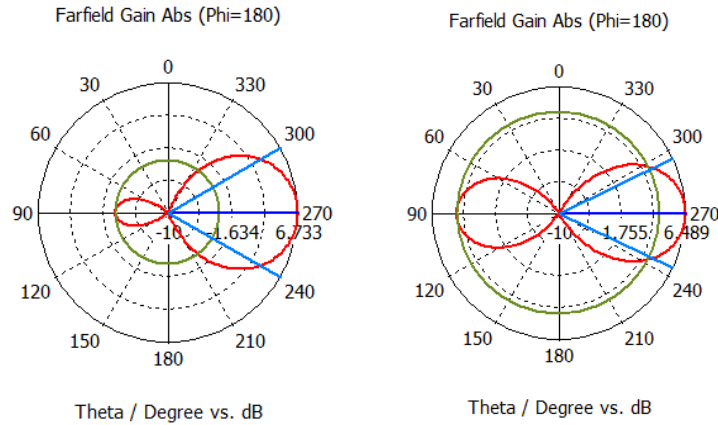


Figura19. Diagramas de radiación cambiando los radios. Se observa una disminución del lóbulo secundario para una disminución del radio.

3.1.4 Dipolos parásitos con cargas reconfigurables.

Para el valor de las cargas reconfigurables usadas en este apartado adoptaremos el mismo valor que el adoptado en el diseño del paper [1] $Z_2 = +j27\text{ohms}$ and $Z_3 = -j100\text{ohms}$.

El diseño de las mismas como se detalla en [1] consta de los siguientes pasos:

Primero se selecciona un layout adecuado para el area de la carga reconfigurable, que pueda ser controlado usando un diodo PIN. Las capacidades parásitas ($C_{P,a}$, $C_{P,b}$, $C_{P,c}$) entre los distintos terminales son extraídas de las simulaciones de onda completa. Aquí, el efecto inductivo en los terminales puede ser despreciado en el diseño. Después, los elementos montados superficialmente son deducidos del circuito de la Figura 20, de forma que la impedancia global en cada etapa Z_1 y Z_2 (ver Fig. 20b) encajan con los valores objetivo, concretamente $Z_1 = jX_1 = j(+27)$ and $Z_2 = jX_2 = j(-100)$. Finalmente, se diseña una red de polarización DC usando inductores RF en bloque grandes L_{CD} y una resistencia R_{CD} para controlar de forma precisa la corriente de polarización en el diodo. Como puede comprobarse en la Figura 20, los caminos DC son luego enviados al otro lado del substrato por medio de los vias, donde pueden ser conectados convenientemente a las referencias de voltaje DC del entorno de la antena. El diodo PIN (Aeroflex Metelics MPN7310A-0805) sirve como un interruptor rápido de baja capacitancia, con un tiempo de conmutación transitorio despreciable (del orden de nanosegundos). $Z_{A,a}$ y $Z_{A,b}$ son condensadores de

0.5 pF y 0.8 pF respectivamente. Los elementos de la red de polarización son $L_{DC} = 22$ nH y $R_{DC} = 910$. Una configuración muy usada para una carga reconfigurable es mostrada en la figura de abajo Figura 20C)

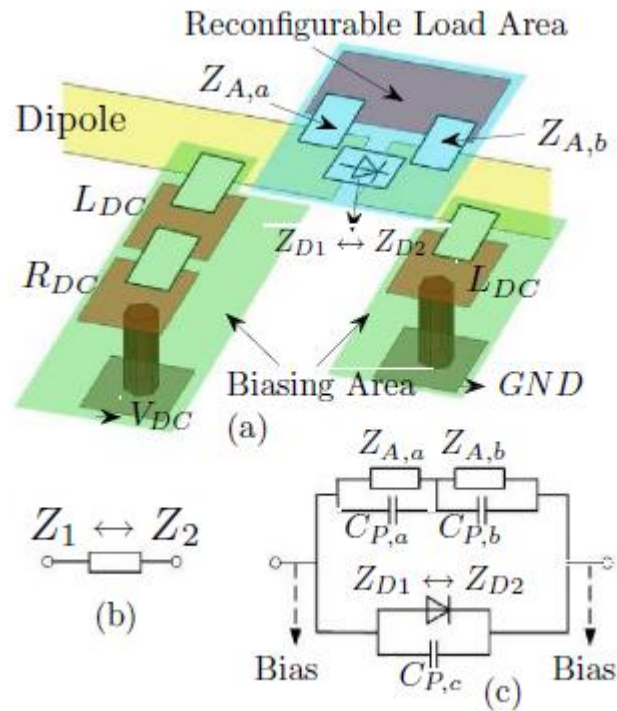


Figura20. Layout para las cargas reconfigurables del siguiente paper [1]

En la Figura 21 se muestra la nueva configuración, podemos observar tres dipolos con la misma longitud 48.3mm, un dipolo activo con una fuente discreta , y dos parásitos con cargas reconfigurables.

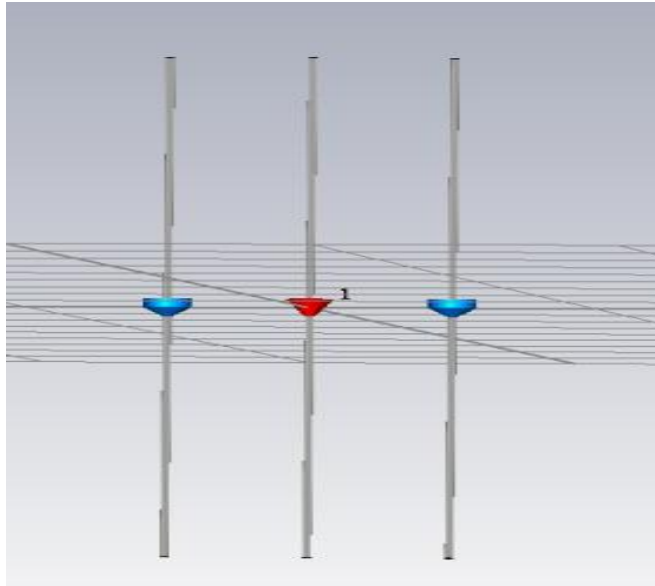


Figura21. Array de tres dipolos con dipolos parásitos que incluyen cargas reconfigurables, que son mostradas en la figura de color azul.

En la Figure22 se puede observar el diagrama de radiación para esta nueva configuración, fue simulado en 4nec2, se puede ver un valor de 7.43dB para el lóbulo principal y de -11dB para el lóbulo secundario.

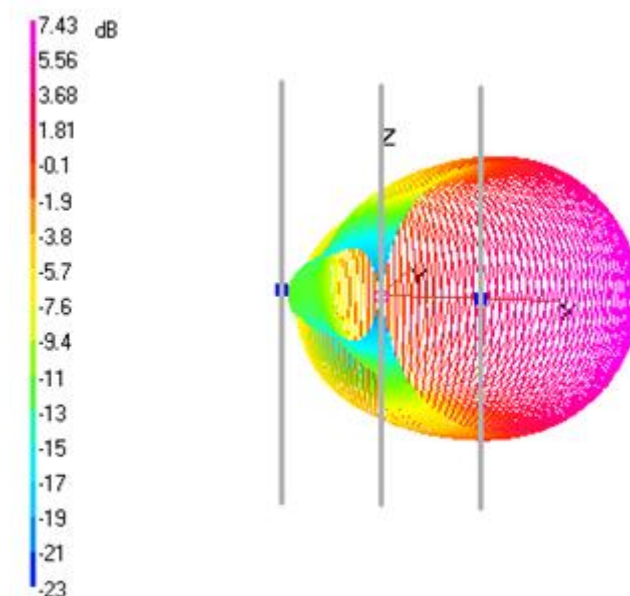


Figura 22. Diagrama de radiación del array de tres dipolos con cargas reconfigurables.

DISEÑO DE ANTENAS MIMO USANDO SOLO UNA FUENTE RF
CAPÍTULO 3: RESULTADOS.

En la Figura 29 podemos ver los valores para el parámetro S_{11} simulado en CST que nos indica la adaptación de la antenna en su estado operacional. Podemos ver que se logran buenos resultados tenemos una buena adaptación alrededor de la frecuencia de resonancia 2.6GHz.

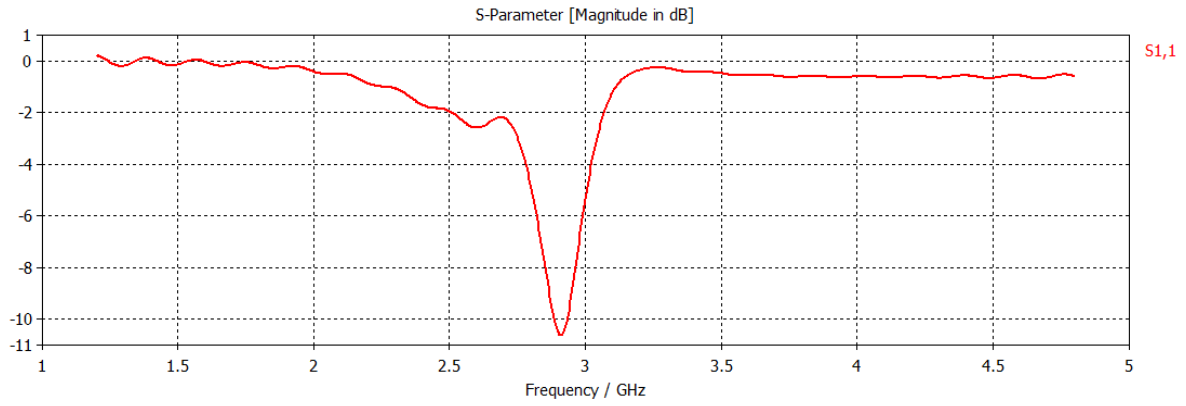


Figura23. Parámetro S_{11}

Parte imaginaria de la impedancia de entrada podemos observar que es cero cerca de la frecuencia de resonancia.

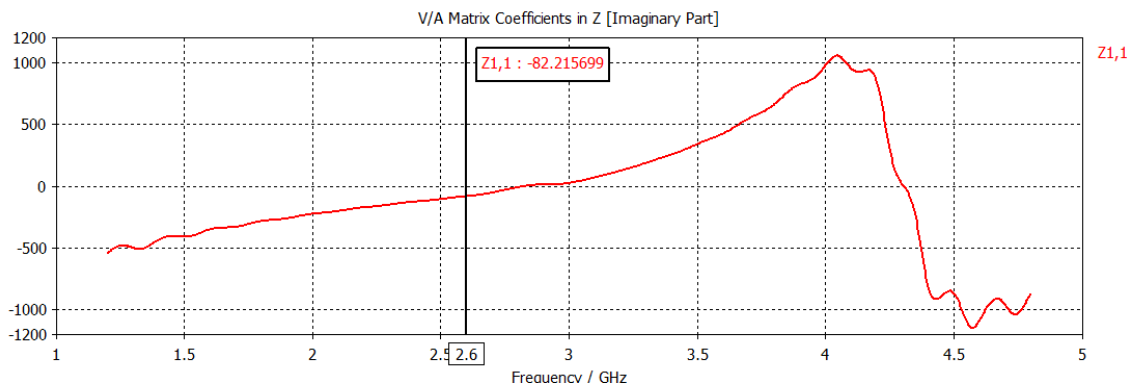


Figure24. Parte imaginaria de la impedancia del dipolo activo.

3.1.5 SPA de tres elementos sobre un sustrato.

En esta sección, adoptamos la topología de la antena basada en un SPA simétrico de tres elementos, donde el elemento central es un dipolo activo mientras que los otros dos son pasivos. Los dos elementos parásitos tienen cargas imaginarias puras $[jX_1 \ jX_2]$ ya que la parte real de una impedancia imaginaria degrada la eficiencia del sistema de la antena.

Usamos un SPA de tres elementos, sobre un sustrato con un grosor de 1.5 mm y $\epsilon=2.17$. Los tres dipolos tienen una longitud de 48.3 mm y están espaciados 11mm como se puede observar en la Figura25. El espaciado es 0.11λ a la frecuencia deseada de 2.6GHz. El SPA fue simulado solo usando CST, ya que existían ciertas limitaciones para simular sustratos en 4NEC2. Los dipolos parásitos fueron cortocircuitados con cargas de valores $Z_2 = +j27\text{ohms}$ y $Z_3 = -j100\text{ohms}$. Se puede observar que la carga Z_2 de valor positivo imaginario tendrá carácter inductivo realizaría la función del reflector y Z_3 de parte imaginaria negativa tendrá carácter capacitivo y realizaría la función del director.

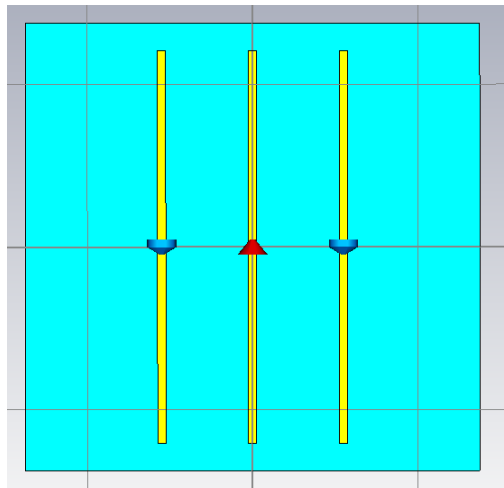


Figura25. Topología de la antena reconfigurable.

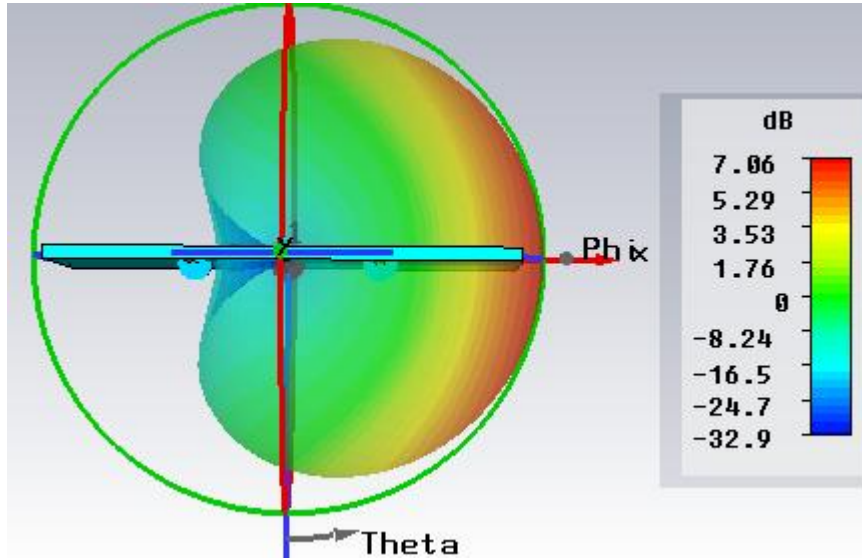
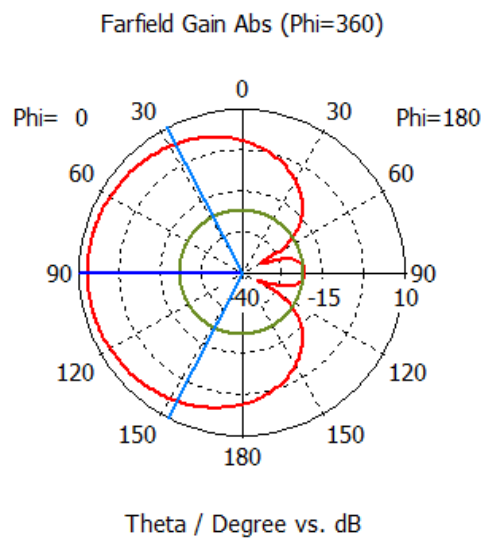


Figure26. Diagrama de radiación del SPA vista aérea.

En el diagrama polar de la Figura 27. se indicaron una magnitud de 7.1 dB para el lóbulo principal, un valor de -27.7dB para el Side Lobe level y un ancho de haz a -3 dB de 125.5deg.



farfield (f=2.6) [1]

Frequency = 2.6
 Main lobe magnitude = 7.1 dB
 Main lobe direction = 90.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 125.5 deg
 Side lobe level = -27.7 dB

Figura27. Diagrama de radiación del SPA en coordenadas polares

Debido a la estructura simétrica de la antena podemos obtener un diagrama de radiación directivo en una dirección y la imagen opuesta a este diagrama de radiación, es decir permutando el valor de las cargas reconfigurables. MIPPs(mirror image pattern pairs) E_2 es obtenido a través de la imagen simétrica de E_1 alrededor del eje 0 -180.

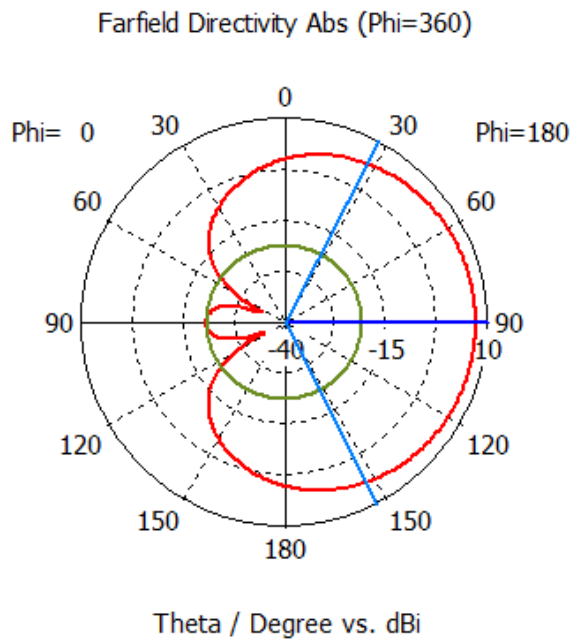


Figura28. Diagrama de radiación

Se enviarían dos diagramas de radiación ortogonales como se muestra en la Figura 29, que presumiblemente el receptor no tendría problema en diferenciar.

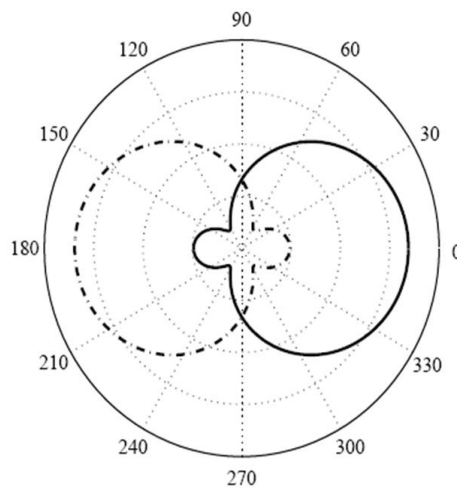


Figura29. Muestra los diagramas ortogonales .

DISEÑO DE ANTENAS MIMO USANDO SOLO UNA FUENTE RF
CAPÍTULO 3: RESULTADOS.

La adaptación de la antena en sus dos estados operacionales es mostrada en la Figura30. Ya que cada estado corresponde a tener las cargas del otro estado pero opuestas simétricamente y a que la estructura total es completamente simétrica alrededor del dipolo activo, las pérdidas por retorno serían las mismas en ambos estados. En la figura podemos observar una excelente adaptación de -20dB a la frecuencia de resonancia 2.6Ghz.

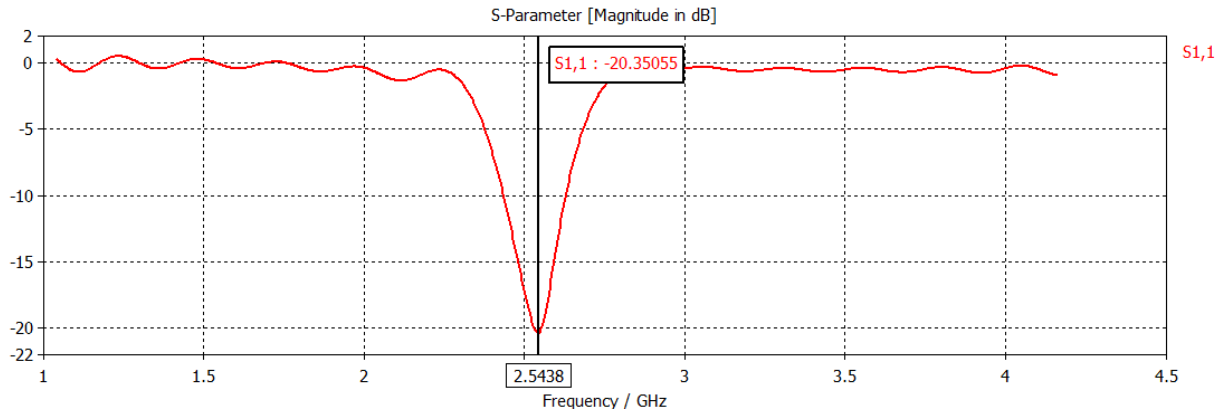


Figura30. Parámetro S_{11} del SPA.

La parte imaginaria de la impedancia de entrada muestra un valor de cero a una frecuencia próxima a la frecuencia de resonancia.

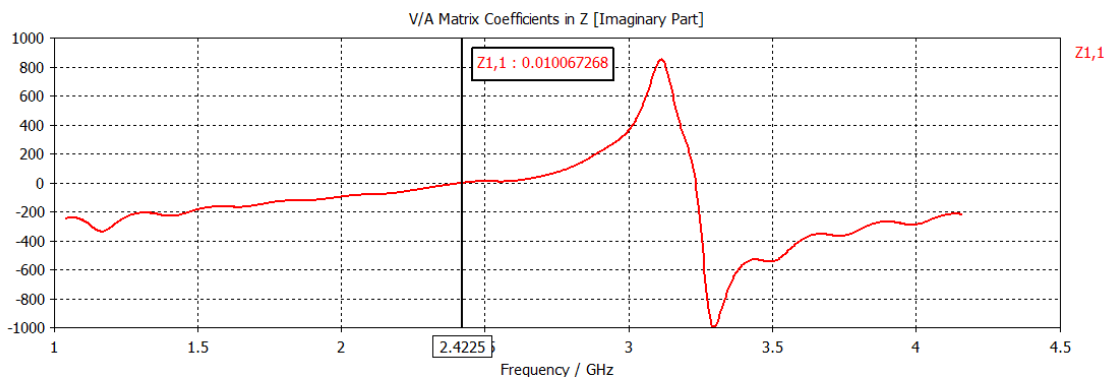


Figure38. Parte imaginaria de la impedancia de entrada.

A continuación fue añadido al diseño del SPA de tres elementos un coaxial para alimentarlo. Se colocó el coaxial doblado de la manera en la que se observa en la Figura 39, de tal manera que se simulará el coaxial del artículo [1]. El objetivo era intentar simular de la manera más realista posible el comportamiento de la antenna, introduciendo cualquier elemento que se fuese a usar después y pudiese afectar al diagrama de radiación.

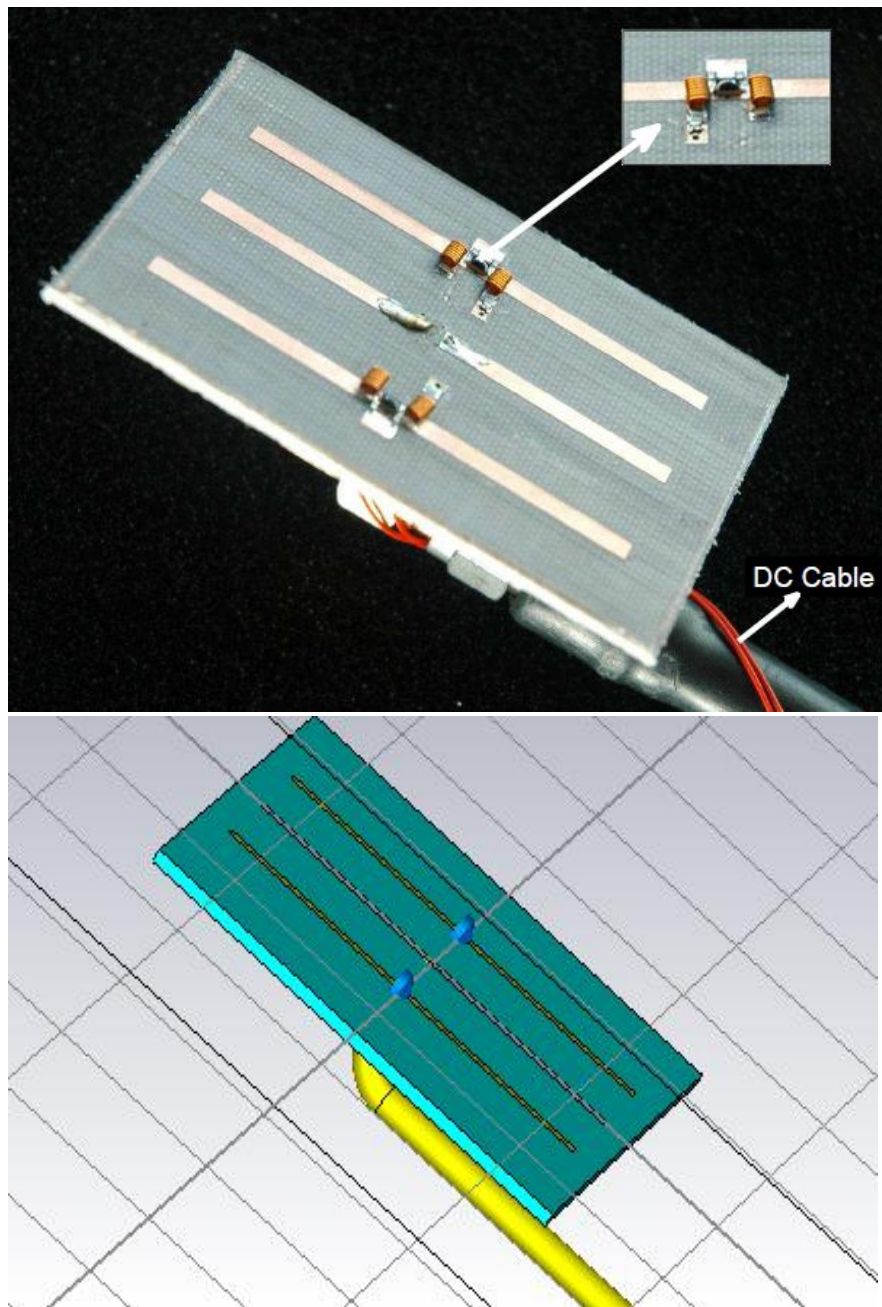


Figura 39. Arriba imagen extraída del artículo [1], abajo diseño realizado en CST Microwave.

La elección fue el Coaxial RG402 con un radio interior de 0.95mm y un radios exterior de 3.5mm, dieléctrico de teflón con $\epsilon=2.1$. RG402(0.141") Este cable coaxial semi-flexible ofrece el mejor rendimiento con una cubierta de cobre estañada recubierto de una malla y conductor sólido a 0 ~ 18GHz. Comúnmente esta equi está equipado con un conector SMA.

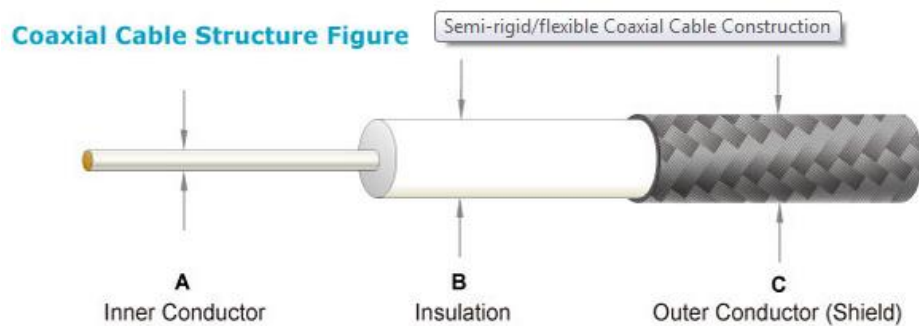
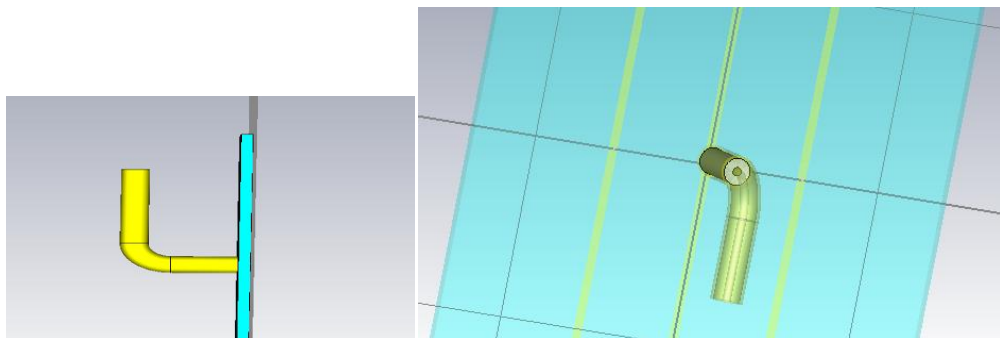


Figura40. Estructura de un cable coaxial.

Características :Impedancia: $50 \pm 2 \Omega$, capacidad: Nom. 94 pF/m, max,
Frecuencia operacional: 20GHz, conductor: Silver plated copper(1×0.94mm),
Temperatura operacional $-40^{\circ}\text{C} \sim 165^{\circ}\text{C}$.



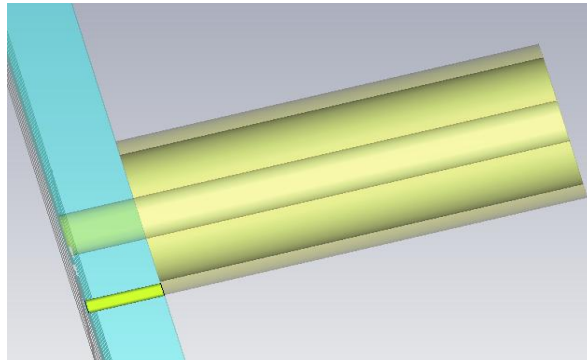


Figura42. Vista de perfil del diseño

El conductor interno y el externo están conectados respectivamente a los dos polos del puerto del dipolo.

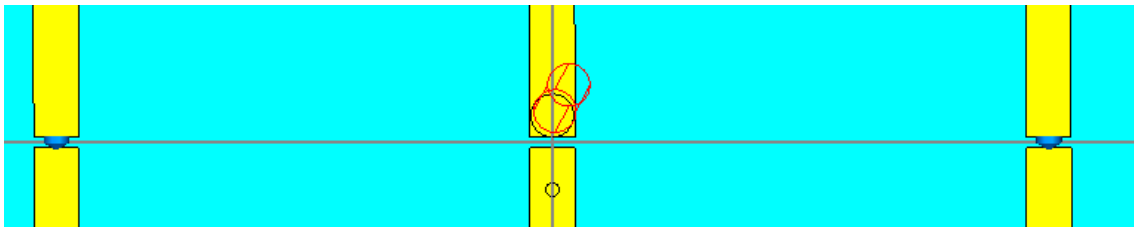


Figura43. Vista alzada del diseño.

Las diferentes partes del coaxial y sus parámetros son mostradas en la Figura 44 (A) conductor interno, (B) dieléctrico, y (C) conductor externo.

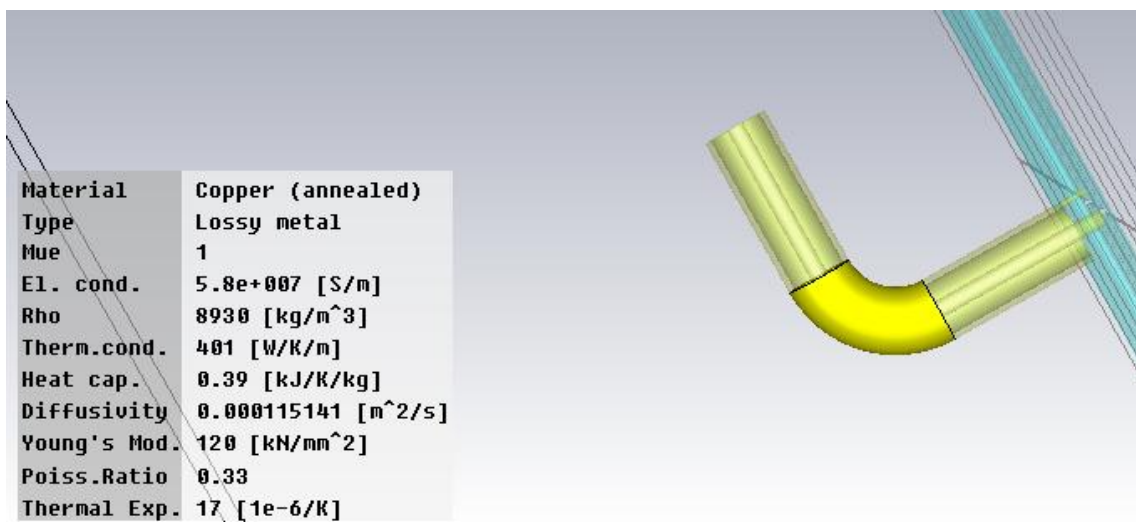
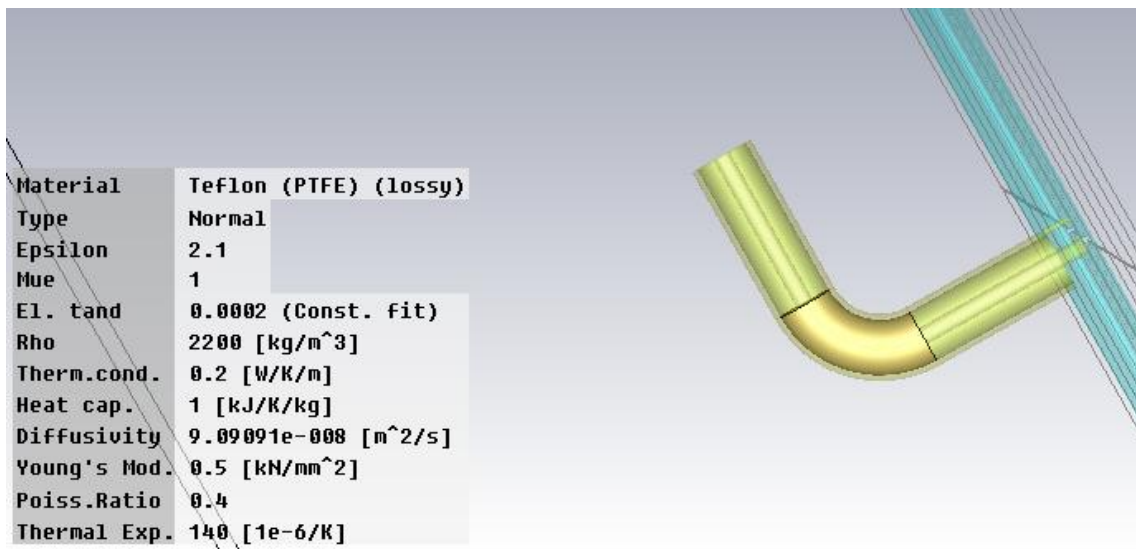
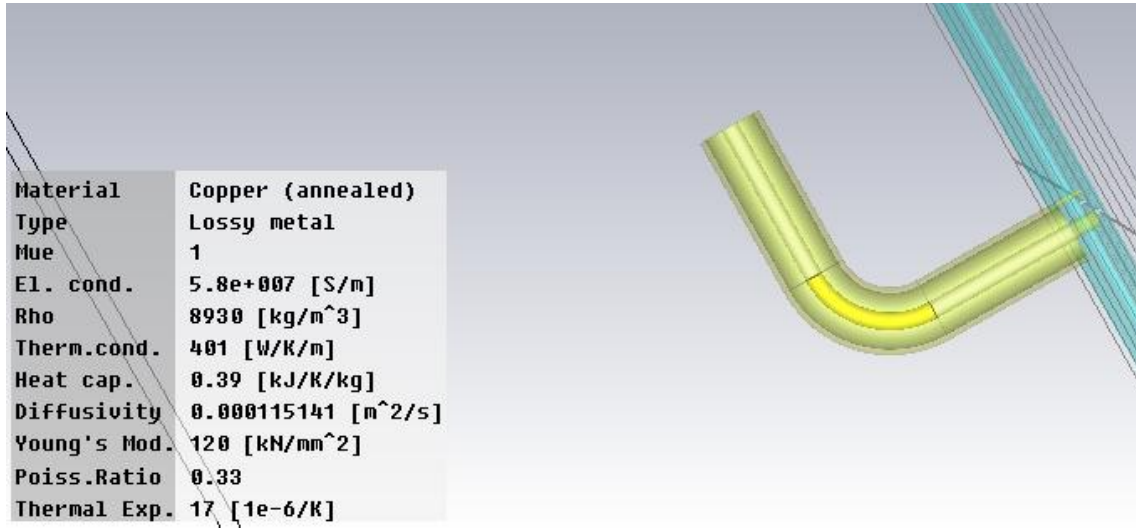


Figura 44. Diferentes partes del coaxial con sus parámetros.

El diagrama de radiación para el SPA alimentado por un coaxial es mostrado en la Figura 45. En el mismo podemos observar como al añadir el coaxial el diagrama de radiación adopta una figura menos ideal, el coaxial como elemento metálico, entendemos que puede interferir en el diagrama de radiación y afectar al lobulo secundario.

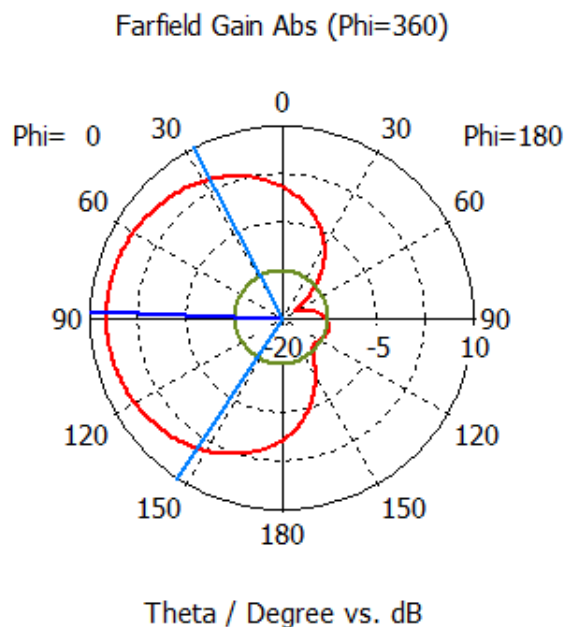


Figura 45. Diagrama de radiación para el SPA alimentado por un coaxial.

En cambio la adaptación sufre una ligera mejora de -20dB sin coaxial a -25dB con coaxial pensamos que esto puede ser debido a que la excitación del coaxial es realizada con un waveguide port a diferencia del circuito sin coaxial que es alimentado con un discrete port.

DISEÑO DE ANTENAS MIMO USANDO SOLO UNA FUENTE RF
 CAPÍTULO 3: RESULTADOS.

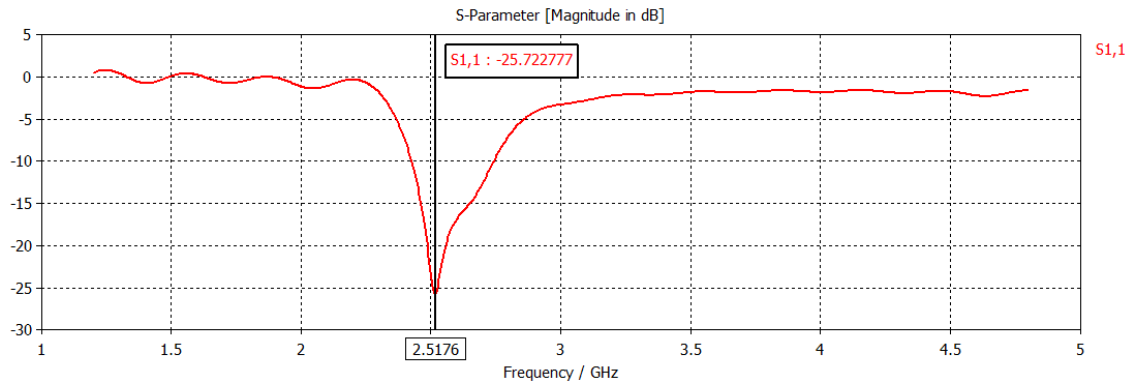


Figura46. Gráfica del Parámetro S_{11} cuando el circuitos es alimentado através de un coaxial donde se puede apreciar la mejora

Parte imaginaria de la impedancia del dipolo activo podemos observar como su valor es cero cercano a la frecuencia de resonancia 2.6Ghz.

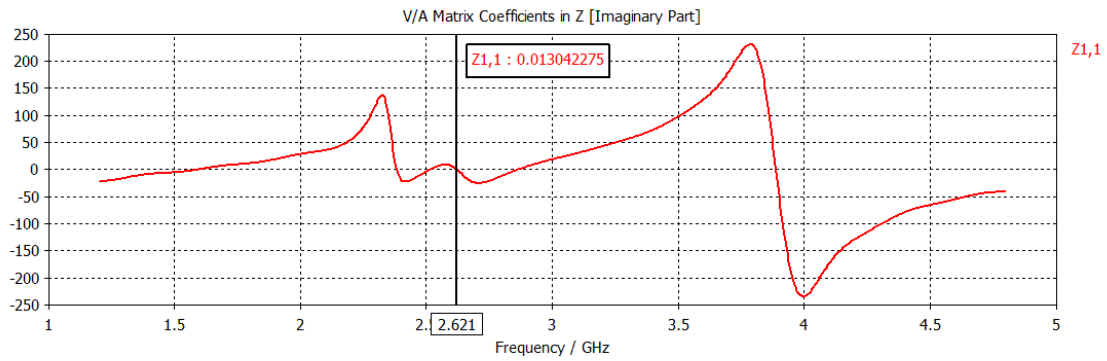


Figura47. Parte imaginaria del array alimentado a través de un coaxial.

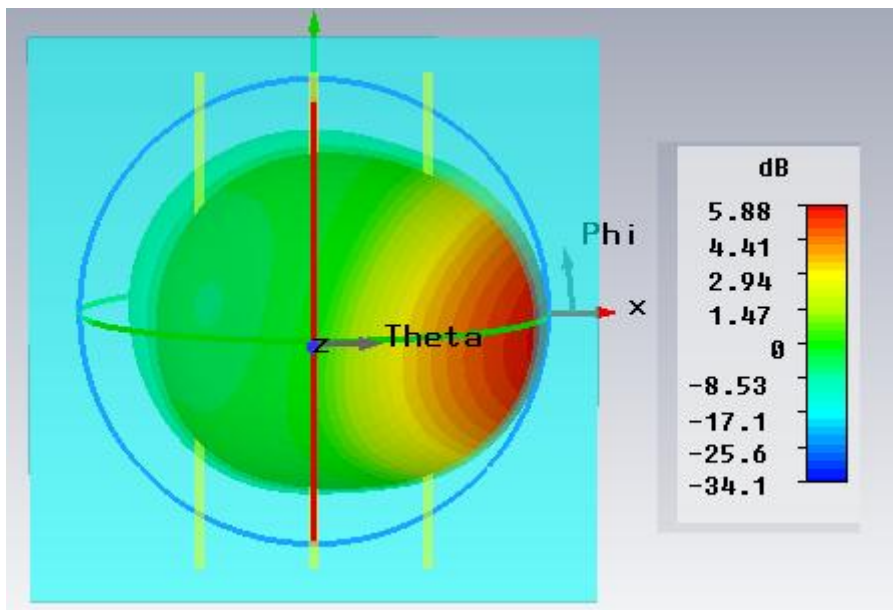


Figura48. Diagrama de radiación en 3D para el SPA alimentado a través de un coaxial RG402.

Como último apartado se realizaron diferentes simulaciones variando el valor de las cargas reconfigurables del SPA de tres elementos para ver las modificaciones que se producían en el diagrama de radiación. Se usaron valores para las cargas partiendo de los usados en el artículo [1], $Z_1 = +j27$ y $Z_2 = -j100$ es decir $L_{1eq} = 1.6527\text{nH}$ y $C_{2eq} = 0.6121\text{pF}$. La impedancia de carga equivalente es una impedancia compleja con parte real nula y parte imaginaria que puede ser positiva o negativa, si es positiva es de carácter inductivo y si es negativa de carácter capacitivo variando los valores de la capacidad equivalente y de la inductancia equivalente se puede modelar dicha impedancia. En CST microwave iremos usando estos diferentes valores para encontrar los mejores resultados.

Reconfigurable Load L_1	Reconfigurable Load C_2	Main Lobe magnitude	Angular width (3dB)	Side Lobe Level
0.05nH	0.6121pF	7.6dB	113.7deg	-15.6dB
0.1527nH	0.6121pF	7.5dB	114.5deg	-16.1dB
0.4527nH	0.6121pF	7.5dB	116.1deg	-17.3dB
1.4527nH	0.6121pF	7.1dB	121.7deg	-21.0dB
1.6527nH	0.6121pF	7.0dB	122.5deg	-21.5dB
2nH	0.6121pF	6.8dB	122.9deg	-23.2dB
4nH	0.6121pF	6.7dB	124.9deg	-20.1dB
6nH	0.6121pF	6.6dB	129.6deg	-16.6dB
1.6527nH	0.09pF	5.8dB	151.4deg	-dB
1.6527nH	0.2121pF	6.0dB	142.9deg	-dB
1.6527nH	0.4121pF	6.7dB	133.5deg	-dB
1.6527nH	0.6121pF	7.0dB	122.5deg	-21.5dB
1.6527nH	0.8121pF	6.9dB	113.6deg	-14.1dB
1.6527nH	1pF	6.8dB	107.1deg	-10.2dB

Figura49. Tabla con los diferentes resultados obtenidos en la primera parte mantenemos fijo el valor de la Load2 y variamos Load1, en la segunda parte realizamos lo opuesto.

Como ocurre cuando se estudió como afectaba a variación de la longitud de los dipolos para el valor de las cargas reconfigurables también existe un rango de valores con los que obtienen los mejores resultados.

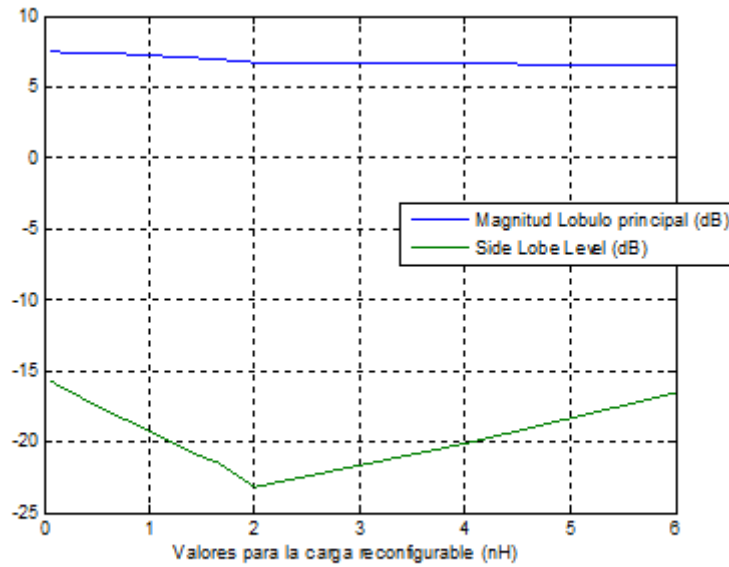


Figura50. Valores del lóbulo principal y el Side Lobe Level en función de los diferentes valores de L1 (nanoHenrios).

Como podemos observar en la Figura 50. El compromiso entre la magnitud del lóbulo principal y el Side Lobe level estaría entre 1.5nH y 2nH lo que confirma que los valores usados en el SPA de tres elementos para que el primer dipolo funcionará como un reflector son óptimos.

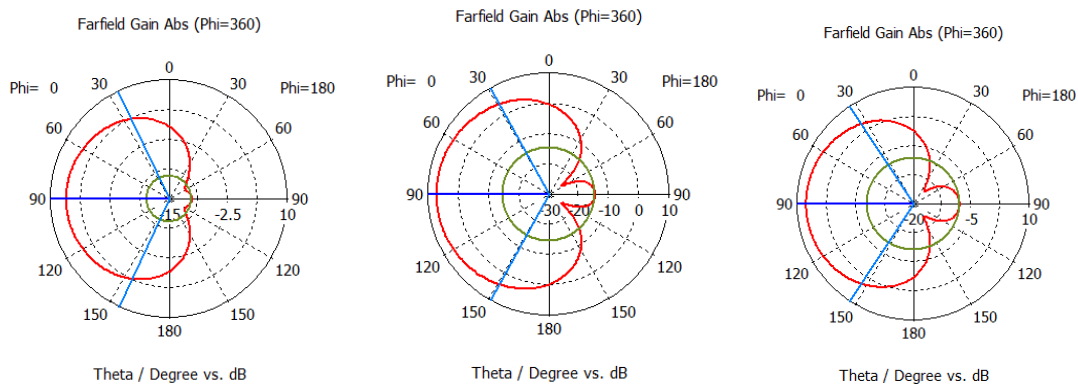


Figura 51. Diagramas de radiación para diferentes valores de la carga reconfigurable 1. la figura de la izquierda para 6nH , la del centro para el valor óptimo de 1.65nH y la de la derecha para 0.05nH. (de mayor a menor).

En la segunda parte estudiamos el diagrama de radiación para varios valores de la carga reconfigurable 2, de carácter capacitivo que hace la función del director en el array.

DISEÑO DE ANTENAS MIMO USANDO SOLO UNA FUENTE RF
CAPÍTULO 3: RESULTADOS.

Como se observa en la Figura52, el mejor compromiso para la directividad es alcanzado con valores cercanos a 0.6pF.

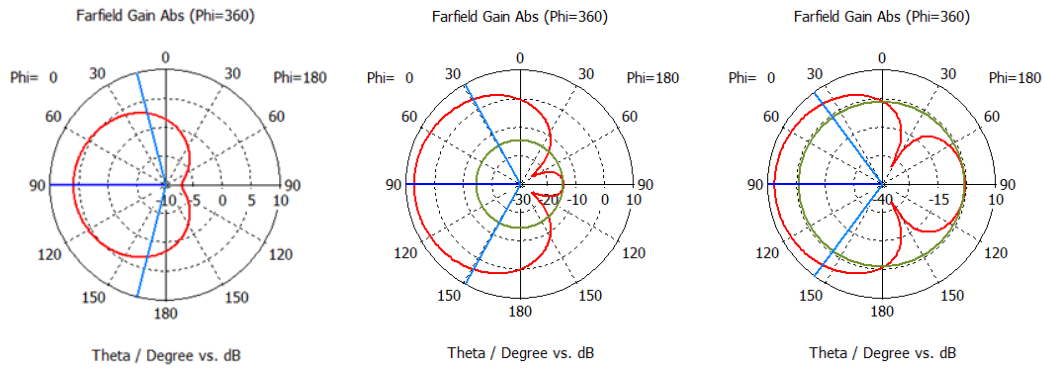


Figura52. Diagramas de radiación para diferentes valores de C_2 . la figura de la izquierda para 0.09pF , la del centro para el valor óptimo de 0.6121pF y la de la derecha para 1pF. (de menor a mayor valor para la C_2)

En la figura 53. Podemos observar como el valor con el que se alcanza la mayor magnitud es cercana a 0.6 picoFaradios.

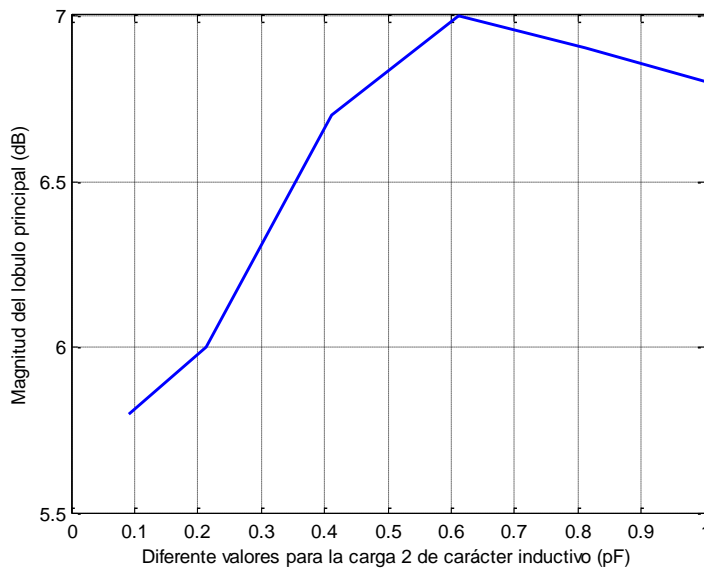


Figura53. Valores del lóbulo principal en función de los diferentes valores de C_2 (picoFaradios).

DISEÑO DE ANTENAS MIMO USANDO SOLO UNA FUENTE RF
CAPÍTULO 3: RESULTADOS.

El Side Lobel Level no fue representado se puede observar en la grafica que para valores bajos de la capacidad CST no midió ningún lóbulo secundario por lo que no ofreció datos de este resultados, de los valores de los que se dispone de resultados se observa que el mejor valor de Side Love Level es alcanzado alrededor de 0.6pF . Estos resultados junto con los de la gráfica anterior confirmarían que el valor de 0.6121pF para la segunda carga que simula el comportamiento de un director es óptimo.

4. SPA de 5 elementos.

4.1 Resultados

El objetivo es mejorar el diseño previo usando ahora cuatro dipolos parásitos en lugar de dos, una fuente situada en el dipolo activo e intentando con esta estructura lograr una transmisión 4x4 MIMO. Esto se lograría produciendo cuatro diagramas de radiación ortogonales, y se realizaría una transmisión MIMO usando una modulación QPSK a partir del mismo concepto que en el SPA de tres dipolos del capítulo anterior.

En esta sección la topología de la antena consiste en un SPA simétrico de 5 elementos, siendo el central un dipolo activo y el resto pasivos. Los cuatro pasivos tendrían cargas reconfigurables $[jX_1 jX_2 jX_3 jX_4]$, es decir cargas imaginarias puras. Podemos observar una imagen de la siguiente configuración en la Figura. El SPA de cinco elementos está diseñado sobre un sustrato FR4 cuyo grosor es 1.6mm y de permitividad $\epsilon=4.3$. La longitud de los dipolos y la distancia es 48.3mm y 11 mm respectivamente. El espaciado entre dipolos es 0.11λ a la frecuencia de funcionamiento de la antena que es 2.6GHZ. El SPA fue simulado usando CST microwave. Para los dipolos parásitos se probó primero usando unos valores para las cargas reconfigurables que fuesen una extensión del apartado anterior es decir, $Z_1 = Z_2 = +j27\text{ohm}$ y $Z_4 = Z_3 = -j100\text{ohms}$ respectivamente.

La impedancia de carga equivalente es una impedancia compleja con parte real nula y parte imaginaria que puede ser positiva o negativa, si es positiva es de carácter inductivo y si es negativa de carácter capacitivo variando los valores de la capacidad equivalente y de la inductancia equivalente se puede modelar dicha impedancia. En CST microwave iremos usando estos diferentes valores para encontrar los mejores resultados.

A partir de ahora nos referiremos las inductancias equivalentes de las cargas de los dipolos 1 y 2 como a L_1 y L_2 respectivamente, el dipolo 3 será el dipolo activo alimentado y los dipolos 4 y 5 serán los dos siguiente en el eje X y que estarán cargados con impedancias de parte imaginaria negativa y a las que modelaremos cambiando el valor de sus capacidades equivalentes C_3 y C_4 .

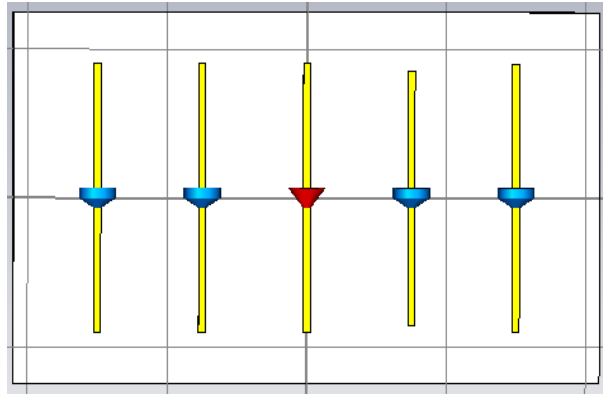


Figura1. Topología de la antena para 5 dipolos

Con vistas a fabricar la antena se eligió un sustrato que se encontraba disponible en esos momentos en el laboratorio el FR4, hay que reseñar que este sustrato no es el más estable en términos de ϵ_r , y tiene bastante pérdidas, a continuación se muestra alguna de las características Dieléctrico: 4,3 a 1 GHz - 4.9 a 1 MHz, grosor: 1.6mm, tangente de Perdidas: 0.020 a 1 GHz - 0.030 a 1 MHz.

Al obtener el diagrama de radiación se obtuvieron unos resultados coherentes. Como se puede observarse en la Figura2.se obtiene la forma de los lóbulos prevista para el diagrama de radiación, pero los valores de las magnitudes de los lóbulos no son los más adecuados, como puede verse en la Figura2. Se obtiene un valor 2.1dB para el lóbulo principal y -4.3 de Side Lobe level.

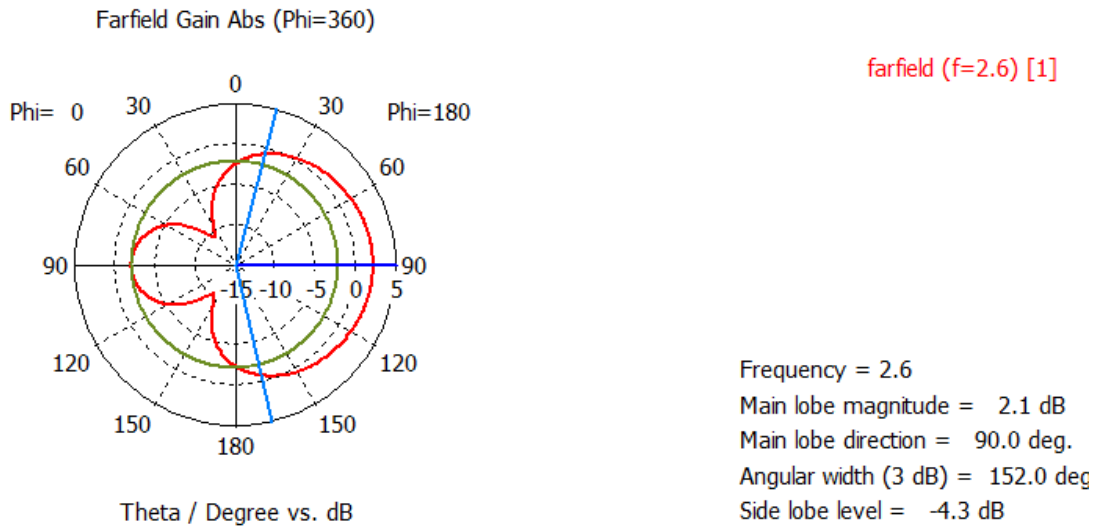


Figura2. Diagrama de radiación obtenido para un SPA de cinco elementos.

Además usando estos valores de cargas y estas dimensiones para el SPA se observa como la adaptación no es todo lo buena que se desearía, no está centrada en la frecuencia de resonancia, no hay suficiente adaptación y existe un lóbulo indeseado a 2.5Ghz.

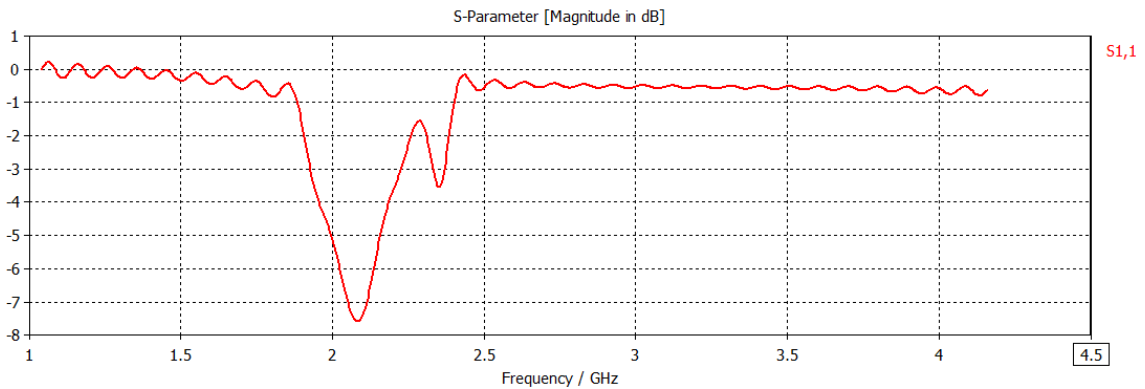


Figura3. Valores para el parámetro S_{11} de un SPA de 5 elementos.

4.2 Problema con la adaptación

Debido al incremento de número de dipolos se incrementa el acoplo entre dipolos por lo que hay que cambiar la longitud de los dipolos y su separación, por lo que se realizó un análisis paramétrico para hallar las mejores dimensiones indicando a CST que se buscaba un aumento de la adaptación para la frecuencia operacional de 2.6GHz. Se buscó la mejor separación entre dipolos y la mejor longitud de los mismos. Como es sabido y se comprobó en apartados anteriores cambiando la longitud de los dipolos cambia la frecuencia de resonancia y modificando la separación se modela la magnitud de S_{11} .

El análisis paramétrico fue realizado en CST microwave usando un algoritmo de interpolación que usa el método Quasi – Newton, como es mostrado en la Figura4, el cual busca el máximo o mínimo (según se pida) de una función, el método de Newton asume que la función puede ser localizada mediante aproximaciones cuadráticas alrededor del valor optimo y usa la primera y segunda derivada para encontrar el valor.

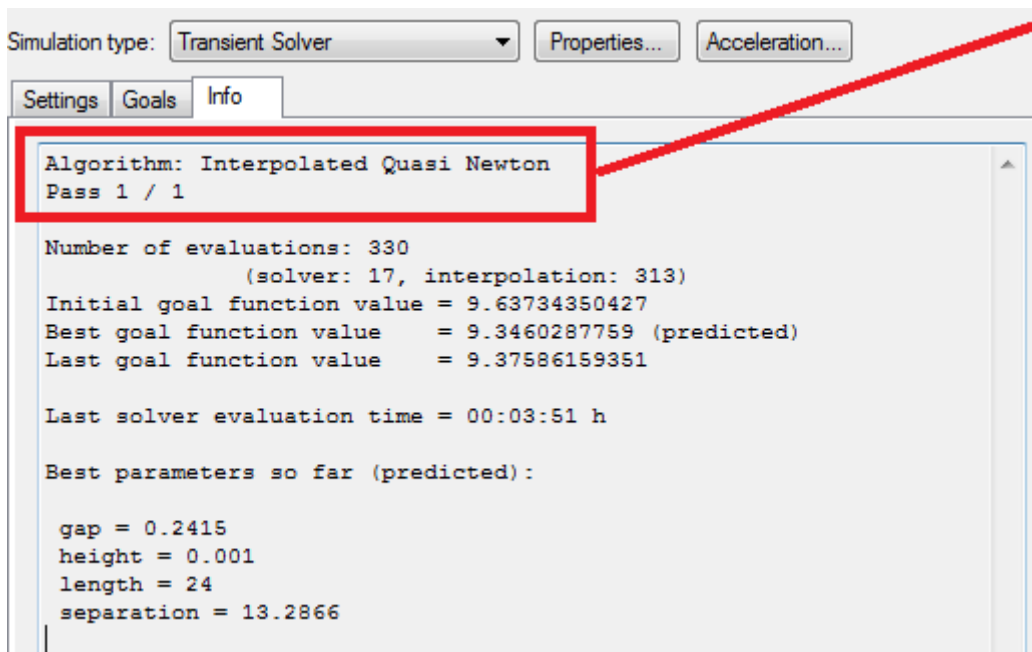


Figura4. Búsqueda del valor optimo usando un análisis paramétrico. En la imagen podemos observar la ventana de CST microwave.

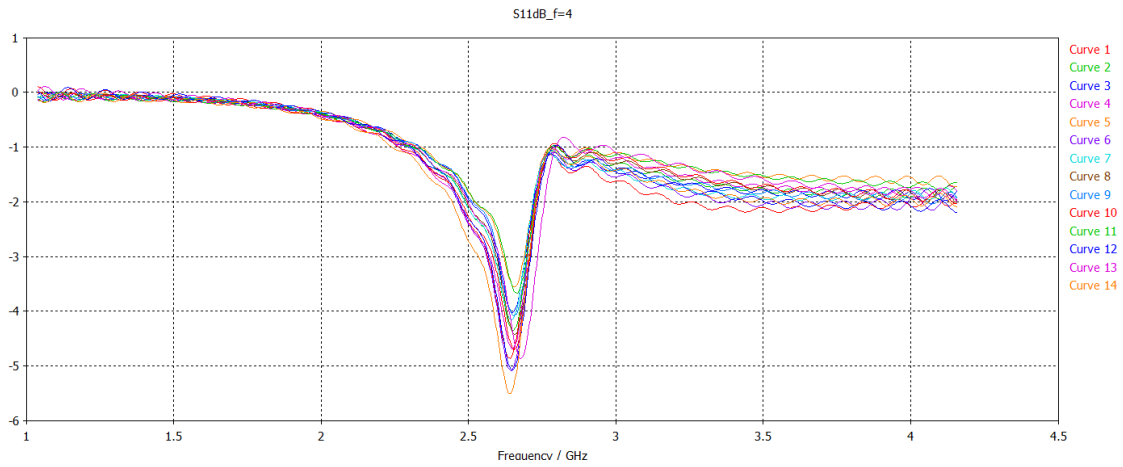


Figura5. Diferentes curvas del análisis paramétrico de CST microwave buscando el valor ideal.

En la figura 6. Se observa los resultados obtenido del analisis parametricos que

Con una longitud para los dipolos de 40.2mm y una separación de 10mm que centran los mejores valores de adaptación en la frecuencia de trabajo 2.6GHz.

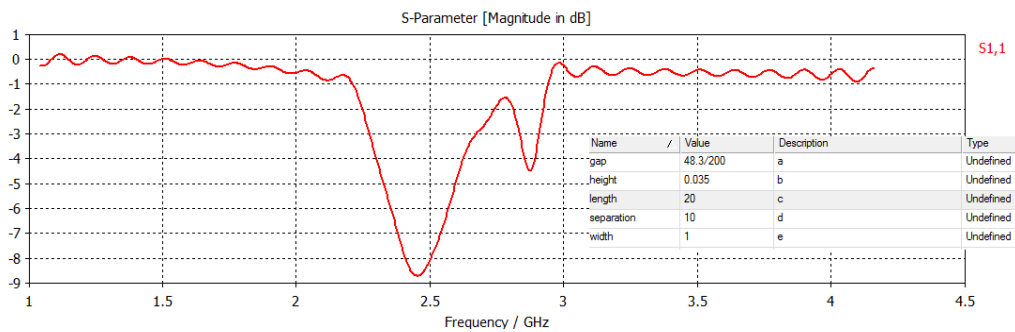


Figura6. Representación del parámetro S_{11} obtenida con los valores del análisis paramétrico.

Aun así, aunque se mejoró la adaptación centrándola en la frecuencia de resonancia, la magnitud de S_{11} seguía sin ser lo bastante buena. Debido a esto se realizó un último paso para comprobar la viabilidad del diseño.

Aprovechando los resultados del capítulo anterior se dieron valores para que los que el dipolo1 actuará en el diagrama de radiación como un reflector más largo que el dipolo2, estos dos dipolos debido a su carácter inductivo actuarían como reflectores y para que el dipolo3 actuará como un dipolo director más largo que el dipolo4, consiguiéndose una estructura de antena Yagi-Uda.

Se usó para L_1 un valor de 2nH debido a que se había estudiado que con un incremento de esta magnitud en el valor de la inductancia equivalente de la impedancia del dipolo esté tendría un comportamiento de un reflector de longitud más larga que para el valor anterior de 1.6527nH que simularía a un reflector más corto dejándose L_2 con este valor. Al igual se usó $C_4 = 0.4121\text{pF}$ que sería el equivalente de situar un director de longitud menor que en el dipolo4 con $C_3 = 0.6121\text{pF}$, estos cambios mejoraron el diagrama de radiación en la figura 7 se muestra los resultados de la adaptación con estos valores.

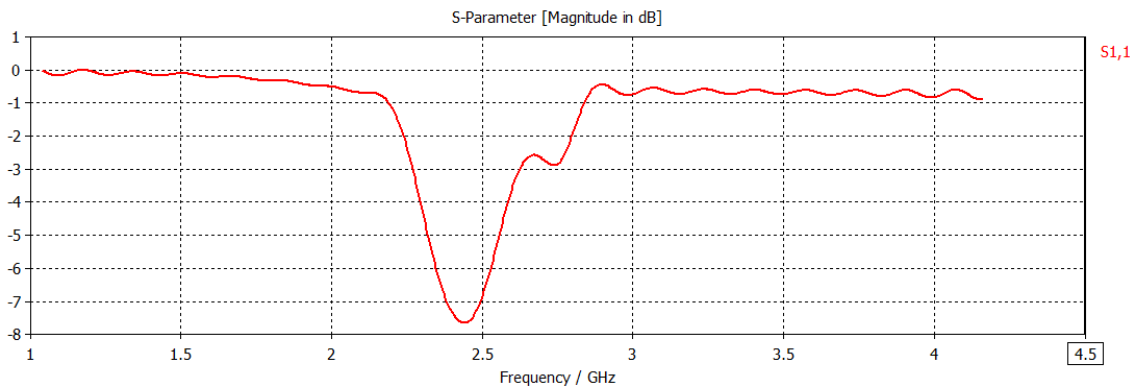


Figura7. Parámetro S_{11} de array de 5 dipolos.

Pero se obtuvo un diagrama de radiación muy poco directivo alejado del deseado como es muestra en la Figura8.

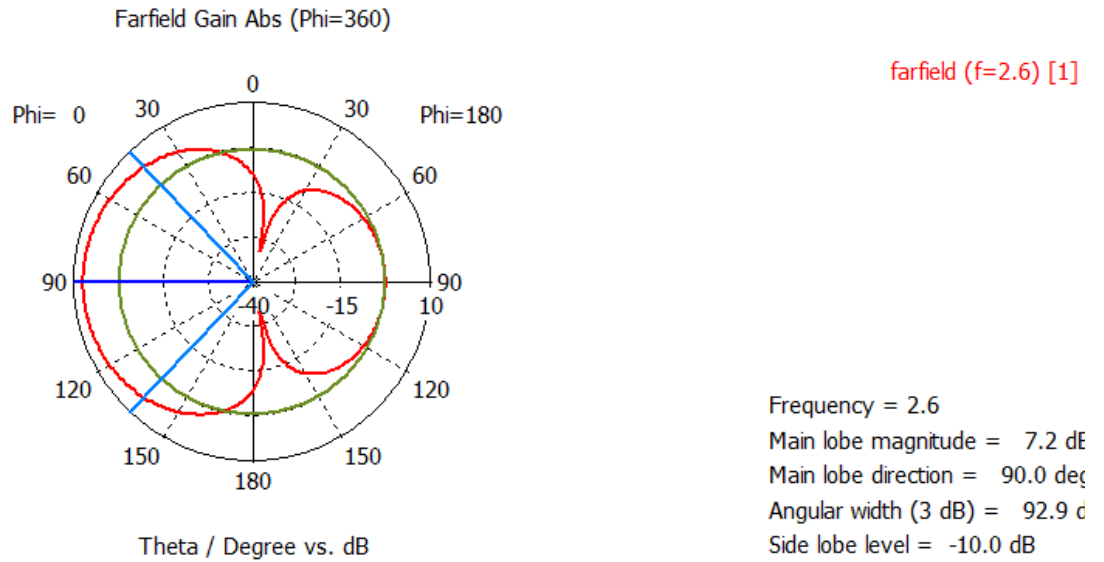


Figura 8. Diagrama de radiación.

En nuestro diagrama de radiación el lóbulo secundario era demasiado grande en comparación con el del diagrama de radiación característico de la antena Yagi. Aplicando los conceptos de capítulos anteriores se realizaron diferentes cambios en las cargas reconfigurables para mejorar la adaptación y el diagrama de radiación. Primero se aumentó el valor de L_1 a 4nH. Podemos observar los resultados obtenidos en la Figura10.

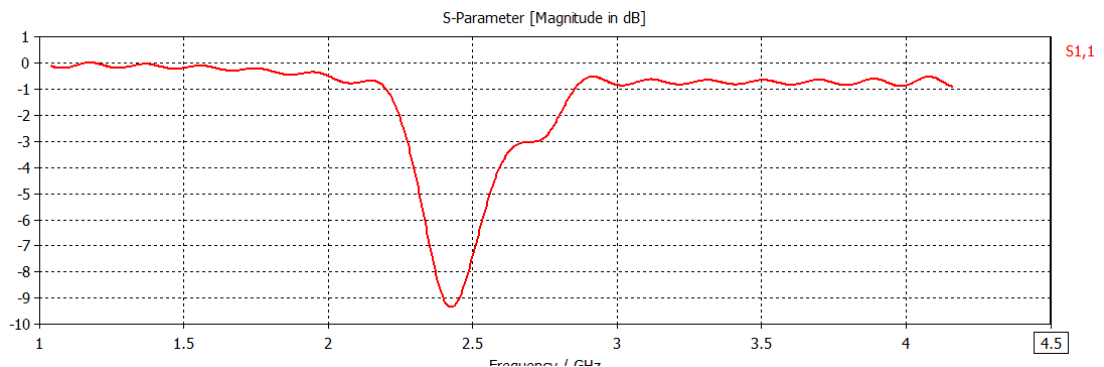


Figura 9. Parámetro S_{11} al aumentar el valor de L_1 .

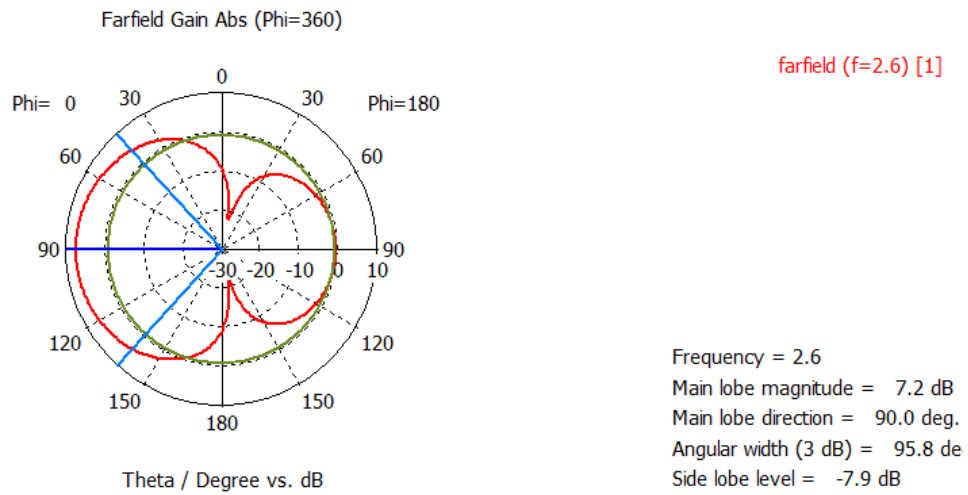


Figura 10. Diagrama de radiación para $L_1 = 4\text{nH}$.

Reducimos el de C_4 a 0.05pF , de esta manera se esperaba que este dipolo fuese más directivo con la radiación e intentar seguir disminuyendo el lóbulo secundario. Observamos como en el parámetro S_{11} se alcanzan los -11dB a la frecuencia de resonancia y el pequeño lóbulo que había en 2.8GHz desaparece por completo.

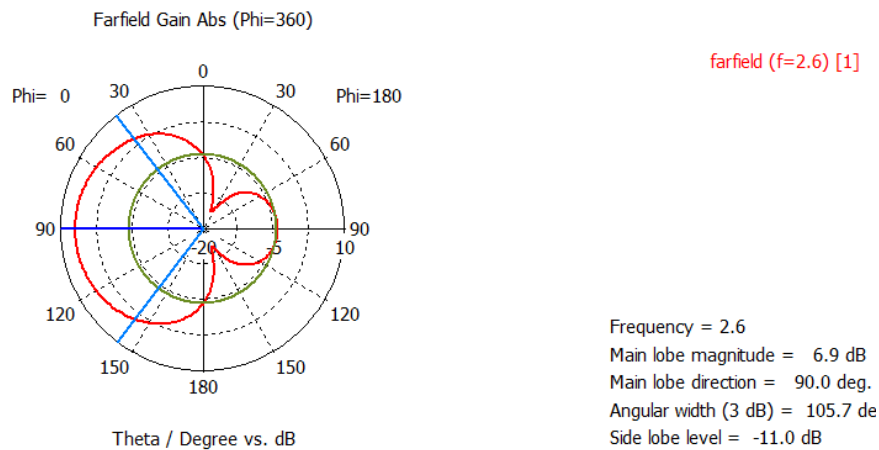


Figura 11. Diagrama de radiación con $L_1 = 4\text{nH}$ y $C_4 = 0.05\text{pF}$

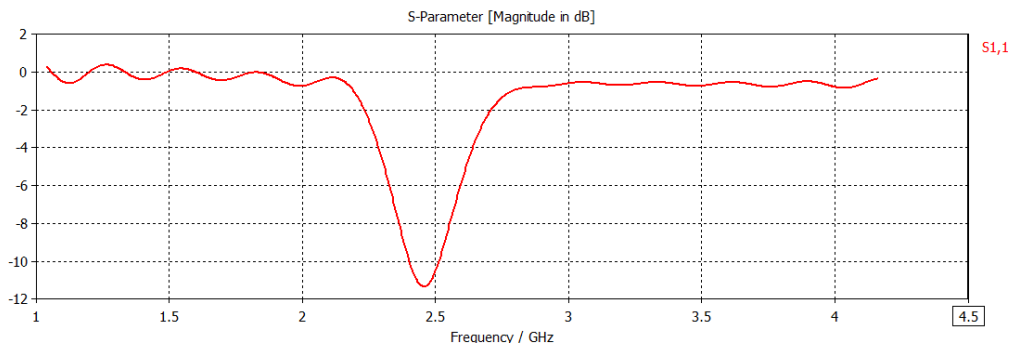


Figura 12. Parámetro S_{11} con $L_1=4\text{nH}$ y $C_4=0.05\text{pF}$

Reducimos también el valor de C_4 a 0.3pF lo que aumenta la adaptación a -14dB .

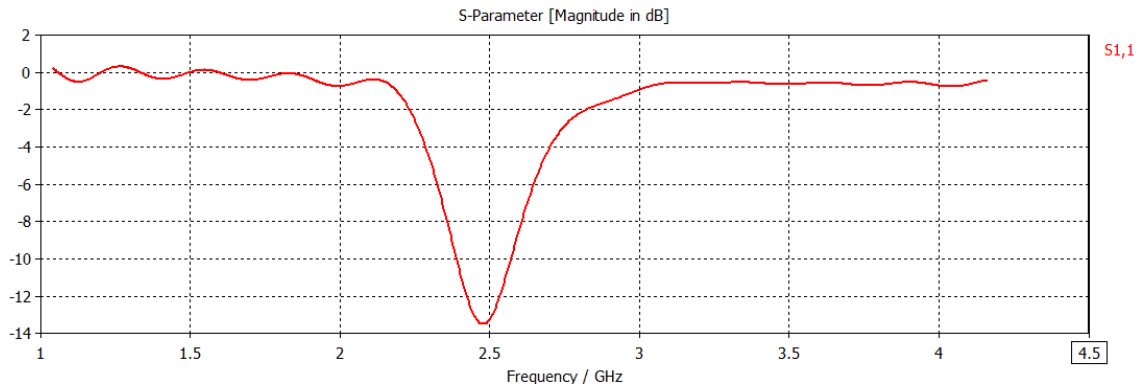


Figura 13. Adapatación para $L_1=4\text{nH}$ y $C_4=0.05\text{pF}$, $C_3 = 0.3\text{pF}$ y $L_2=1.6527\text{nH}$.

Esta modificación nos reduce el ancho del lóbulo secundario, dándonos un diagrama de radiación deseado. En este punto podríamos decir que hemos alcanzado unos buenos valores de adaptación y un diagrama de radiación típico de la antena Yagi como se muestra en la Figura14. Los valores usados para la simulación de la Figura 13 y la Figura14 fueron: $L_1=4\text{nH}$ y $C_4=0.05\text{pF}$, $C_3 = 0.3\text{pF}$ y $L_2=1.6527\text{nH}$. Obtenemos un Side lobe level de -13.6dB y una magnitud para el lóbulo principal de 6.7dB .

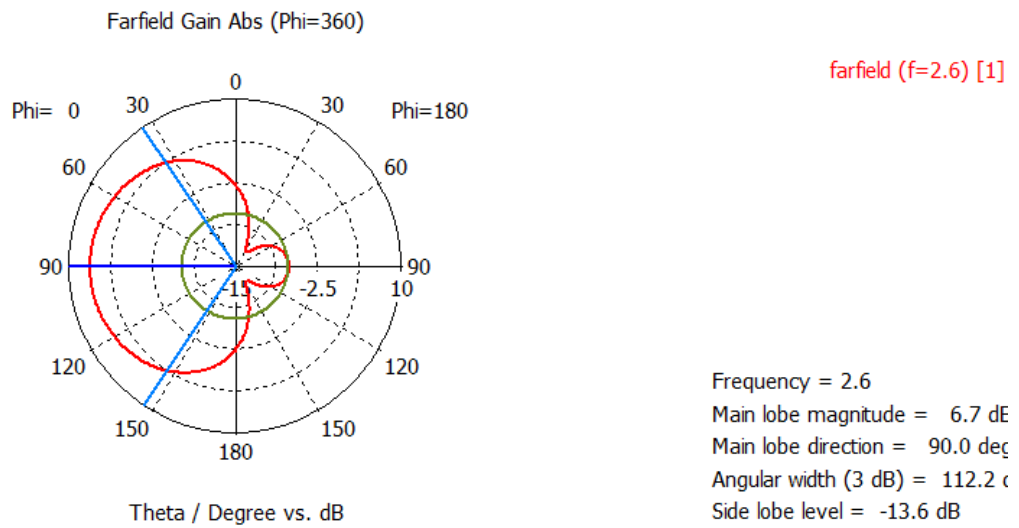


Figura 14. Diagrama de radiación para los valores $L_1=4\text{nH}$ y $C_4=0.05\text{pF}$, $C_3 = 0.3\text{pF}$ y $L_2=1.6527\text{nH}$.

En los siguientes puntos se fueron probando diferentes configuraciones como la de reducir el valor de la cargas reconfigurable capacitivas para intentar aumentar la magnitud del lóbulo principal pero no se alcanzaron los resultados esperados. Usamos $C_4=0.01\text{pF}$, $C_3 = 0.1\text{pF}$. La magnitud del lóbulo principal disminuyó como se muestra en la Figura15, además en la curva del Parámetro S_{11} vemos como comienza a volver aparecer un lóbulo indeseado a una frecuencia cercana a 3GHz.

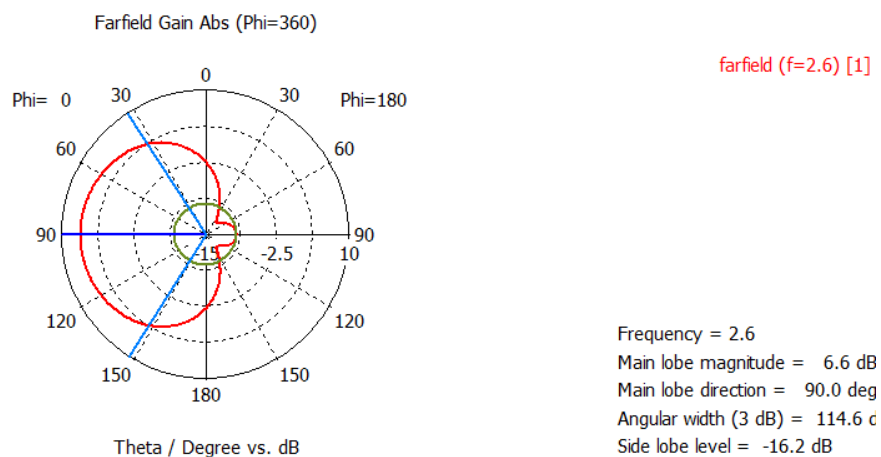


Figura 15. Diagrama de radiación para $C_4=0.01\text{pF}$, $C = 0.1\text{pF}$

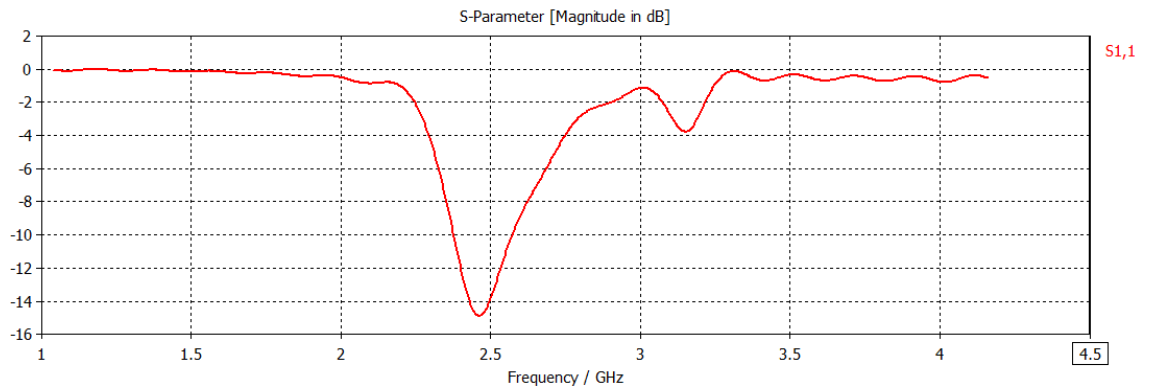


Figura16. Parámetro S_{11} para $C_4=0.01\text{pF}$, $C_3 = 0.1\text{pF}$

La última modificación que se probó fue aumentar el valor inductivo de L_1 a 6nH vemos como en el diagrama de radiación el valor del lóbulo principal también disminuye, y el Side Lobe Level también empeora. Llegados a este punto vemos que ni aumentando las inductancias ni disminuyendo por el otro lado las capacitancias mejoramos los resultados conseguidos anteriormente.

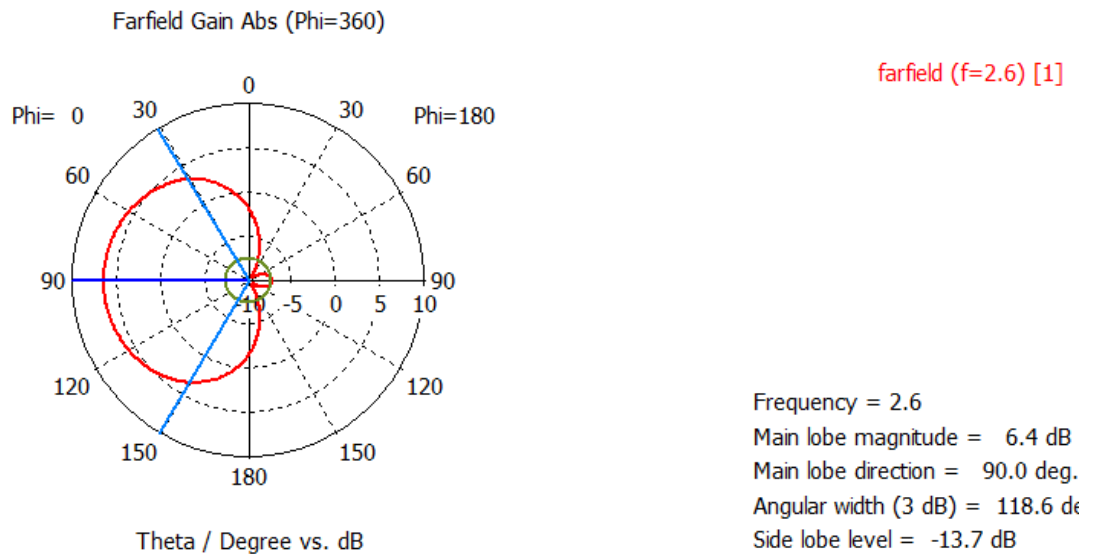


Figura17. Diagrama de radiación con L_1 a 6nH

En conclusión podemos decir que hemos conseguido unos buenos resultados para el SPA de 5 elementos con unos valores de 40.2 mm de longitud para los dipolos y de 10mm de separación entre los mismos, y para las cargas reconfigurables de $L_1=4\text{nH}$ y $C_4=0.05\text{pF}$, $C_3 = 0.3\text{pF}$ y $L_2=1.6527\text{nH}$ con el que conseguimos el diagrama de radiación de la figura 14 y la curva para el parámetro S_{11} de a Figura 13. Hay que mencionar que los valores calculados son totalmente orientativos, han sido usados para comprobar que en un rango determinado de cargas reconfigurables se alcanzaría una buena adaptación. Para el diseño

final se propondría calcular estas cargas reconfigurables como se hizo en [1]. Este sistema consiste en usando un SPA de 5 elementos, se calculan primero los parámetros S con todos los dipolos alimentados con una fuente discreta (Figura de abajo), después se calculan 5 diagramas de radiación. Estos resultados se exportarían a MATLAB dónde usando un programa se calcula el rango de reactancias óptimas para las cargas configurables [X1, X2]. [1]

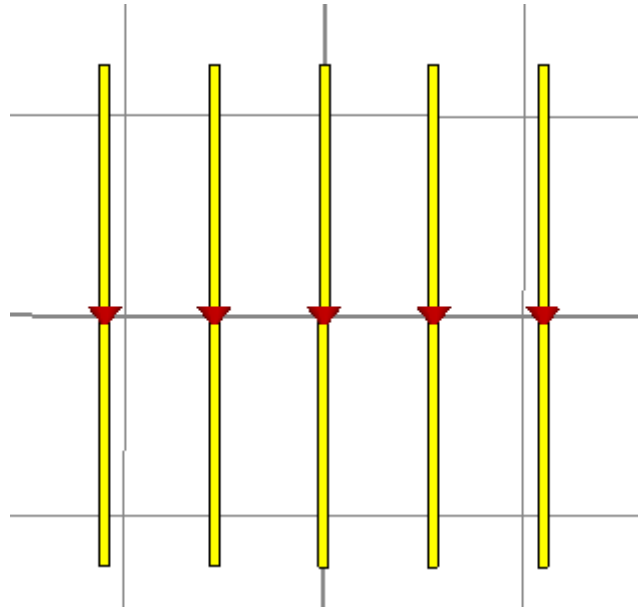


Figura18. Se muestra el array de 5 dipolos donde los cinco son excitados por una fuente puntual.

4.3 Ortogonalidad

La clave de la funcionalidad de este diseño radicaría en conseguir 4 diagramas de radiación ortogonales. Con este nuevo diseño, aumentamos la complejidad, ahora para conseguir la ortogonalidad hay que conseguir cuatro diagramas de radiación ortogonales por lo que no es tan fácil de apreciar a simple vista y esta quizás más relacionado con un concepto de fase, todo ello basado en el principio de que la ortogonalidad es definida tomando la integral en 3D del espacio en el que se incluirían el producto de los diagramas de radiación que en este caso serían cuatro y obteniendo un resultado igual a cero para dicha integral.

5. Conclusiones y trabajo futuro.

A lo largo de este proyecto se ha estudiado el funcionamiento de los array con elementos parásitos, y como afecta la variación de sus parámetros a su diagrama de radiación y a su adaptación. Se ha visto el compromiso para obtener el mejor diagrama de radiación que hay que mantener entre las longitudes, separaciones y radios de los diferentes elementos de un array con una estructura similar a la antena Yagi-Uda.

Se ha entendido el funcionamiento de las antenas parásitas reconfigurables (SPAs) y las grandes posibilidades de futuro que tienen este tipo antena. Se ha aprendido como estas antenas son capaces de realizar una transmisión MIMO, usando el concepto de ortogonalidad y haciendo uso de técnicas como los MIPPS (Mirror Image Pattern Pairs).

Se ha reproducido con la mayor exactitud posible los resultados del artículo [1], aprendiendo los pasos que hay que seguir para diseñar un SPA y adquiriendo conocimientos que sirvieron para optimizar y modelar una propuesta de un SPA de 5 elementos que realizaría un transmisión QPSK con MIMO.

Por último destacar que se ha conseguido adquirir un nivel avanzado en el uso de programas de simulado de antenas como CST microwave y 4nec2.

Se propondría como trabajo futuro perfilar los parámetros de la antena para conseguir los cuatro diagramas ortogonales, y la fabricación de la antena propuesta.

QUEEN'S UNIVERSITY BELFAST



School of Electronics, Electrical Engineering and Computer Science

MIMO Antenna Design Using a Single RF Source

OSCAR GOMEZ MURCIA
SUPERVISOR: GEORGE GOUSSETIS
JULY / 2013

1. Introduction.

Recent information theory results have demonstrated an enormous capacity potential of wireless systems with multiple antennas at both transmitter and receiver, so called multiple input, multiple output (MIMO) systems. MIMO technology has attracted attention in wireless communications because it offers significant increases in data throughput and link range without additional bandwidth or increased transmit power. It achieves that goal by spreading the same total transmit power over the antennas to achieve an array gain that improves the spectral efficiency (more bits per second per hertz of bandwidth) and/or to achieve a diversity gain that improves the link reliability (reduced fading). An unfortunate aspect of MIMO systems is the high cost of multiple radio transceivers at the access point and at the user terminal. Furthermore, it is expensive to calibrate and maintain antenna arrays with many antenna elements [5].

Recently, switched parasitic antennas (SPAs) have been subject of an increased interest in the literature, for improving capacity in indoor LANs, as a diversity antenna and for tracking of base station. SPA switched parasitic antenna is a novel technique for electronically directing the radiation pattern in a MIMO system. The array antenna requires a radio transceiver for every antenna as opposed to the SPA which uses only one transceiver. SPA offers characteristics similar to an array antenna with several fixed beams, but is more compact in size, and might be more suitable on certain mobile equipments [5]. The concept is to use a single active antenna element, connected to a radio transceiver, in a structure with one or several passive antenna elements to form an array, as in the well known Yagi-Uda array. To alter the radiation pattern the termination impedances of the PEs are switchable, to change the current flowing in those elements.

The main goal of this project is to study the characteristics of a SPA (Switched Parasitic Antenna). First of all the evolution of the parasitic antennas is studied starting from the Yagi-Uda antenna and going to the first scientific papers on the SPAs; afterwards we will explain its functioning mechanism at the level of transmission to obtain MIMO out of a single source.

In the second part we will carry out measurements of this type of antennas, using two programs of electromagnetic modeling like CST Microwave studio and 4nec2. We will begin simulating different types of arrays consisting of an active dipole and parasitic dipoles of different length similar to the Yagi-Uda antenna. We will carry out a study of how the modification of different parameters such as separation, dipoles length, their radii, etc, to find out how these modifications may influence the radiation diagram of these arrays and extracting conclusions that may help us to the optimization of our final design. Afterwards a three elements SPA will be simulated, as proposed in a recently published paper[1]. This SPA will be simulated on substrate with impressed technology and with the addition of a coaxial as feeding. The main characteristic that defines it is, as it will be explained in the Theory Section, that it may carry out a MIMO 2x2 transmission using two orthogonal radiation diagrams and a BPSK modulation, all of that with a single source. Finally a new SPA configuration of five elements will be proposed to carry out a transmission MIMO 4x4 using a QPSK modulation.

2. Theory of parasitic antennas and design

In general, the interaction between the elements of an antenna array is important. The phase of the currents in every element is particularly affected when they are being fed with voltage sources without considering the mutual impedances. It can produce significant modifications in the radiation pattern to that obtained by feeding with current sources, thus the interaction between elements, and therefore the variation in the currents depends on the geometry of the array and the position of the elements.

The voltages sources of each element must be calculated by the Z-matrix of mutual impedances

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$

Equation1.

Where $Z_{ii} = (V_i/I_i)|_{I_j=0 \forall j \neq i}$ is the self-impedance of the i-th element, which is coincident with its input- impedance when is isolated in free-space and $Z_{ij} = (V_i/I_j)|_{I_j=0 \forall j \neq i}$ is the mutual impedance between the i-th and j-th elements.

The mutual impedance gives the value of the open-circuit voltage in the i-th elements induced by the current circulating through the j-th element, if both are isolated in free space. The input impedance of each element can be obtained through the equation Equation1.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \sum_{j=1}^N Z_{ij} \frac{I_j}{I_i} = Z_{ii} + \sum_{j \neq i} Z_{ij} \frac{I_j}{I_i}$$

Equation2.

It should be noted that when the interaction between the elements is small, the mutual impedances are of much lower value than the self-impedance, and the input impedance can be approximated by the self-impedance. In general, the values of self-impedance and auto-impedance are calculated by the induced electromotive force method or by numerical methods, obtaining the input impedance of each element, and in turn, the

voltage that must be applied to supply a certain input current. This procedure is equivalent to obtaining the inverse of the equation system which is showed in Equation1. [8]

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$

Equation3.

2.1 Array with parasitic elements

2.1.1 Reflector and driven.

Directional arrays can be constructed with the aid of elements in which currents are induced by the fields of a driven element. Such elements have no transmission-line connection to the transmitter and are usually referred to as “parasitic elements” an example of this configuration is shown in Figure1.

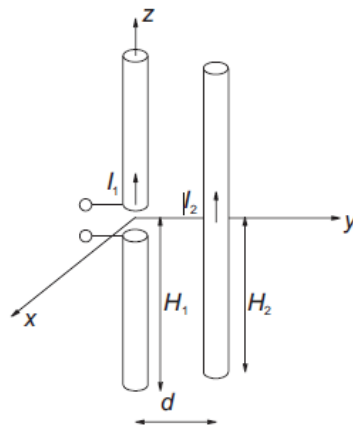


Figure1.

The array of parasitic elements is analyzed through the Equation3. which has a impedance vector in which some elements are null. Inversing the impedances matrix of Equation3, it can be observed that the current which flows through the parasitic elements is, in general, nonzero. This current is induced by the interaction between the rest of the

elements, by means of the mutual impedances. The influence of these impedances is shown on the equation of the current in a parasitic element, which is obtained from equation 3.

By a proper design of the parasitic elements, fairly directive radiation patterns can be achieved, as for example the classic design of the Yagi-Uda antenna. The simplest case of an array with parasitic elements is an array consisting of two dipoles, one active and one parasitic. If the active dipole is half-wavelength, three models of patterns can be obtained by modifying the length of the parasitic element, if this is longer, equal or shorter than the active dipole. In the Figure 2 are shown different patterns for the four different situations mentioned above.

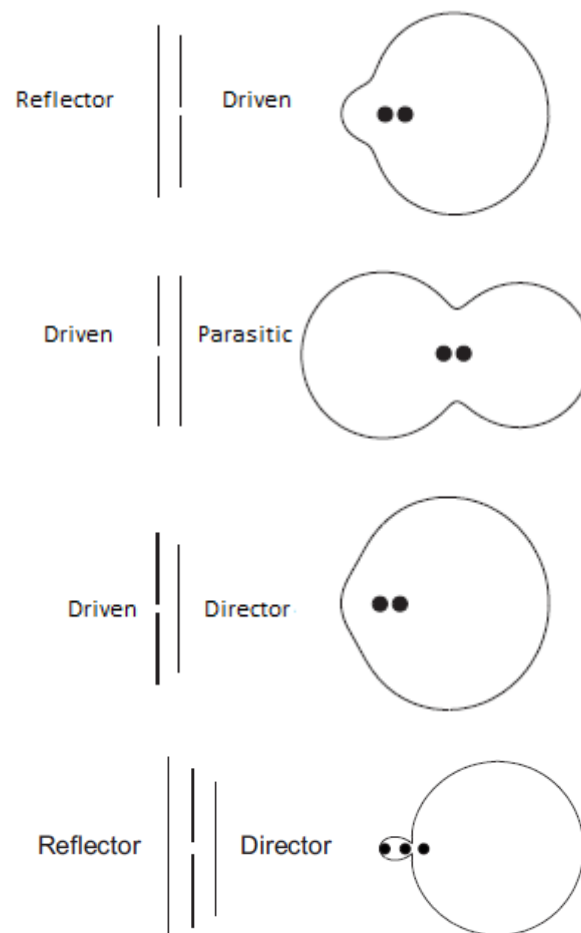


Figure2.

It should be noted that when the length of both elements is the same, the pattern is almost symmetric. However, a parasitic element with the length slightly longer than the active element produces a maximum in the direction of the active dipole, so it receives the name of “reflector”. On the other hand a length slightly shorter for the parasitic element

produces a maximum in the direction of the parasitic dipole, therefore it would make the function of the “director”.

This change of behavior with the length is because of the parasitic dipole, which is shorter than the resonant dipole, is capacitive, whereas the longer parasitic dipole is inductive. This change of sign of the phase in the self-impedance of the parasitic modifies the sign of the phase of the current as well, which leads to a change in the sign of the progressive phase of the array, and therefore, the direction of the maximum of the radiation.

$$V_n = 0 \Rightarrow I_n = \frac{-1}{Z_{nn}} \sum_{i \neq n} Z_{in} I_i$$

Equation4.

Consider an array in free space consisting of one driven dipole element(element 1) and one parasitic element(element 2), as in Figure1. The circuit relations for the elements are:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

$$0 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{12}$$

Equation5.

2.1.2 Yagi-Uda Antenna

As it is known, a Yagi array comprises several parallel planar dipoles including, in order, a not fed dipole called reflector, a fed dipole called driven and a number of not-fed suitably spaced parasitic dipoles called directors.

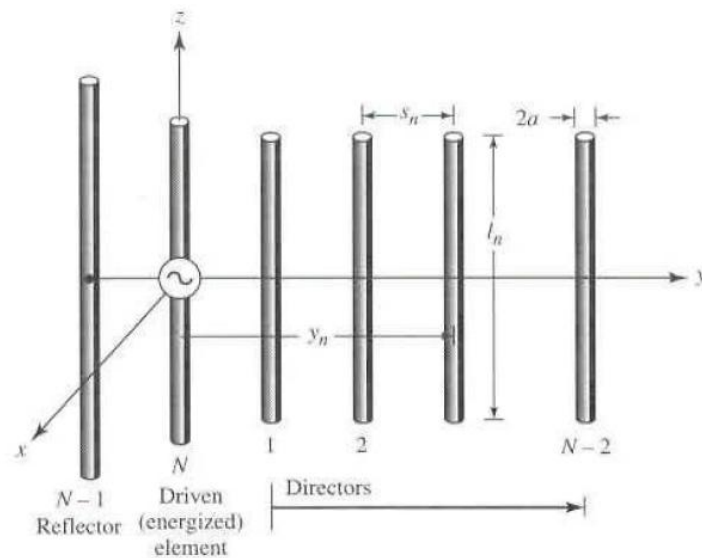


Figure3. Classis topology of the Yagi-Uda antenna [9]

To achieve the endfire beam formation, the parasitic elements in the direction of the beam are somewhat smaller in length than the feed element. Typically the driven element is resonant with its length slightly less than $\lambda/2$ (usually $0.45-0.49\lambda$) whereas element is resonant with its length of the director will be about 0.4 to 0.45λ . However, the directors are not necessarily of the same length and/or diameter. The separation between the directors is typically 0.3 to 0.4λ , And it is not necessarily uniform for optimum designs. It has been shown experimentally that for a Yagi-Uda array of 6λ total length the overall gain was independent of director spacing up to about 0.3λ . A significant drop ($5-7\text{dB}$) gains was independent of director spacing greater than 0.3λ . A significant drop ($5-7\text{dB}$) in gain was noted for director spacing greater than 0.3λ .

For that antenna, the gain was also independent of the radio of the directors up to about 0.024λ . The length of the reflector is somewhat greater than that of the feed. In addition, the separation between the driven element and the nearest director, and it is found to be near optimum at 0.25λ . [9]

Since the length of each director is smaller than its corresponding resonant length, the impedance of each is capacitive and its current leads the induced emf. Similarly the impedances of the reflectors are inductive and the phases of the currents lag those of the induced emfs. The total phase of the currents in the directors and reflectors is not determined solely by their lengths but also by their spacing to the adjacent elements. Thus properly spaced elements with lengths slightly less than their corresponding resonant lengths (less than $\lambda/2$)

Act as director because they form an array with currents approximately equal in magnitude and with equal progressive phase shifts which will reinforce the field of the energized element toward the directors.

Similarly, a properly spaced element with a length of $\lambda/2$ or slightly greater will act as reflector. Thus a Yagi-Uda array may be regarded as structure supporting a traveling wave whose performance is determined by the current distribution in each element and the phase velocity of the traveling wave. It should be noted that the previous discussion on the lengths of the director, reflector and driven elements is based on the first resonance. Higher resonances are available near available near lengths of $\lambda, 3\lambda/2$, and so forth, but are seldom used.

In practice, the major role of the reflector is played by the first element next to the one energized, and very little in performance of a Yagi-Uda antenna is gained if more than one (at the most two) elements are used as reflectors. However, considerable improvements can be achieved if more directors are added to the array. [9]

2.1.3 Switched Parasitic Antennas (SPAs)

The use of switched parasites for controlling patterns goes back to the work of Yagi and Uda during the 1930's and has been patented in various forms for various applications, for example, by Gueguen[6] who patented in 1974 an electronically rotatable antenna which included several radially arranged Yagi antennas having a common drive element. Reflector and director elements of each Yagi antenna are sequentially rendered operative by biasing suitable diodes short-circuiting them to a ground plate. The radiation pattern is step-by-step rotated. Directivity is increased by short-circuiting other elements belonging to other arrays than the main those elements defining generatrices of a parabola having the driver element as a focus and the reflector element as an apex. In mobile communication Milne[12] has used this concept for multiple switched elements for a vehicular satellite (point-to point) communications antenna, and Hamer and Butcher [13] have simulated a single-switched element design for vehicular use and also investigated impedance.

Vaughan [4] gave some examples of this technology to provide angle diversity as two parasitics on a mobile phone handset. The concept is to use a single active antenna element, connected to a radio transceiver, in a structure with one or several passive antenna elements, operating near resonance. The passive elements are called parasitic elements (PE) and act together with the active element to form an array, as in the well known Yagi-Uda array. To alter the radiation pattern, the termination impedances of the PES are switchable, to change the current flowing in those elements. The PE become reflectors when shorted to the ground plane using pin diodes and when not shorted, the PE have little effect on the antenna characteristics. The receiver is always connected to the center antenna element so there are no switches in the RF direct signal path.

On the other hand, Wennstrom [5] proposed a MIMO like system using a switched parasitic antenna (SPA) with a single RF source. The SPA was shown to have a throughput potential comparable to that of conventional MIMO systems by switching the SPA far-field at the modulation rate, however no specific multiplexing techniques were proposed. The use of a compact-sized SPA for emulating open-loop MIMO transmission, as the SPA of this project, has been first proposed in the work of Kalis [7] followed by work of Alrabadi *in* [1].

2.2 Theory of MIMO

In radio, multiple-input and multiple-output, or MIMO (commonly pronounced my-moh or me-moh), is the use of multiple antennas at both the transmitter and receiver to improve communication performance. It is one of several forms of smart antenna technology. Note that the terms input and output refer to the radio channel carrying the signal, not to the devices having antennas. MIMO technology has attracted attention in wireless communications, because it offers significant increases in data throughput and link range without additional bandwidth or increased transmit power. It achieves this goal by spreading the same total transmit power over the antennas to achieve an array gain that improves the spectral efficiency (more bits per second per hertz of bandwidth) or to achieve a diversity gain that improves the link reliability (reduced fading). Because of these properties, MIMO is an important part of modern wireless communication standards such as IEEE 802.11n (Wi-Fi), 4G,3GPP Long Term Evolution, WiMAX and HSPA+.[14]

MIMO can be sub-divided into three main categories, precoding, spatial multiplexing or SM, and diversity coding.[14] Precoding is multi-stream beamforming, in the narrowest definition. In more general terms, it is considered to be all spatial processing that occurs at the transmitter. In (single-stream) beamforming, the same signal is emitted from each of the transmit antennas with appropriate phase and gain weighting such that the signal power is maximized at the receiver input. The benefits of beamforming are to increase the received signal gain, by making signals emitted from different antennas add up constructively, and to reduce the multipath fading effect. In line-of-sight propagation, beamforming results in a well defined directional pattern. However, conventional beams are not a good analogy in cellular networks, which are mainly characterized by multipath propagation. When the receiver has multiple antennas, the transmit beamforming cannot simultaneously maximize the signal level at all of the receive antennas, and precoding with multiple streams is often beneficial. Note that precoding requires knowledge of channel state information (CSI) at the transmitter and the receiver. Spatial multiplexing requires MIMO antenna configuration. In spatial multiplexing, a high rate signal is split into multiple lower rate streams and each stream is transmitted from a different transmit antenna in the same frequency channel. If these signals arrive at the receiver antenna array with sufficiently different spatial signatures and the receiver has accurate CSI, it can

separate these streams into (almost) parallel channels. Spatial multiplexing is a very powerful technique for increasing channel capacity at higher signal-to-noise ratios (SNR).

The maximum number of spatial streams is limited by the lesser of the number of antennas at the transmitter or receiver. Spatial multiplexing can be used without CSI at the transmitter, but can be combined with precoding if CSI is available. Spatial multiplexing can also be used for simultaneous transmission to multiple receivers, known as space-division multiple access or multi-user MIMO, in which case CSI is required at the transmitter.[9] The scheduling of receivers with different spatial signatures allows good separability. Diversity Coding techniques are used when there is no channel knowledge at the transmitter. In diversity methods, a single stream (unlike multiple stream sin spatial multiplexing) is transmitted, but the signal is coded using techniques called space-time coding. The signal is emitted from each of the transmit antennas with full or near orthogonal coding. Diversity coding exploits the independent fading in the multiple antenna links to enhance signal diversity. Because there is no channel knowledge, there is no beamforming or array gain from diversity coding. Diversity coding can be combined with spatial multiplexing when some channel knowledge is available at the transmitter.[14]

2.3 MIMO Transmission with a Single RF source

The idea of using an SPA as a MIMO terminal is to drive the central active antenna with a high frequency RF signal modulated by the first datastream, while simultaneously driving a set of parasitic elements (PE) strongly coupled to the active one with a baseband (low frequency) control signal. The baseband control signal has information about the other datastreams to be transmitted over the air. By this way, it has been shown that the input datastreams are mapped onto an orthogonal set of basis functions in the wavevector domain via a single radio and compact array dimensions[1]. In [1] they focus on the signaling format (the extension to all PSK is straightforward by following the approach in [7]) where they first *generalize* the derivation of the bases from mirror image pattern pairs (MIPPs). They therefore extend previous findings by decoupling the wavevector domain from the antenna domain and thus enabling MIMO functionality through any antenna system capable of creating MIPPs. At the receiver side, They prove that the receive antenna response to a beampattern that is a linear mixture of basis functions, is nothing more than the linear combination of the receive antenna responses to the different basis functions. By this way, the receiver decodes the transmitted data symbols by estimating the basis responses using classical training techniques.[1]

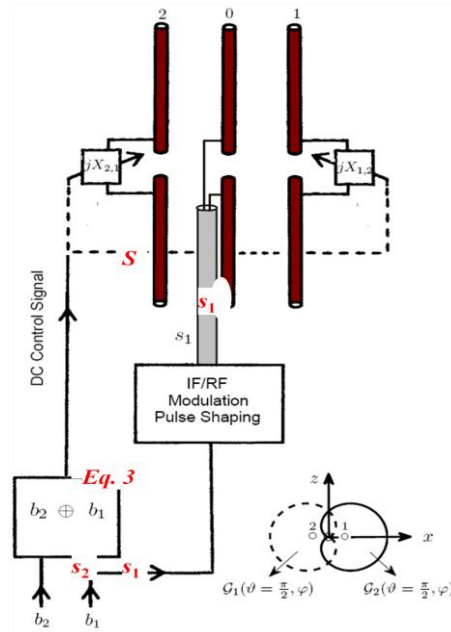


Figure4. Topology of a 3-SPA element from paper[1].

The antenna topology a symmetrical 3-element SPA is adopted, where the central element is the active one while the other two are passive. The two parasitic elements are loaded with pure imaginary loads $[jX1 \ jX2]$ as the real part of a complex load degrades the efficiency of the antenna system. Obviously the antenna system can create a MIPP around the E-plane by simply permuting the reactive loads of the PE as $[jX1 \ jX2] \leftrightarrow [jX2 \ jX1]$, based on image theory. In other words, having the first beampattern $G1(\theta, \varphi)$ at $[jX1 \ jX2]$, the beampattern $G2(\theta, \varphi) = G1(\theta, -\varphi)$ is obtained at $[jX2 \ jX1]$ as is showed in Figure5. Consequently, by feeding the central active element with the first BPSK datastream and permuting the loads according to the second datastream, the two streams are simultaneously transmitted out of a single radio and mapped onto an orthogonal as is showed in Figure5. The two BPSK signals that are transmitted in the beamspace domain and received using a classical uniform linear array of nR antenna elements (nR -element ULA), can be decoded by first estimating the receive antenna responses to the proposed basis. [1]

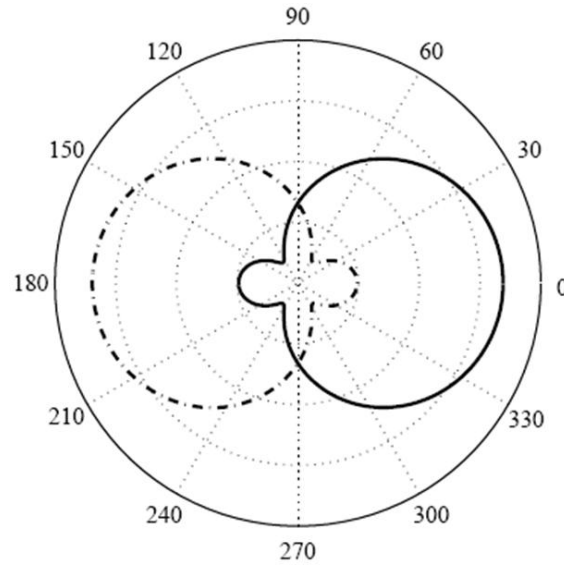


Figure 5. Orthogonal diagram pattern.

2.3 Numerical techniques

2.3.1. Numeric Electromagnetic Code

The Numerical Electromagnetics Code (NEC) is a popular antenna modeling software package for wire and surface antennas. It is credited to Gerald J. Burke and Andrew J. Poggio, and was originally written in FORTRAN in the 1970s. The code was made publicly available for general use and has subsequently been distributed for many computer platforms from mainframes to PCs[15].

The code is based on the method of moments solution of the electric field integral equation for thin wires and the magnetic field integral equation for closed, conducting surfaces. The algorithm has no theoretical limit and can be applied to very large arrays or for detailed modeling of very small antenna systems. NEC models can include wires buried in a homogeneous ground, insulated wires and impedance loads.[15]

Models are defined as elements of wire or similar as an input text file (typically in ASCII). They are then input into the NEC application to generate tabular results. The results can then be input into subsequent 'helper' applications for visual viewing and the generation of other graphical representations as smith charts, etc.

This method of moments of the electric field and magnetic fields is a complex mathematical integration process that calculates values for every small segment and then integrates that over the complete antenna structure.

If you visualize drawing a circle by using only straight lines, then the smaller the length of your straight line segments, the closer you get to defining a circle. By taking this

to very, very small lengths, you approach a perfect circle. This is in essence what segmentation is all about with nec2.

In fact, on the "Convergence Test" in 4nec2's General help, it is said that this test is very similar to drawing the circle with smaller line segments. You'll get a more accurate model, by using more segments, but the CPU execution time increases (It is roughly proportional to the (Number of segs)². So by running the convergence test, you can make an appropriate trade-off for accuracy vs cpu execution time which makes this program faster than others programs like CST microwave.

The "safe" rules for how you determine the segments are:

1. Use at least 10 segments per half wavelength of wire at the highest operating frequency.

(Ten segments per full wavelength is sometimes used to specify the longest allowable segment length -- 0.1 -- but doubling the segment count yields more accurate results for a larger variety of geometric wire assemblies.)

2. Use a segment-length-to-diameter ratio of at least 4:1.

(Although the absolute limit is sometimes given as a segment-length-to-radius ratio of 1:1, the much larger recommended ratio tends to prevent problems in complex geometries with angular junctions of wires.)

3. If an element is composed of more than one wire, the length of segments on each wire in the assembly should be as equal as possible.

4. To the degree possible, for parallel wires, let the segment junctions align as closely as possible.

(This rule is absolutely essential when wires are closely spaced, as in a folded dipole, and thus makes good sense as a general practice in all modeling.)

In the left (= Main) window you find the simulation frequency and wavelength (= big red circle). The small red circle in the under left corner of the window indicates that the dipole is divided into 9 segments.

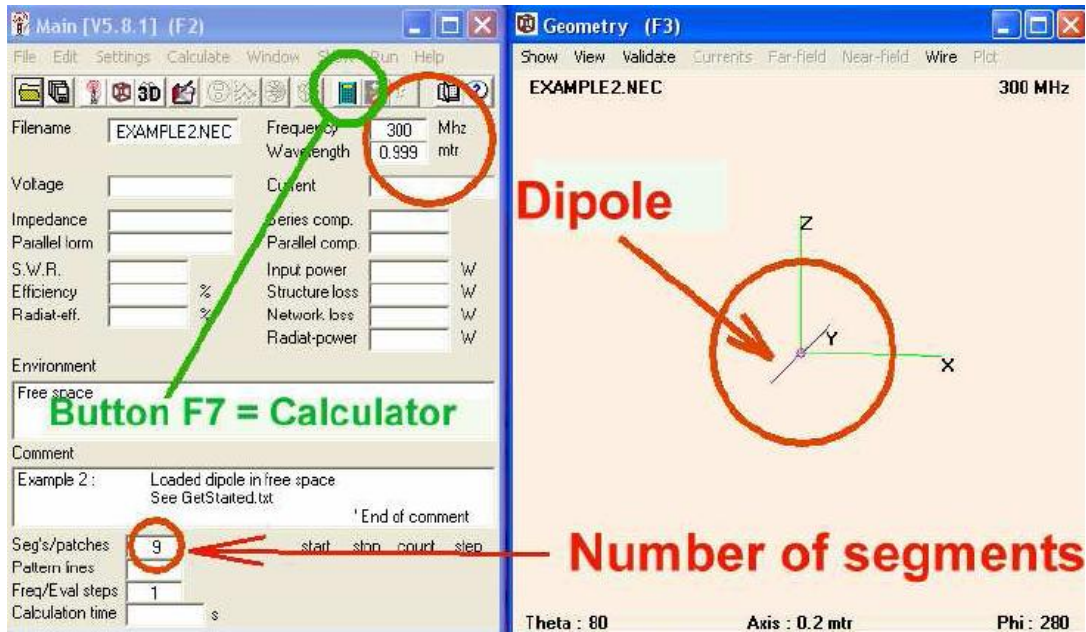


Figure 6. Main window from 4NEC2

2.3.2 CST MICROWAVE STUDIO

CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS) is a specialist tool for the 3D EM simulation of high frequency components. CST MWS enables the fast and accurate analysis of high frequency (HF) devices such as antennas, filters, couplers, planar and multi-layer structures and SI and EMC effects. Exceptionally user friendly, CST MWS quickly gives you an insight into the EM behavior of your high frequency designs.

CST promotes Complete Technology for 3D EM. Users of our software are given great flexibility in tackling a wide application range through the variety of available solver technologies. Beside the flagship module, the broadly applicable Time Domain solver and the Frequency Domain solver, CST MWS offers further solver modules for specific applications. Filters for the import of specific CAD files and the extraction of SPICE parameters enhance design possibilities and save time. In addition, CST MWS is embedded in various industry standard workflows through the CST design environment.

CST MICROWAVE STUDIO is seen by an increasing number of engineers as an industry standard development tool.

CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS) offers customers the choice of six powerful solver modules. In addition to its market and technology leading time domain solver featuring the Perfect Boundary Approximation (PBA), modules based on methods including

FEM, MoM, MLFMM and SBR are available each offering distinct advantages in their own domains.

In CST's Complete Technology for 3D EM simulation approach, the seamless integration of the solvers into one user interface enables the easy selection of the most appropriate solver for a given problem class, delivering improved simulation performance and unprecedented simulation reliability through cross verification.

Finite integration technique (FIT)

The finite integration technique (FIT) is a spatial discretization scheme to numerically solve electromagnetic field problems in time and frequency domain. It preserves basic topological properties of the continuous equations such as conservation of charge and energy. FIT was proposed in 1977 by Thomas Weiland and has been enhanced continually over the years. This method covers the full range of electromagnetics (from static up to high frequency) and optic applications and is the basis for commercial simulation tools.

The basic idea of this approach is to apply the Maxwell equations in integral form to a set of staggered grids. This method stands out due to high flexibility in geometric modeling and boundary handling as well as incorporation of arbitrary material distributions and material properties such as anisotropy, non-linearity and dispersion. Furthermore, the use of a consistent dual orthogonal grid (e.g. Cartesian grid) in conjunction with an explicit time integration scheme (e.g. leap-frog-scheme) leads to compute and memory-efficient algorithms, which are especially adapted for transient field analysis in radio frequency (RF) applications.

PROGRAM	TECHNIQUE	ADVANTAGE
4NEC2	SEGMENTS- MOMENTS	FASTER
CST MICROWAVE	FINITE INTEGRATION (FIT)	ABLE TO SIMULATE STRUCTURES MORE COMPLEX (substrate,etc)

Figure7. Table comparing 4nec2 and CST Microwave.

3. Numerical results

In this section the main target is to obtain the same results as the results of the paper [1] starting from a single dipole in free space, and following with an array with a director dipole and two parasitic dipoles, where each parasitic dipole have different length. The second part dipoles with reconfigurable loads are used instead of parasitic dipoles with different length. The last step is to simulate this array on a substrate.

3.1 Validation with the literature

As it is known adding a parasitic dipole to an active dipole the diagram of radiation becomes more directive diagram.

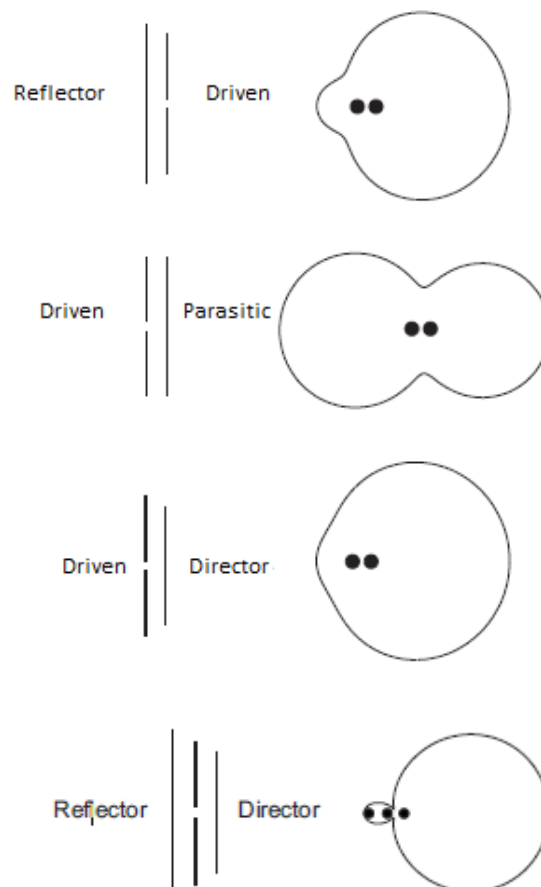
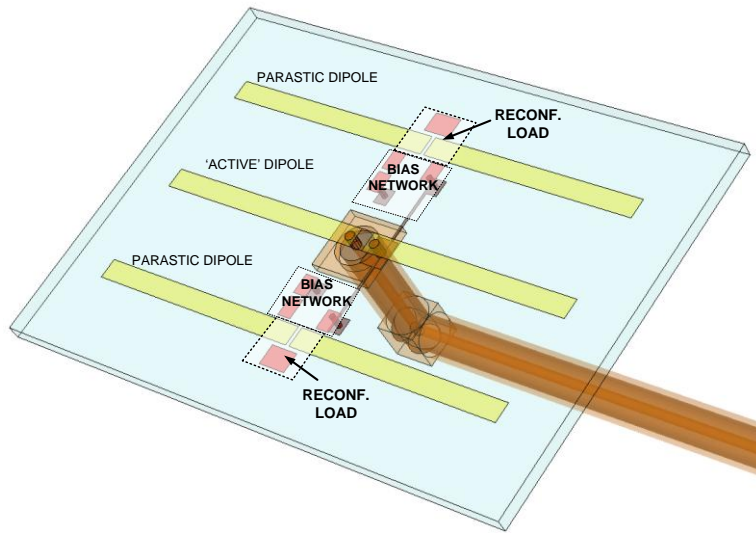
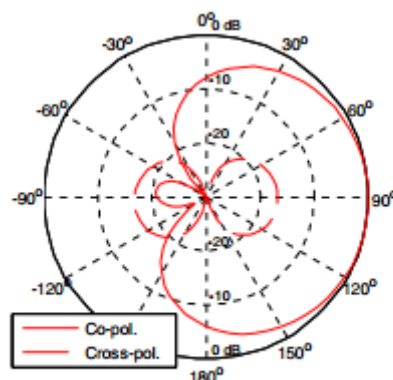


Figure1. Different types of configuration for parasitic arrays.

The parasitic dipoles can be modelling with the same way using reconfigurable load in each parasitic dipole instead of changing the length of these dipole, an example of this configuration on a substrate is showed in the Figure2.

**Figure2. The schematic diagram of the SPA used on the paper[1].**

The pattern diagram obtained using this type of configuration, which is as directing as using dipoles with different length, is showed in Figure3.

**Figure3. Diagram Pattern from[1].**

3.2 Parasitic dipoles with different length

In this section we first use an array with an active dipole and a parasitic dipole (a reflector in this case) as is shown in figure 4. First of all we have to make some initial choices on the antenna materials and the basic topology. The active dipole is 48 mm, the parasitic dipole is 50 mm as is shown in Figure 4, the spacing is $\sim 0.1\lambda$ at the desired operational frequency of 3 GHz. The material used for the dipoles was PEC without losses.

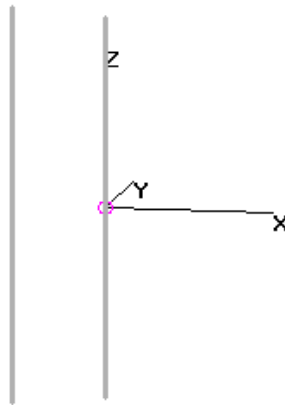


Figure 4. Topology for a parasitic array.

We carry out a simulation of an array of dipoles, firstly on 4NEC2 which uses the moment technique with segments and is faster than CST. We obtain Far Field Pattern diagram on NEC as is shown in Figure 5, the main lobe shows a magnitude of 6.44 dB and also the opposite is -4.53 dB.

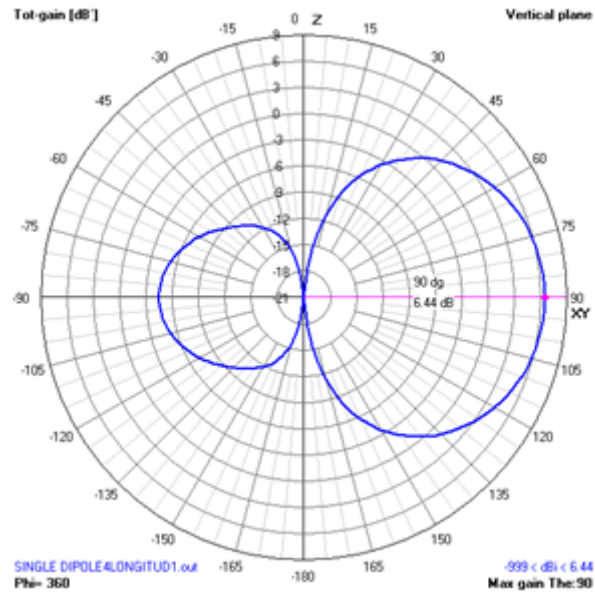


Figure5. Pattern Diagram on 4nec2

In the following step the same pattern is obtained on CST, the diagram is shown in the Figure6.

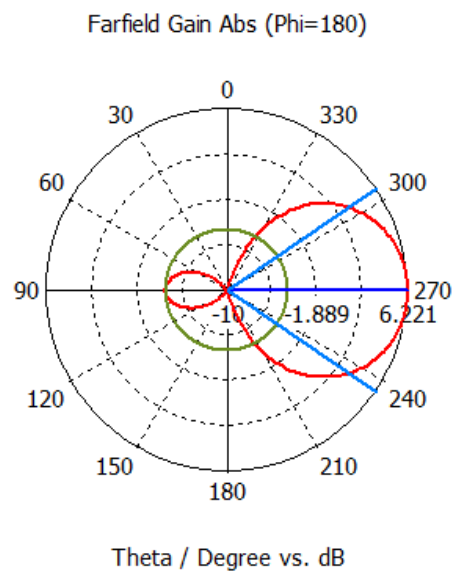


Figure6. Figure5. Pattern Diagram on CST

From this result the accuracy of the both programmes is compared as is showed in Figure7. Where a good agreement is achieved, thanks to that we can be confident that regardless of the program we use, the error variation is minimal

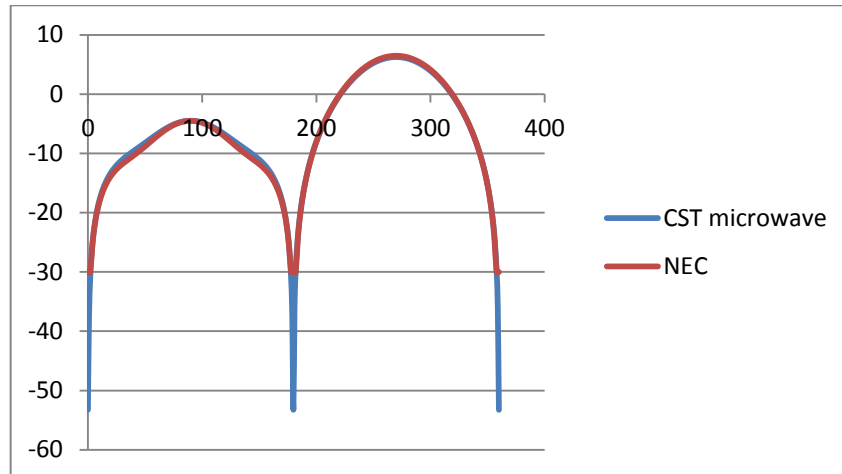


Figure7. Agreement between CST and 4NEC2. X axis shows Theta/Degree and Y shows lobules magnitude from the pattern diagram (dB)

Second of all, the pattern of an array with three elements is calculated, with two parasitic dipoles in this case. The active dipole is 48 mm, the first parasitic is 50mm and the second one is 46mm as is showed in Fig. 4, the spacing is $\sim 0.1\lambda$ at the desired operational frequency of 3 GHz.

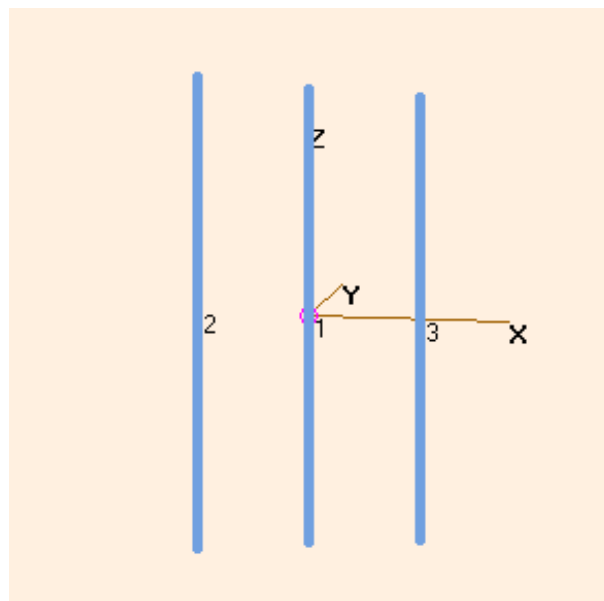


Figure8. Topology of an array with two parasitic dipoles, the number 2 and the number 3.

The simulation of this array of dipoles is carried out, firstly on 4NEC2 which uses the segment technique and is faster than CST. The pattern obtained shows a main lobe with 7.93 dB, which is an increment from the previous configuration because of the new parasitic dipole which was added and which works as director, making the pattern more directing as is showed in Figure9.

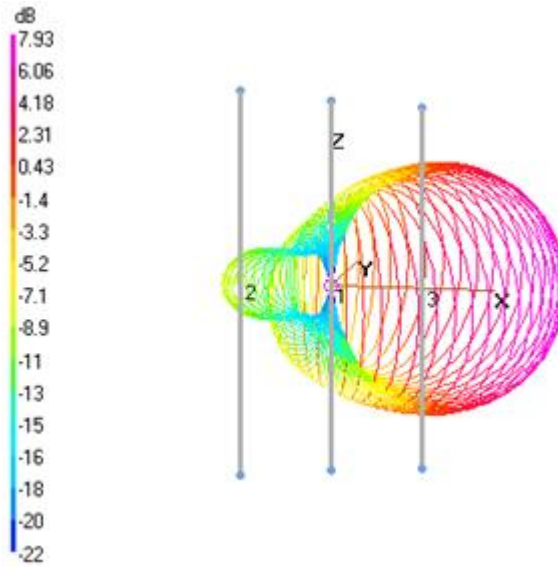


Figure9. The pattern diagram at PHI= 360

The following step was the same simulation on CST, as is showed in Figure10, in order to keep checking out the agreement between programs.

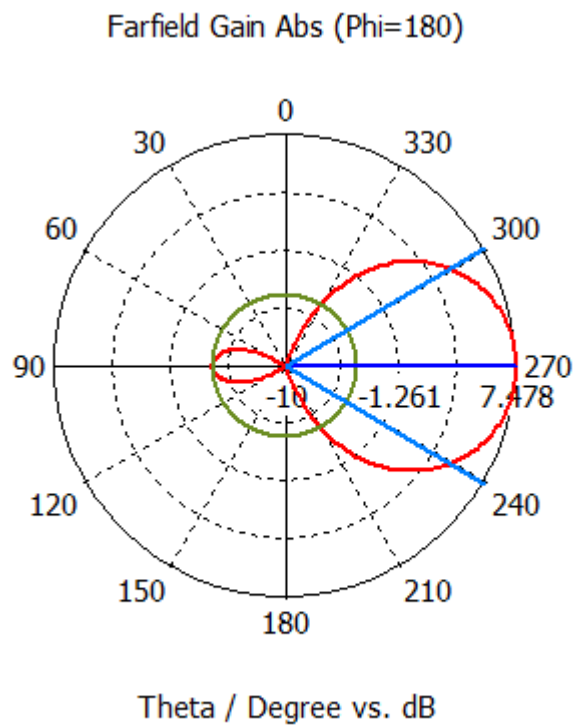


Figure10. Diagram pattern on CST microwave

3.3 The analysis of geometrical parameters.

In this section a studio about the different type of changes in the pattern which happens if we change different parameters of the parasitic dipoles was done.

First of all, the separation between the dipoles was parameterized. Usually there is a compromise between the lengths and diameters of the directors and reflectors, as well as their respective spacings, to obtain the optimum diagram pattern, and it depends on the particular design.

Separation	Main Lobe Magnitude	Angular width (3dB)	Side Lobe level
1mm	3.2dB	71.0deg	-7.1dB
2mm	4.5dB	68.8deg	-10.3dB
3mm	6.1dB	67.6deg	-12.6dB
5mm	6.9dB	66.3deg	-14.6dB
6mm	7.1dB	65.9deg	-15.1dB
7mm	6.9dB	65.0deg	-14.2dB
8mm	6.9dB	64.2deg	-13.8dB
9mm	6.8dB	62.7deg	-12.2dB
10mm	7dB	61.1deg	-11.3dB
11mm	6.7dB	59.7deg	-10.0dB
12mm	6.8dB	58.3deg	-9.1dB
13mm	7dB	57.1deg	-8.4dB
14mm	7.8dB	55.3deg	-7.2dB

Figure11. Parameters from the array when the separation between dipoles is changed

The lower value of the side lobe level is obtained with a separation for dipoles at $6\text{mm} = \lambda/16$, where we also obtain the best value for the directivity, this value validates Yagi theory. These results are showed in Figure12.and in Figure13.

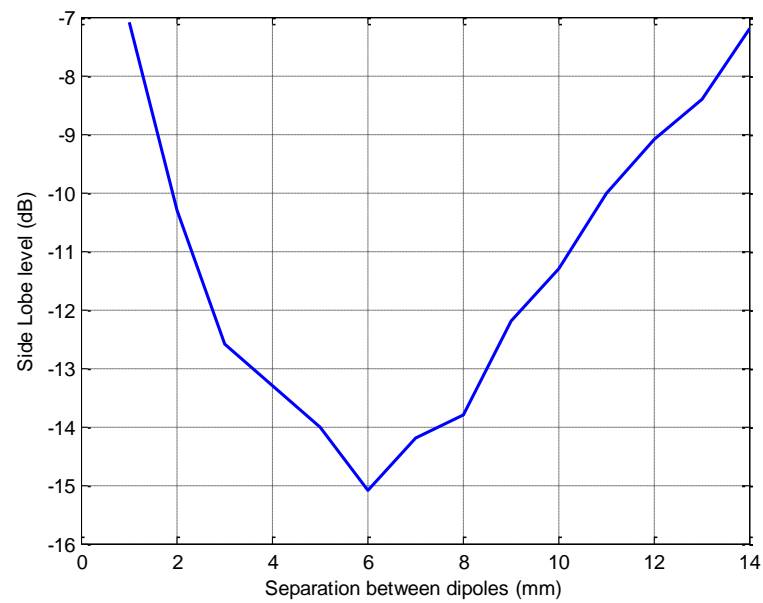


Figure12. Relation between the side lobe level and the spacing between dipoles.

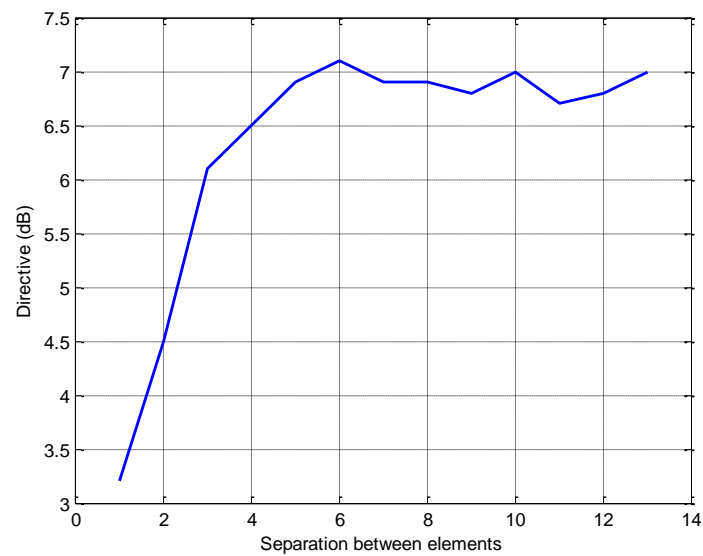


Figure13. Relation between the directivity and the separation between dipoles.

When the separation is 10mm the diagram pattern is shown in Figure14.

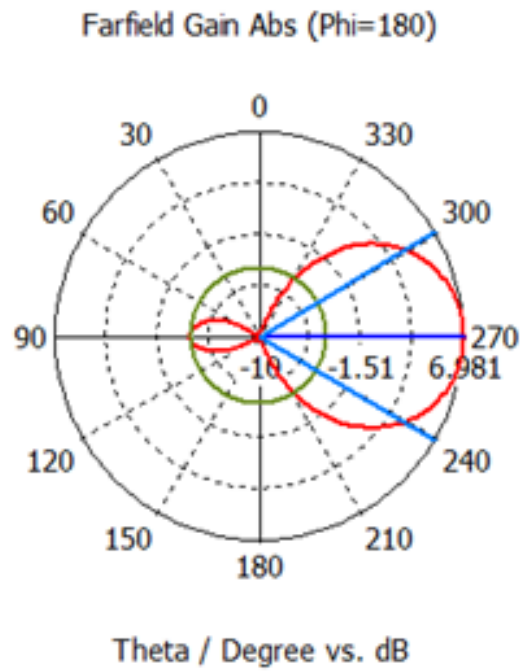


Figure14. Diagram pattern when the separation is 10mm.

When the separation is 11mm the pattern diagram is shown in Figure 15.

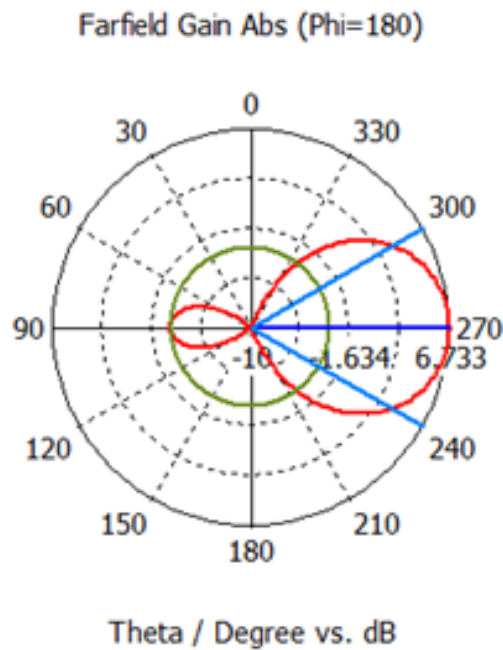


Figure15. Diagram pattern when the separation is 11mm.

When the separation is 12mm the pattern diagram is shown in Figure 16.

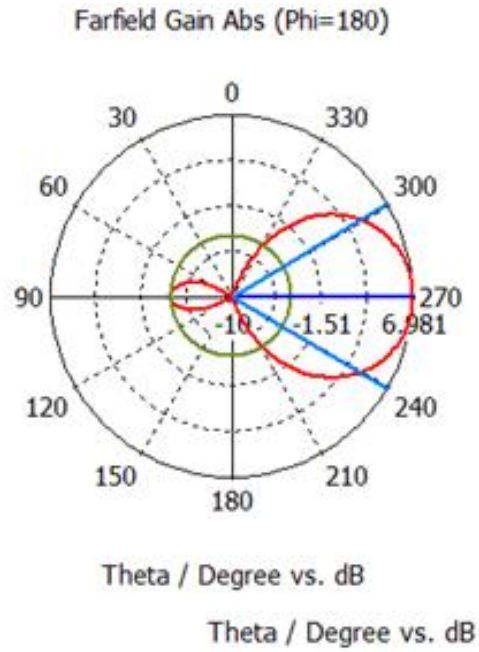


Figure16. Diagram pattern when the separation is 12mm.

When the separation is 14mm the pattern diagram is shown in Figure 17.

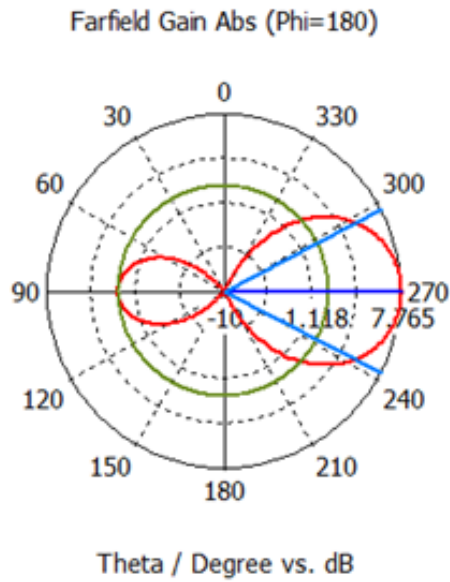


Figure17. Diagram pattern when the separation is 14mm.

Secondly the length of the parasitic dipoles was parameterized. The reflector length was fixed and the director length was changed to different values after that the director length remained the same at 46mm and the director length changed.

Reflector	Active	Director	Main Lobe Magnitude	Side Lobe Level
50mm	48mm	40mm	7.3dB	-16.2dB
50mm	48mm	42mm	7.4dB	-18.6dB
50mm	48mm	43mm	7.7dB	-20.4dB
50mm	48mm	44mm	7.5dB	-22.2dB
50mm	48mm	45mm	7.3dB	-17.1dB
50mm	48mm	46mm	6.7dB	-10dB
48.2mm	48mm	46mm	6.5dB	-19.8dB
48.5mm	48mm	46mm	6.5dB	-21.7dB
49mm	48mm	46mm	6.7 dB	-13.5dB
50.5mm	48mm	46mm	5.9 dB	-5.8dB
51mm	48mm	46mm	8.7dB	-6.0dB
52mm	48mm	46mm	6.1dB	-7.7dB
53mm	48mm	46mm	7.0dB	-7.1dB

Figure 18. Results for the analysis of the pattern diagram, changing the lengths of the dipoles.

As it is shown in the figure the lowest value of the secondary-rear lobe, when the reflect was kept fixed, was obtained for a length of 44 mm for the director, i.e. with a length that is 10% lower than that of the active dipole. It can be also seen in the table that the maximum value of directivity is between 43 mm and 44 mm, hence supporting our previous results.

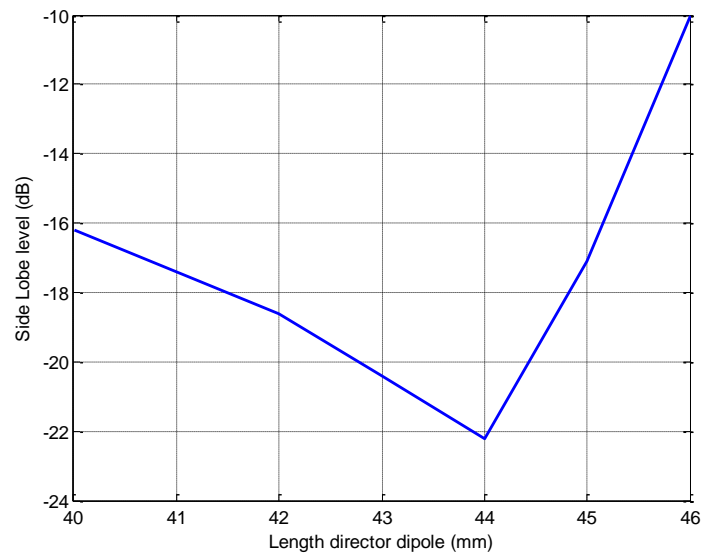


Figure19. Relation between the Side Lobe level and the length of the director dipole.

The measurements for the reflector were carried out using a fixed length for the director of 46 mm that was the initial one chosen for the reflect in previous sections because they were 5% lower than the active dipole. These measurements did not produce results as clear as those for the director.

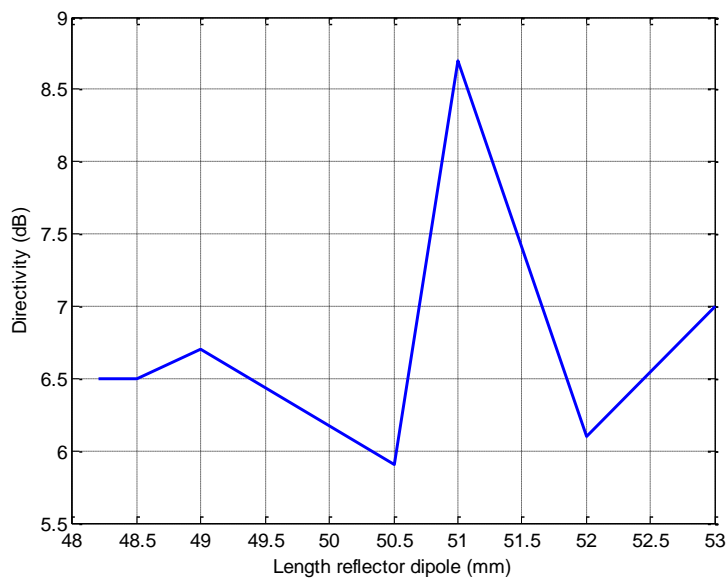


Figure20. Relation between the Side Lobe level and the length of the director dipole.

As it can be seen in Figure 16 the highest value for the main lobe was reached around 51 mm although this is not what it was wanted for a Side Lobe level (dB) relatively high.

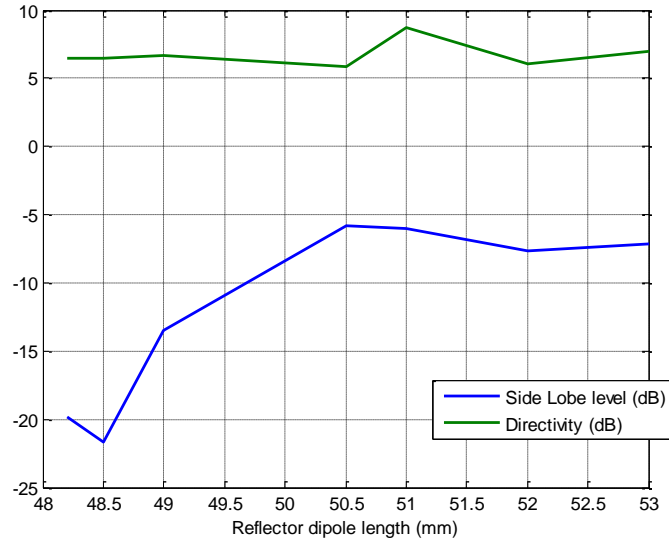


Figure21. Relation between the Side Lobe level and the length of the director dipole.

The following parameter which was changed was the radius of the parasitic dipoles.

Radius	Main Lobe Magnitude	Side Lobe Level	Angular width (3dB)
0.025mm	7.2dB	-10.4dB	59.8deg.
0.09mm	6.7dB	-10.0dB	59.7deg.
0.175mm	6.9dB	-9.3dB	59.4deg.
0.25mm	6.7dB	-9.0dB	59.0deg.
0.8mm	6.8dB	-4.4dB	53.3deg.
1mm	6.5dB	-3.3dB	51.6deg.
1.3mm	8.9dB	-3.1dB	48.2deg.

Figure 22. This table shows the results for different radius.

The reduction of the radius decreases the induced currents in the parasitic dipoles, our measurements shows that this reduction of the energy reduces the secondary lobule.

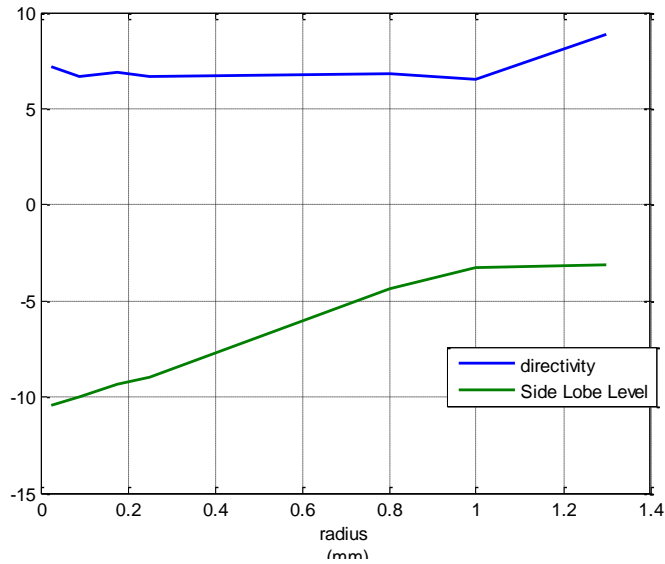


Figure23. The directivity (dB) and the Side Lobe Level (dB) for different values of the radius of the dipoles.

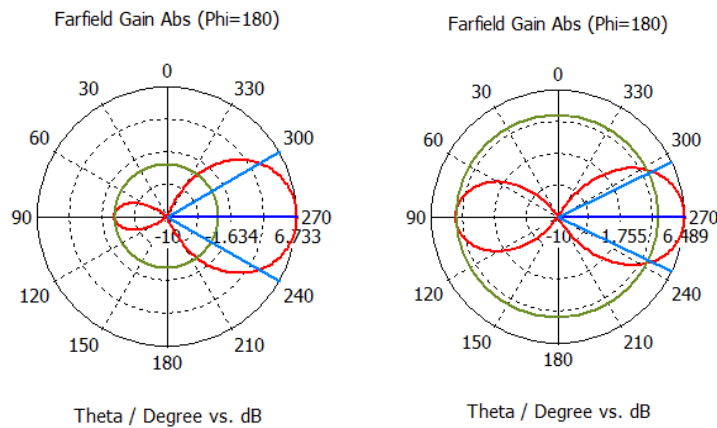


Figura24. Pattern diagram when we changed the radii. The image on the left shows when the radius is 0.09mm and the image on the right shows when the radius is 1mm.

In the following Figure is showed the relation between the radius of the dipoles and Element length to design the Yagi antenna.

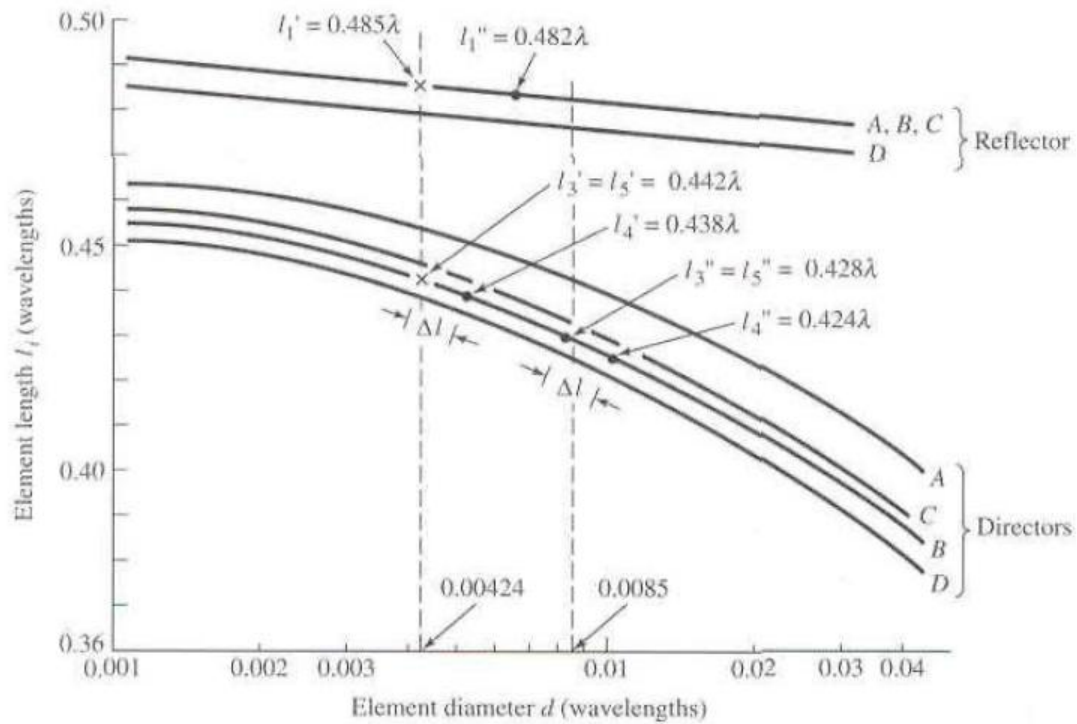


Figure25 . Design curves to determine element length of Yagi-Uda arrays. (SOURCE: P.P.Viezbicke “Yagi Antenna Design” NBS Technica Note 688, U.S. Department of Commerce/National Bureau of Standars, December 1976)

When the radius is 0.08mm the pattern diagram is shown in Figure 26.

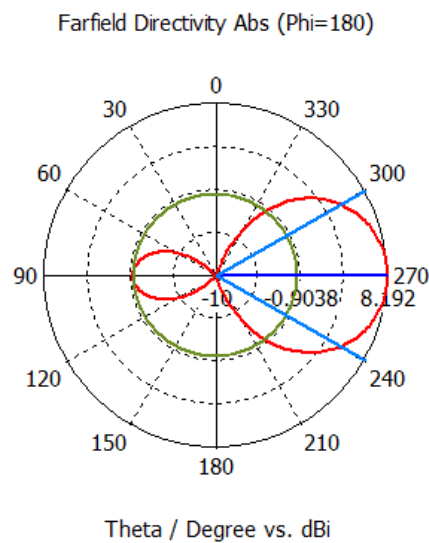


Figure26.Diagram pattern when the diameter is 0.16mm

When the radius is 0.25 mm the pattern diagram is shown in Figure 27.

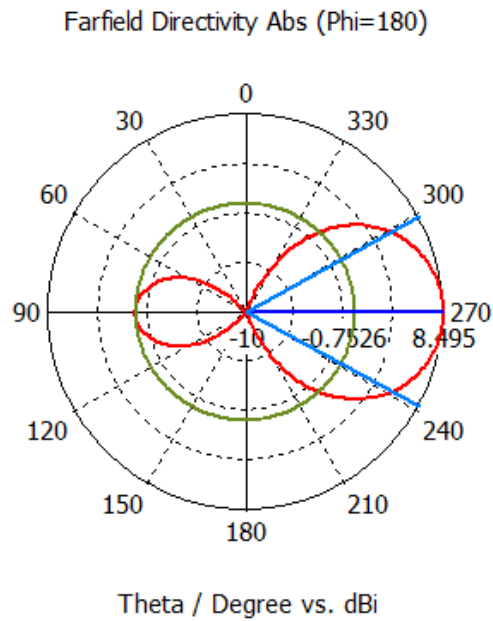


Figure.27 Diagram pattern when the radius is 0.25mm.

When the radius is 0.025 mm the pattern diagram is shown in Figure 28.

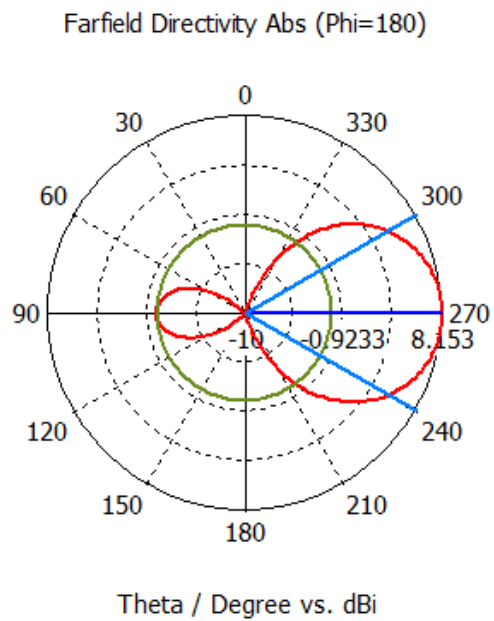


Figure28. Diagram pattern when the Diameter of the dipoles is 0.05mm

3.4 Parasitic dipoles with reconfigurable loads

We used reconfigurable loads with the same value which are using on the paper, which are $Z_2 = +j27\text{ohms}$ and $Z_3 = -j100\text{ohms}$.

The design of the reconfigurable load, consists of the following steps: [1]

First, an adequate layout for the reconfigurable load area, to be controlled using a PIN diode, is selected. The parasitic capacitance ($C_{P,a}$, $C_{P,b}$, $C_{P,c}$) between the different pads are extracted from full-wave simulations. Here the inductive effect in pads can be neglected in the design, subsequently, the surface-mounted elements to implement $Z_{A,a}$ and $Z_{A,b}$ are deduced from the circuit of Fig. 29 so that the overall impedance in each state $Z1$ and $Z2$ (see Fig. 4b) match the target values deduced in the previous section, namely $Z1 = jX1 = j(+27)$ and $Z2 = jX2 = j(-100)$. Finally, a DC biasing network was designed using large RF-block inductors LDC and a resistor RDC to precisely control the diode biasing current. As can be seen in Fig. 29, the DC paths are then driven to the other side of the substrate by vias, where they can conveniently be connected to the DC voltage references in the antenna environment (see Section V). The PIN diode (Aeroflex Metelics MPN7310A-0805) serves as a low capacitance fast switch, with a negligible transient switching time (orders of nanoseconds). $Z_{A,a}$ and $Z_{A,b}$ are capacitors of 0.5 pF and 0.8 pF, respectively. The biasing network elements are $LDC = 22 \text{ nH}$ and $RDC = 910$. A common configuration of Reconfigurable Load is showed in figure29. [1]

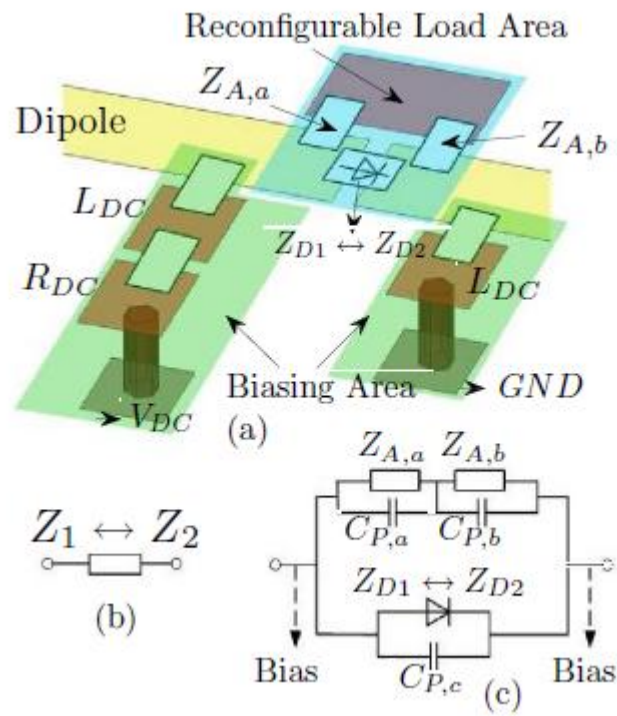


Figure29. From paper [1]

Thus the pattern of the array is calculated using this type of configuration, a array where all of the dipoles have the same length.

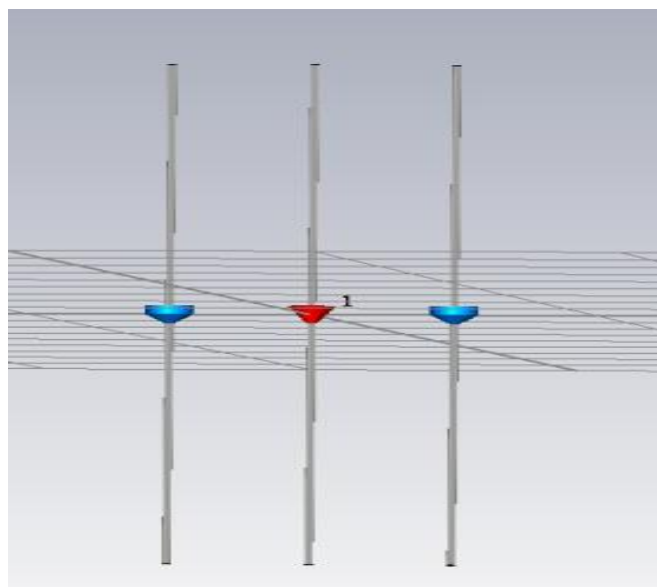


Figure30: Note the blue devices are the reconfigurable load.

New pattern diagram is showed in Figure31. It was simulated on 4nec2, the main lobe magnitude is 7.43dB and magnitude for secondary lobe is -11dB.

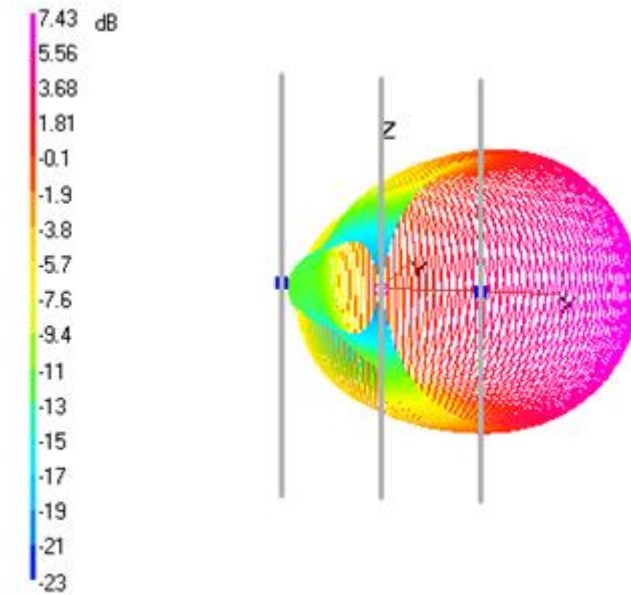


Figure31. Diagram Pattern from a SPA

The Matching of the antenna in its operational state is shown in the figure33. A good agreement is achieved at the resonant frequency. The graph shows -10dB around the resonant frequency.

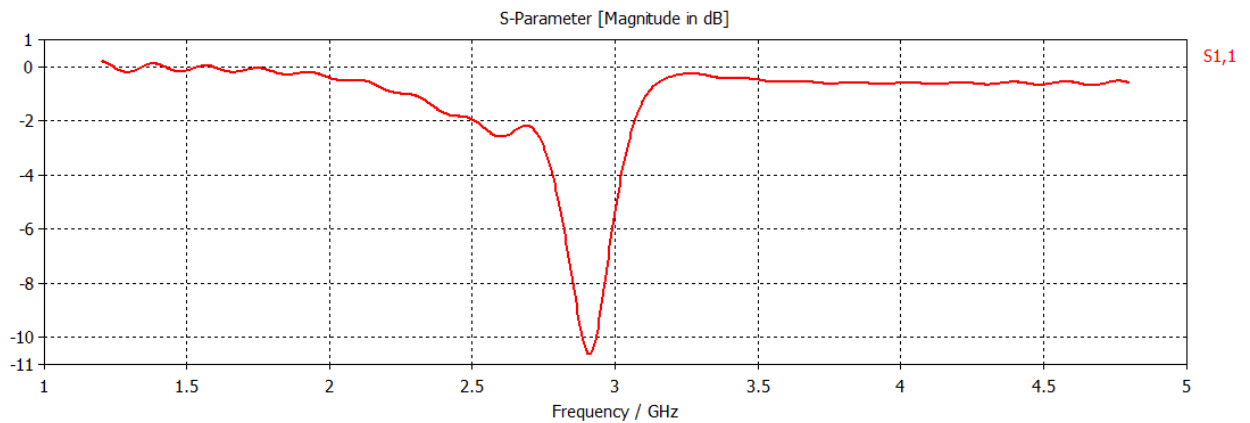


Figure32. S_{11} parameter for the SPA from Figure30.

Imaginary part Z is zero close to the resonant frequency which indicates a good design without loss:

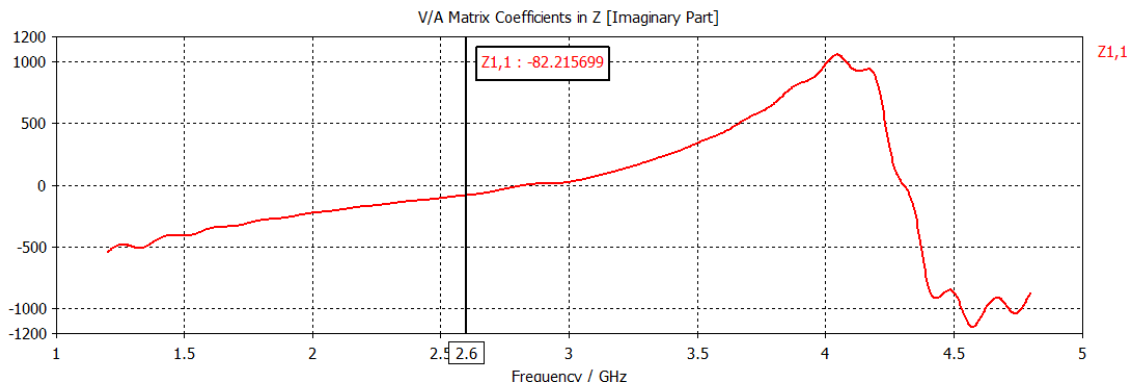


Figure33. Imaginary part from the impedance for the source.

3.4.1 Symmetrical 3-element SPA on substrate.

In this part, we adopt the antenna topology consist on a symmetrical 3-element SPA, where the central element is the active one while the other two are passive. The two parasitic elements are loaded with pure imaginary loads $[jX_1 \ jX_2]$ as the real part of a complex load degrades the efficiency of the antenna system.

We consider a 3-element SPA of flat dipoles as radiating elements as shown in Figure16. Designed on an $h=1.5\text{mm}$ thick substrate relative permittivity $\epsilon=2.17$. The dipole lengths and spacing are 48.3mm and 11mm respectively. The spacing is 0.11λ at the desired operational frequency of 2.6GHz . The spa was simulated using CST. The parasitic dipoles are loaded which value are $Z_2 = +j27\text{ohms}$ and $Z_3 = -j100\text{ohms}$.

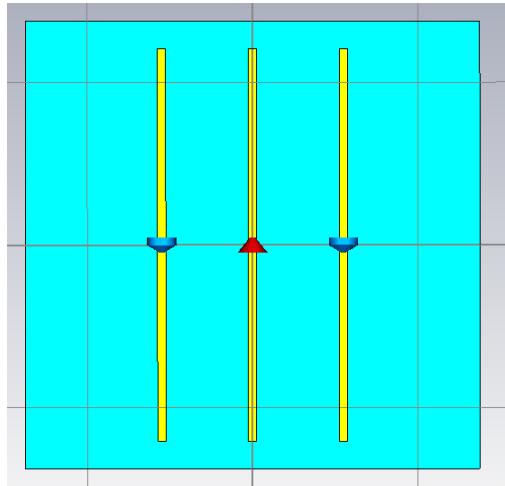


Figure34 The Topology of an SPA on substrate.

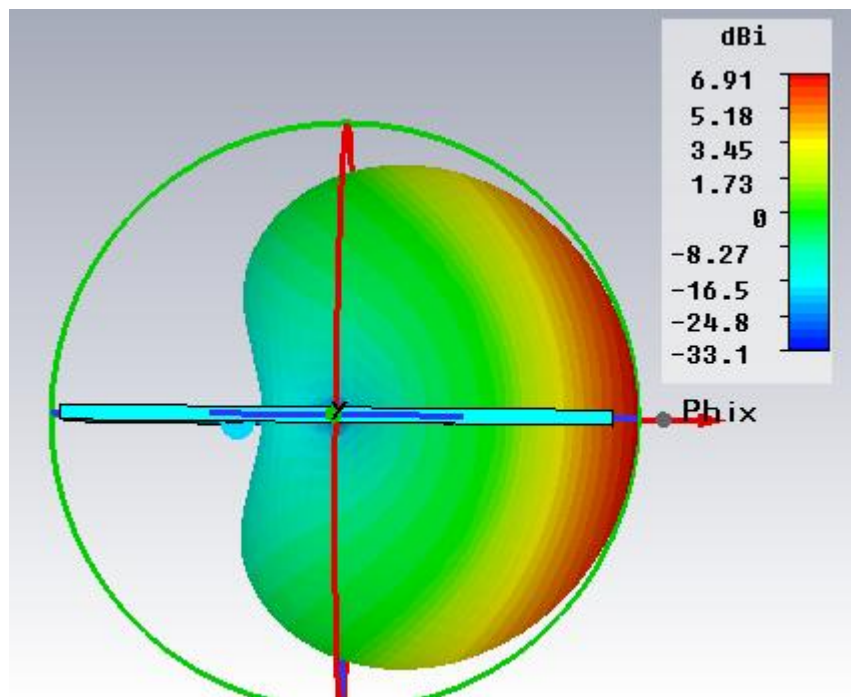


Figure35. The Far fields for the first operational antenna state.

Polar diagram for the 3-SPA on substrate is showed in Figure33, the magnitude for the main lobule is 7.1dB, the Side Lobe Level is -27.7dB and the Angular width (3dB) is 125.5 deg.

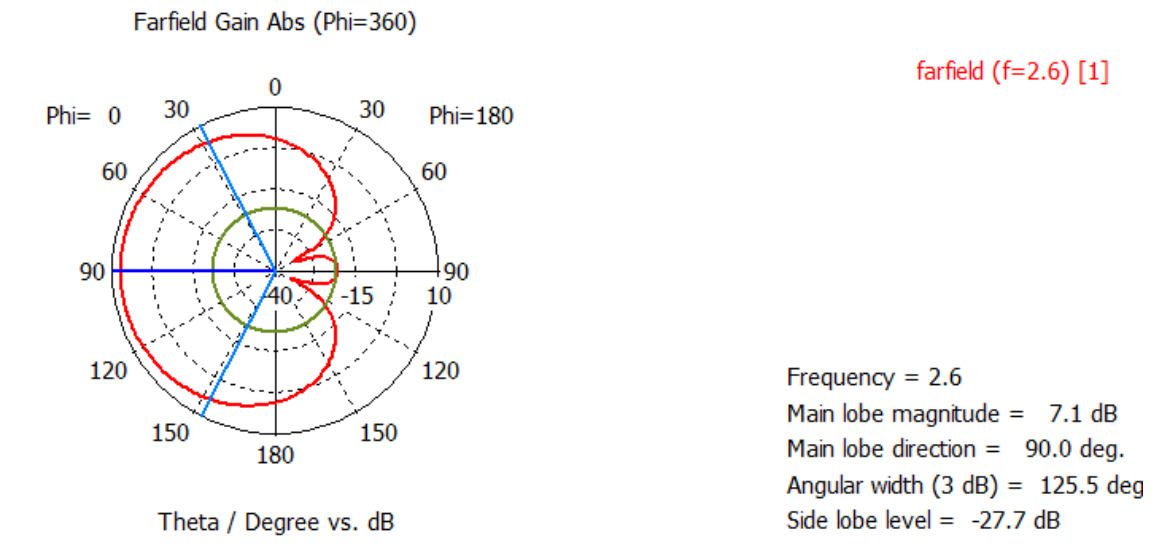


Figure36. The diagram pattern for a 3 element SPA.

Because of the antenna structure symmetry and loads impedances antisymmetry, the other antenna state pattern E_2 is obtained by mirroring E_1 around the 0 -180 axis. Thus the two orthogonal patterns transmitted by the 3 element SPA will result to distinct magnitude and phase values for each element at the receiver.

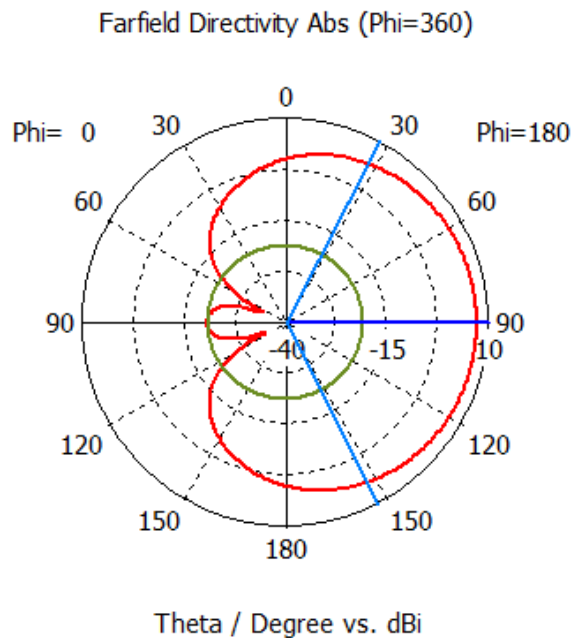


Figure37. Diagram pattern for 3 element SPA. Notice this is the mirror image of the previous diagram pattern after permuting the values of the reconfigurable loads.

Representation of the Far Field in 3D is showed in the Figure38.

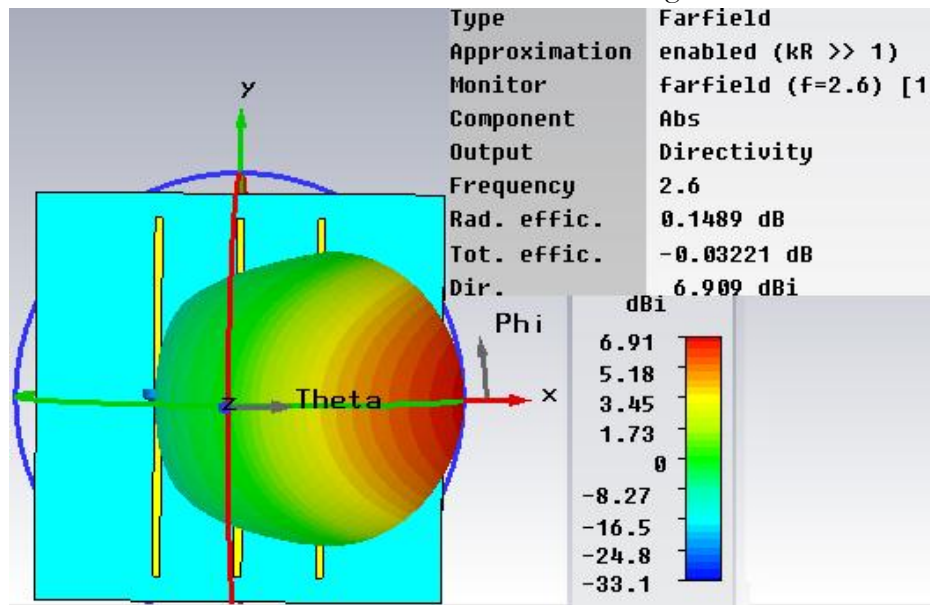


Figure38. Representation of the Far Field in 3D

Matching of the antenna in its two operational states is showed in Figure39. Since each state corresponds to having one of the load in Off state and the other in On state, and that the structure is fully symmetrical around the active dipole axis, the return loss is exactly the same in both state.

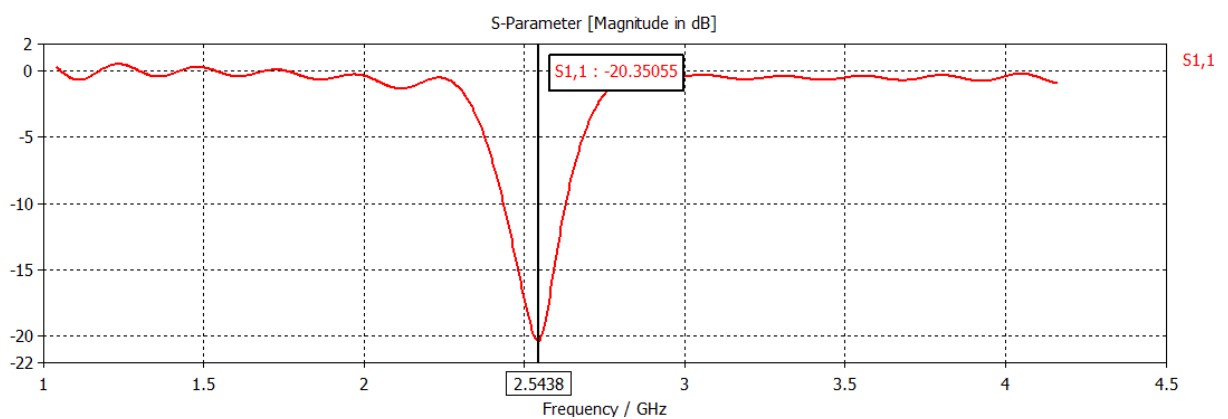


Figure39. S_{11} parameter for the SPA on substrate.

Imaginary Part of the input impedance shows a value of zero near the resonant frequency as is showed in Figure40.

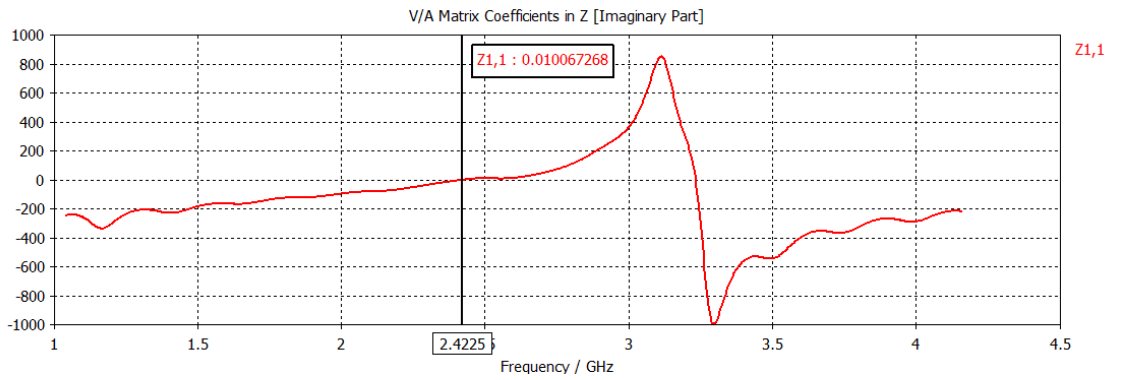


Figure40. Imaginary part impedance is shown.

After that, a coaxial was added to feed the SPA in order to calculate a simulation more realistic of the pattern as which is obtained in the paper.[1]

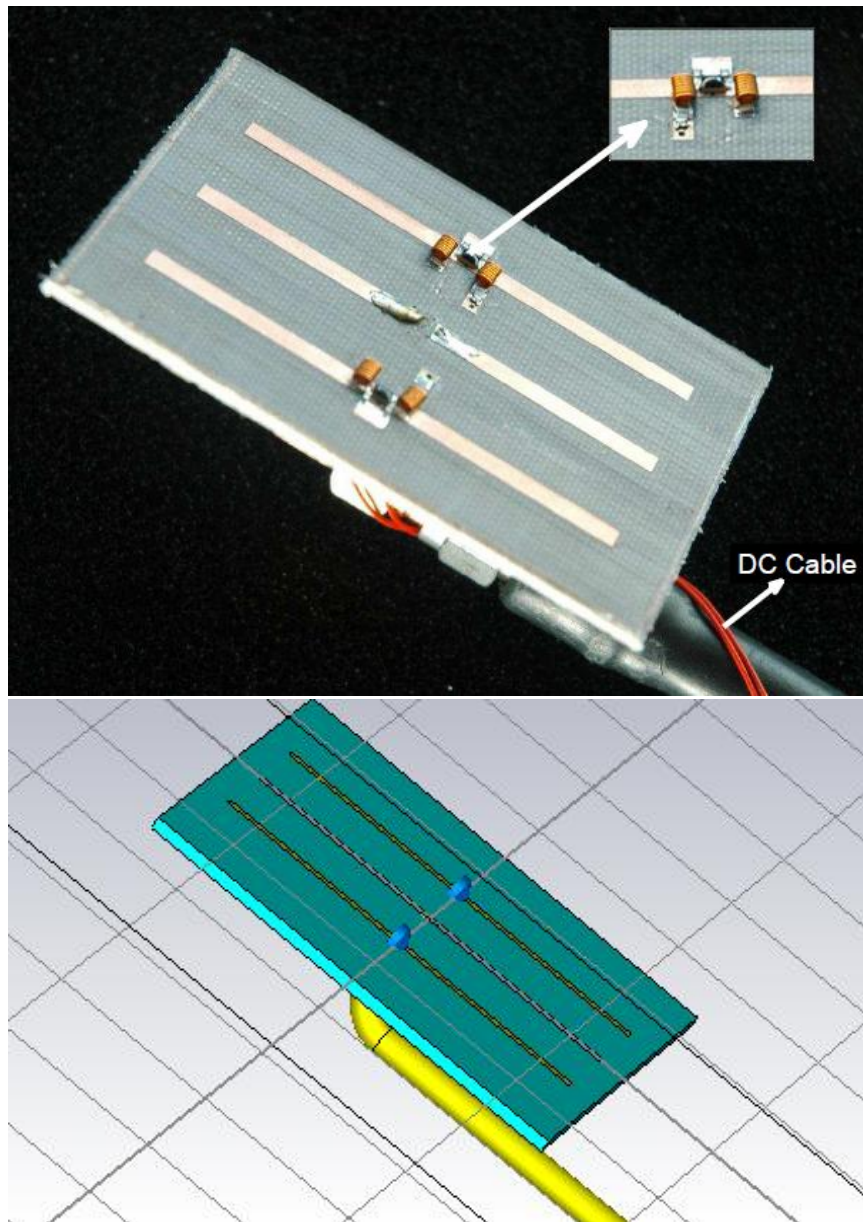


Figure41. On the top a real example of SPA is shown, on the bottom the SPA simulated on CST is shown.

The topology of this coaxial was chosen in function of the coaxial available in ECIT. The choice was Coaxial RG402, its inner radius is 0.95mm, its Outer radius is 3.5mm, and the dielectric is teflon with $\epsilon=2.1$, the design of the coaxial on CST is showed in Figure42.

RG402(0.141") is a semi-flexible Coaxial Cable which gives the best shielding performance with a socked tinned copper shielding and solid conductor at 0~18GHz. RG402 Semi Flexible cable commonly is equipped with SMA RF Connector for testing adaptor purpose or for high performance device like splitter.

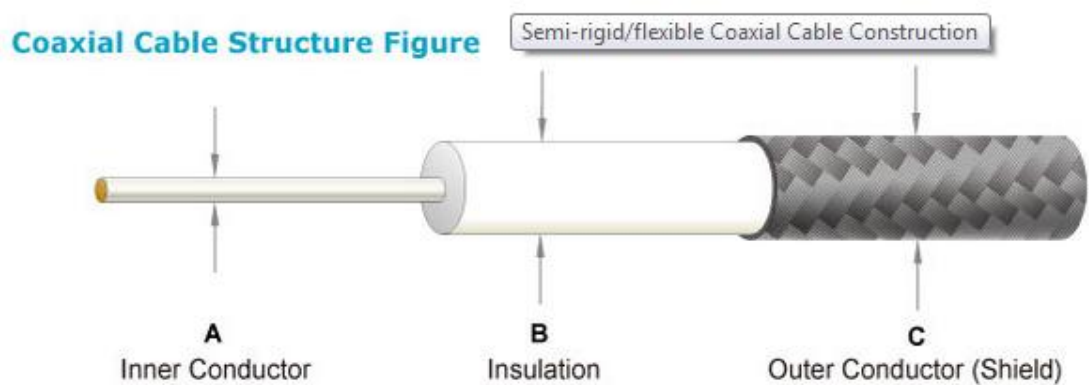


Figure42. Schematic diagram of the coaxial cable.

Characteristics :Impedance: $50 \pm 2 \Omega$, capacitance: Nom. 94 pF/m, max Operating Frequency: 20GHz, conductor: Silver plated copper($1 \times 0.94\text{mm}$), minimum Bend Radius: 10 mm, operating Temperature $-40^{\circ}\text{C} \sim 165^{\circ}\text{C}$.

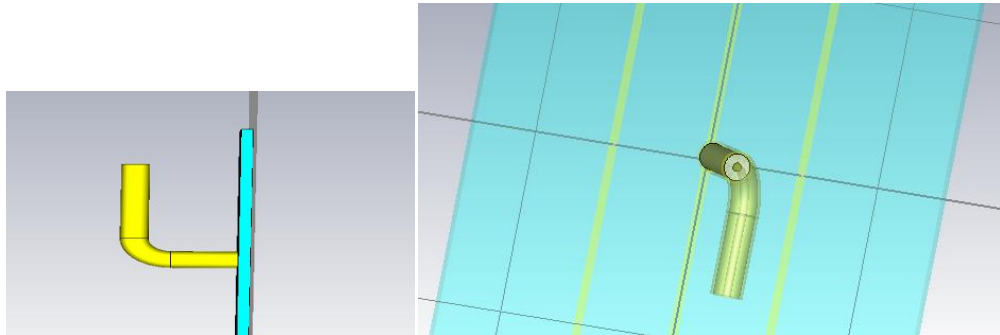


Figure43 Behind substrate.

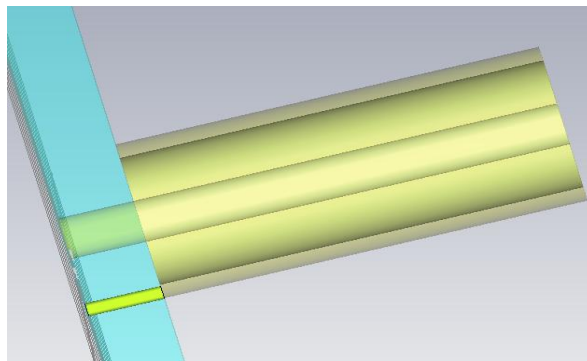


Figure44.coaxial profile.

Each side of the feedline (inner conductor and outer conductor) to the transmitter is connected to one of the conductors.

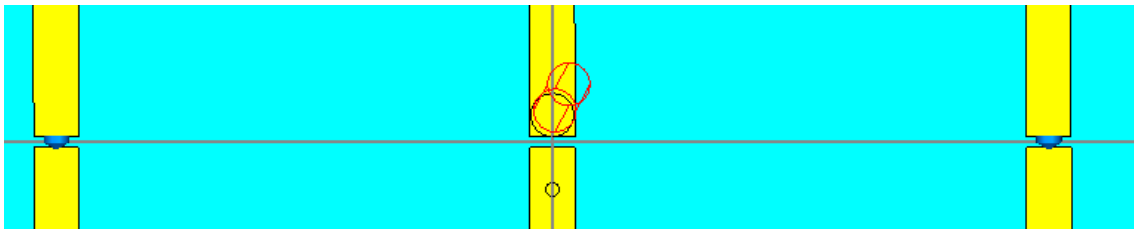


Figure45. Sight over substrate

The different parts of the coaxial and their parameters are showed in the following Figure46 (A) the inner conductor, (B) the dielectric, and (C) the outer conductor.

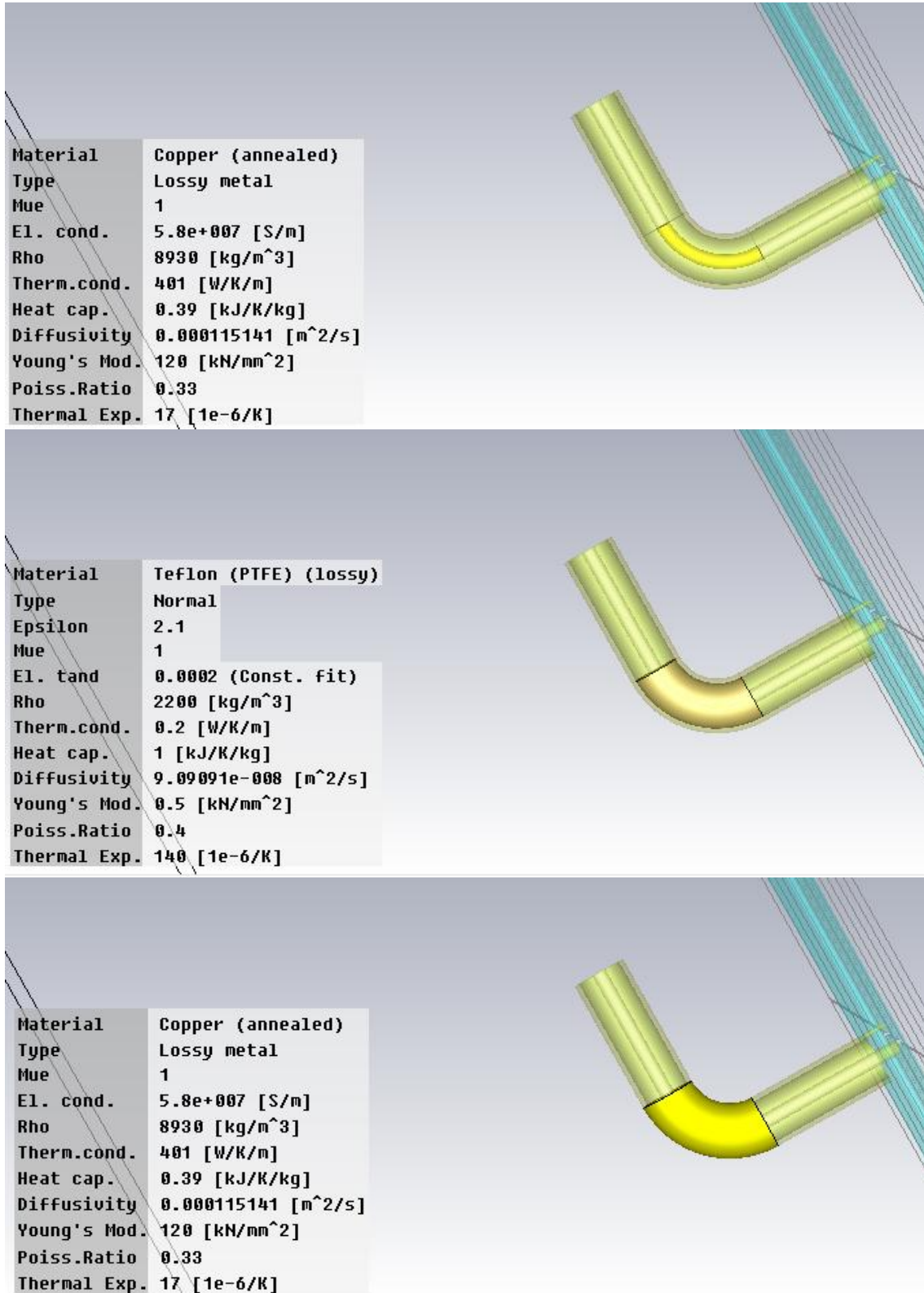


Figure46.

The radiation diagram for a SPA fed by a coaxial is shown in Figure 45. It can be observed in it that when the coaxial was added the radiation diagram adopts a less ideal figure, and it can be think that the coaxial, as an metallic element, may occasion interferences in the radiation diagram, affecting to the secondary lobe.

Diagram pattern is showed in the Figure.47

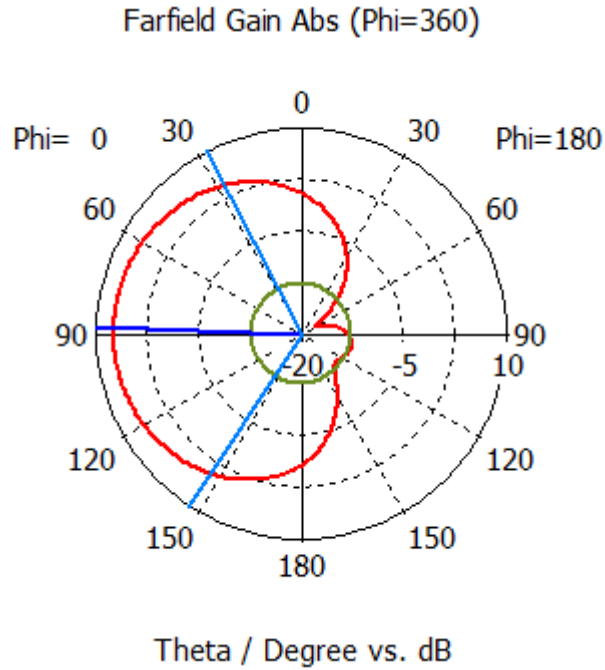


Figure47.

However the adaptation slightly improves up to -20 dB without coaxial and -25 dB with coaxial and we think that this may arise from the excitation of the coaxial being carried out with a waveguide port at variance with the circuit without coaxial, which is fed by a discrete port.

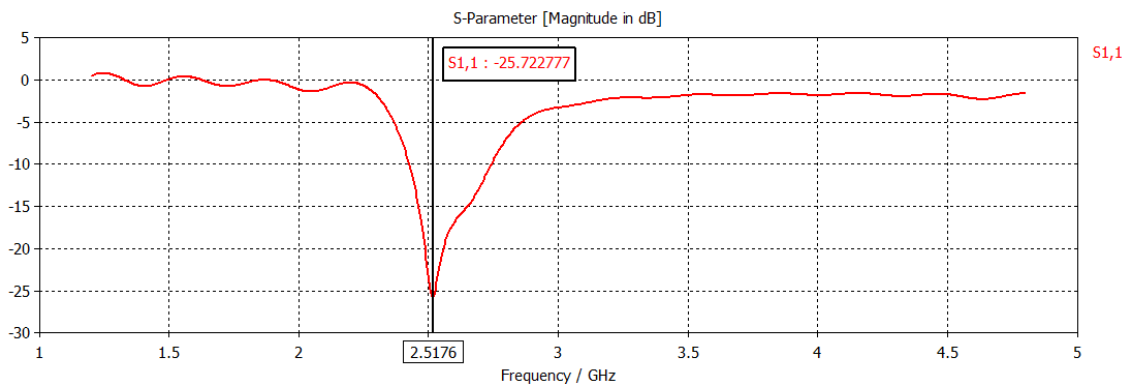


Figure48. Matching for the SPA feeding with a coaxial.

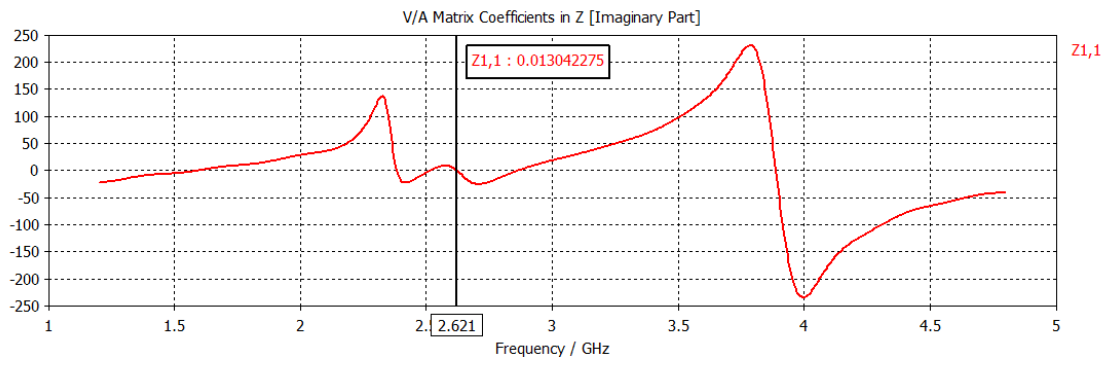


Figure49. Imaginary Parte Impedance, array feeds by coaxial.

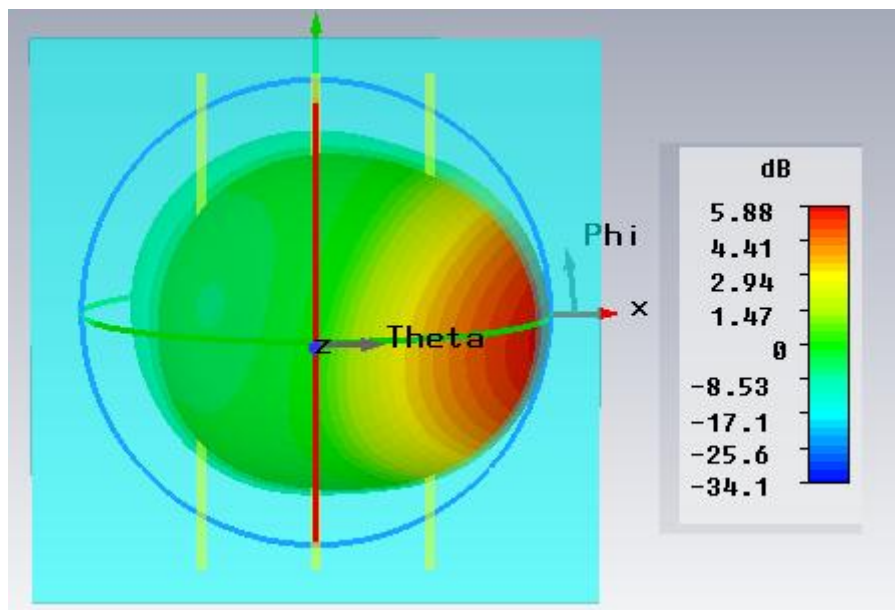


Figure50. Diagram patter on 3D for the SPA feeding with a coaxial.

4. SPA of 5 elements.

4.1 Results

The aim is to improve the previous design using 4 parasitic dipoles instead of 2, this single source among the 4 parasitic dipoles works as an antenna 4x4 to makes a MIMO transmission, it would be tried introducing 4 orthogonal pattern states, which could enable QPSK transmission using the same concept like the previous chapter.

In this part, the antenna topology consist of a symmetrical 5-element SPA, where the central element is the active one while the other four are passive. The four parasitic elements are loaded with pure imaginary loads $[jX_1 jX_2 jX_3 jX_4]$ as the real part of a complex load degrades the efficiency of the antenna system.

We consider a 5-element SPA of flat dipoles as radiating elements as shown in Figure16. Designed on an $h=1.6\text{mm}$ thick substrate FR4 relative permittivity $\epsilon=4.3$. The dipole lengths and spacing are 48.3mm and 11mm respectively. The spacing is 0.11λ at the desired operational frequency of 2.6 GHz. The spa was simulated using CST. The parasitic dipoles are loaded which value are $Z_2 = +j27\text{ohms}$, $Z_4 = +j27\text{ohms}$ and $Z_5 = Z_3 = -j100\text{ohms}$ respectively.

The impedance of equivalent charge is a complex impedance with a null real part and imaginary part that can be positive or negative; if it is positive it is of inductive character and if it is negative of capacitive character. Varying the values of equivalent capacity and of the equivalent inductance is possible the modeling of this impedance. In CST microwave different values will be used to get the best results.

From now on Z_1 and Z_2 will stand for the equivalent inductances of the dipole charges 1 and 2 respectively: dipole 3 will be the fed dipole active and dipoles 4 and 5 will be the two following ones in x-axe, which will be charged with impedances of negative imaginary part and that will be modeled by changing the value of their equivalent capacities C_3 and C_4 .

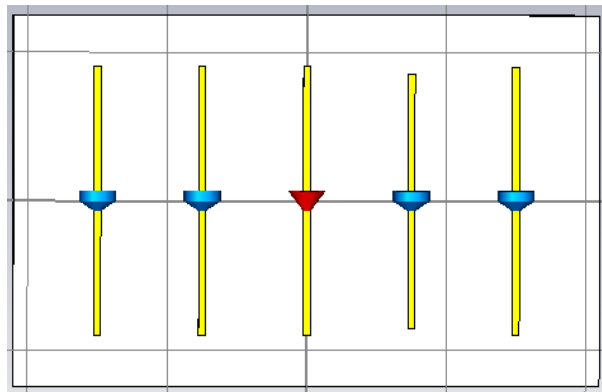
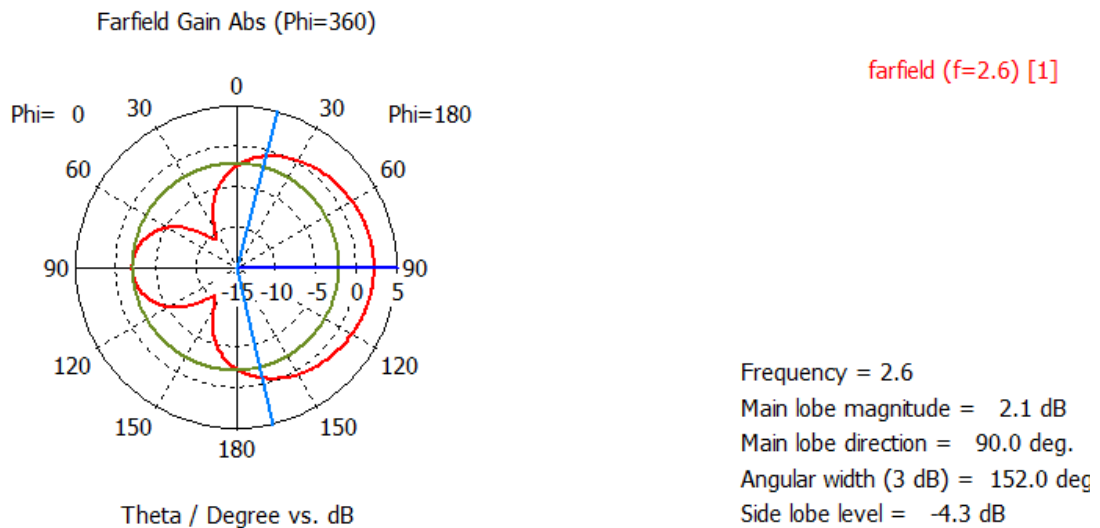


Figure1. Antenna topology with 5 dipoles.

FR4 substrate was chosen because it was available in the laboratory is hence the range of values. Permittivity : $4.3 @ 1\text{GHz} - 4.9 @ 1\text{MHz}$, Thickness: 1.6mm, Loss tangent : $0.020 @ 1\text{GHz} - 0.030 @ 1\text{MHz}$, Metallisation thickness: 1oz (35um) copper both sides

When the radiation diagram was obtained coherent results appeared. As it can be observed in the Figure 2 the form of the radiation diagram obtained is as expected, but the magnitude values of the lobes are not the most adequate, as it can be seen in Figure 2. A value of 2.1 dB for the main lobe and -4.3 of Side Lobe level are obtained.

**Figure2. Pattern diagram on CST**

Furthermore using these values of charge and these dimensions for the SPA it is observed that the adaptation is not as good as it will be wished, since it is not centred on the frequency of resonance, there is not enough adaptation and an unwished lobe exist at 2.5 GHz.

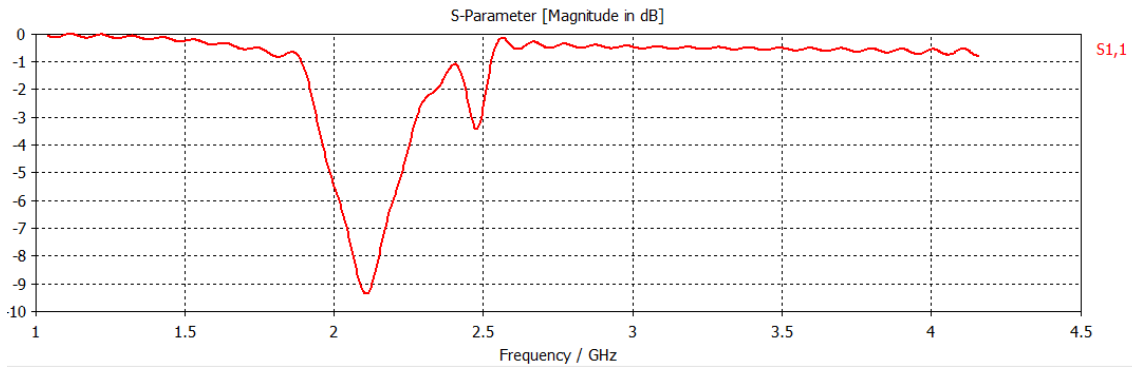


Figure3. Matching is showed (S_{11}).

4.2 Issue with the matching

Due to the increase of the number of dipoles, the coupling between dipoles was increased and therefore a parametric analysis was performed to obtain an increase in the adaptation and that the best results would be centred at the operational frequency of 2.6 GHz. Looking for the best separation between dipoles and their best length. As is known from previous sections, changing the length of the dipoles produce the resonant frequency changes and through changing the separation the magnitude of S_{11} can be modeled.

CST uses quasi-Newton methods to optimize which are algorithms for finding local maxima and minima of functions. Quasi-Newton methods are based on Newton's method to find the stationary point of a function, where the gradient is 0. Newton's method assumes that the function can be locally approximated as a quadratic in the region around the optimum, and uses the first and second derivatives to find the stationary point. In higher dimensions, Newton's method uses the gradient and the Hessian matrix of second derivatives of the function to be minimized.

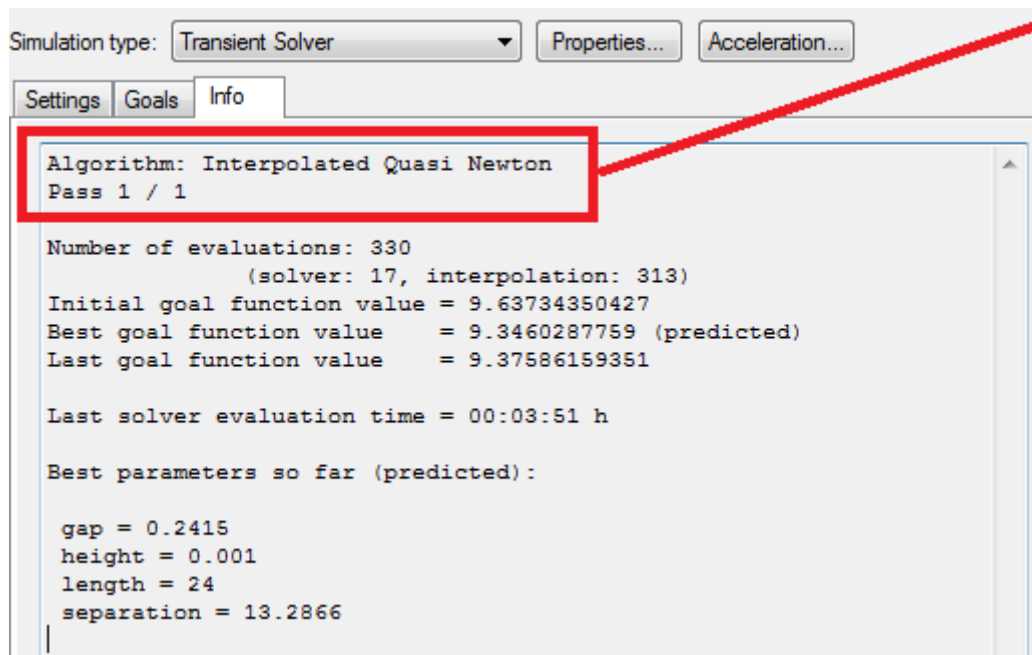


Figure4. In the image we can see the CST microwave window for searching the optimum value using a parametric analysis

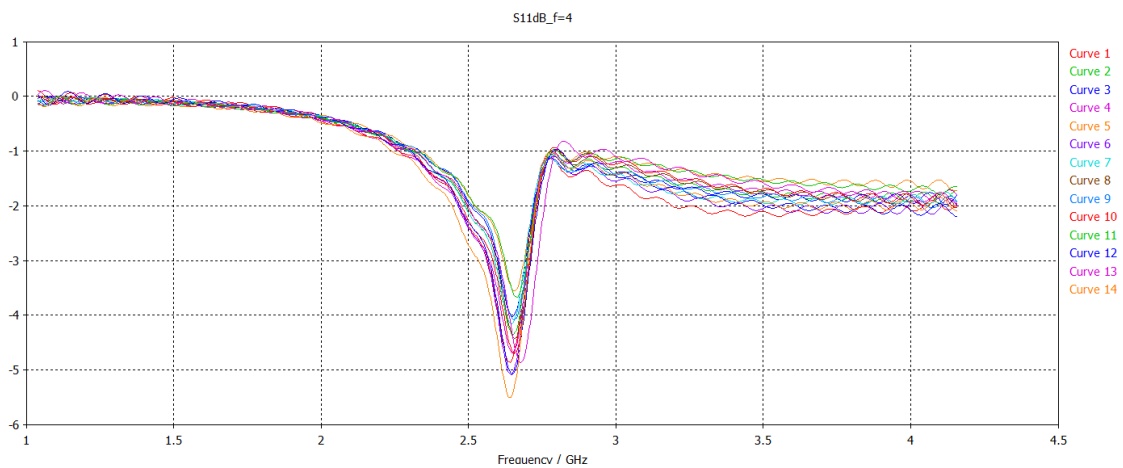


Figure5. Some curves from the parameters analysis on CST microwave seeking the ideal value.

The best results were obtained for a length of 40.2mm and a separation of 10mm.

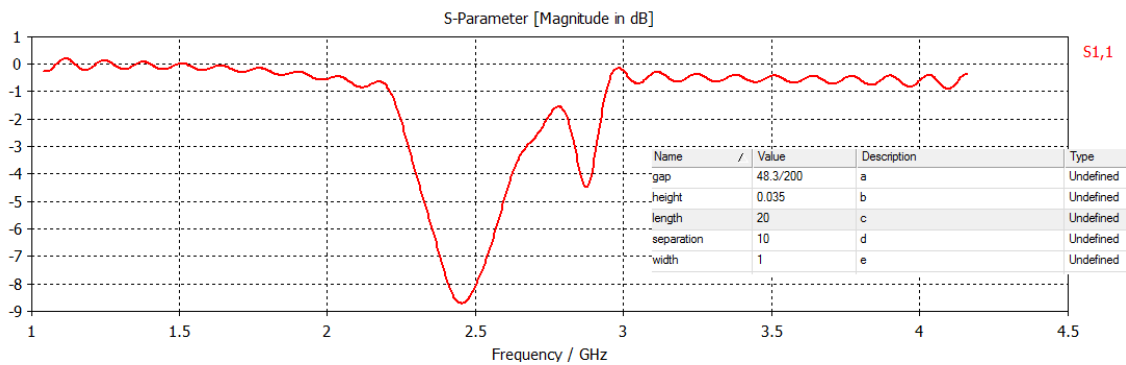


Figure6. S_{11} parameter representation obtained through the values of the parametric analysis.

Even so, the adaptation of the design was not perfect, hence it was necessary to introduce different changes in the design. taking advantage of the results from the former section values $L_1=2\text{nH}$ were introduced, since it has been learned that with an increase of this magnitude for the inductive equivalent value of the impedance of the dipole this would have the behavior of a longer reflector than for values of $L_2= 1.6527\text{nH}$ and, in the same way, using values of $C_4=0.4121\text{pF}$ would be the equivalent of using a director with a length shorter than $C_3=0.33\text{pF}$ and these changes improved the adaptation but not enough

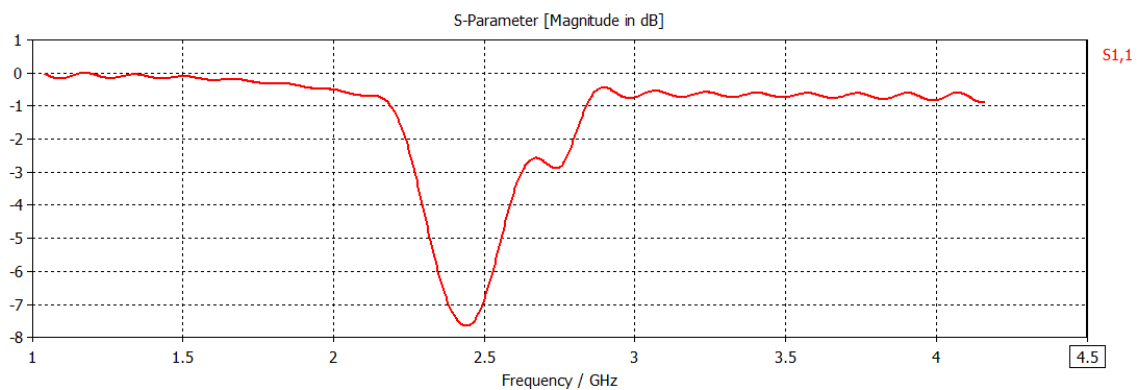


Figure7. S_{11} parameter of an array with 5 dipoles.

In addition pattern diagram was very little directive and far away from that wanted was obtained.

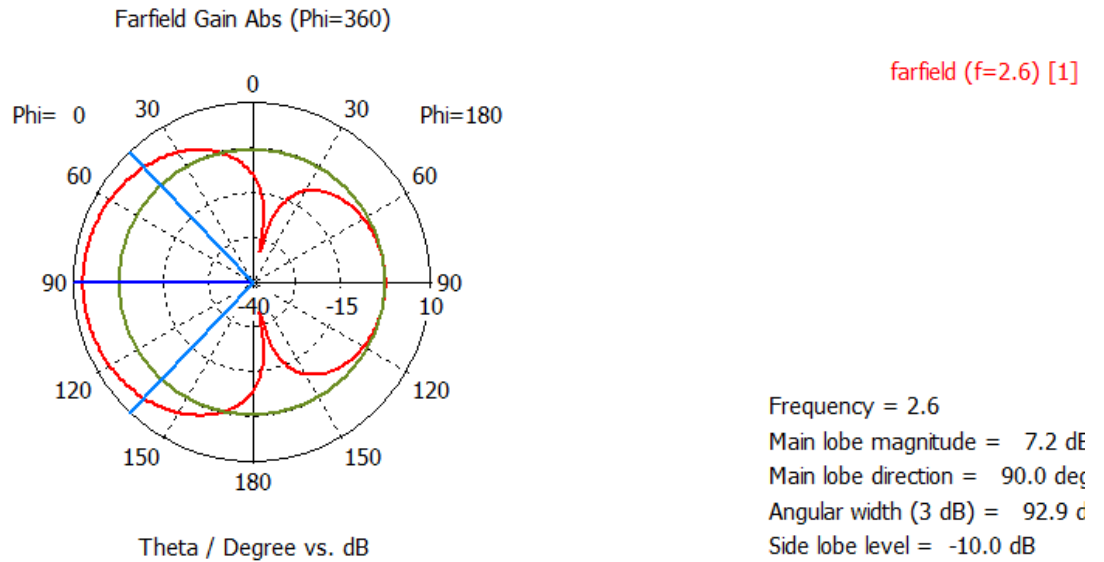


Figura 8. Diagrama de radiación.

Because of presenting a very big secondary lobe in comparison with the radiation diagram wanted the value of L_1 was increased to 4nH to try to reduce this as it was presented in the former chapter.

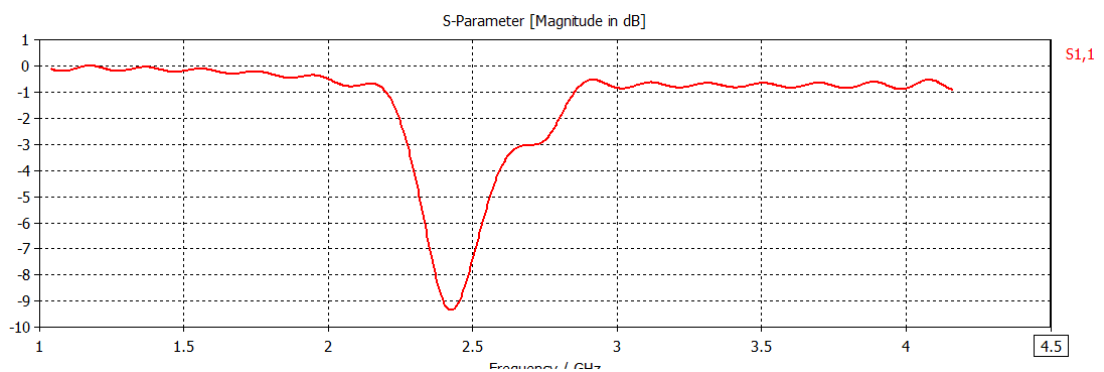


Figure 9. S_{11} parameter after increasing the value of L_1 .

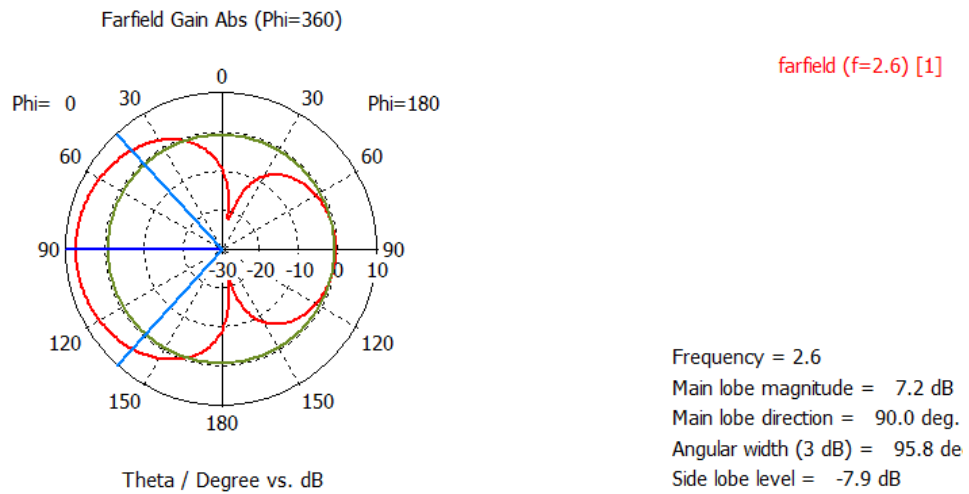


Figure 10. Pattern diagram when L_1 is 4nH.

The value of the capacitive reconfigurable load more distant from the active dipole was reduced to 0.05pF to try to further decrease the secondary lobe. It was observed that the parameter decreased to -11 dB and the small lobe located at 2.8 GHz completely disappeared.

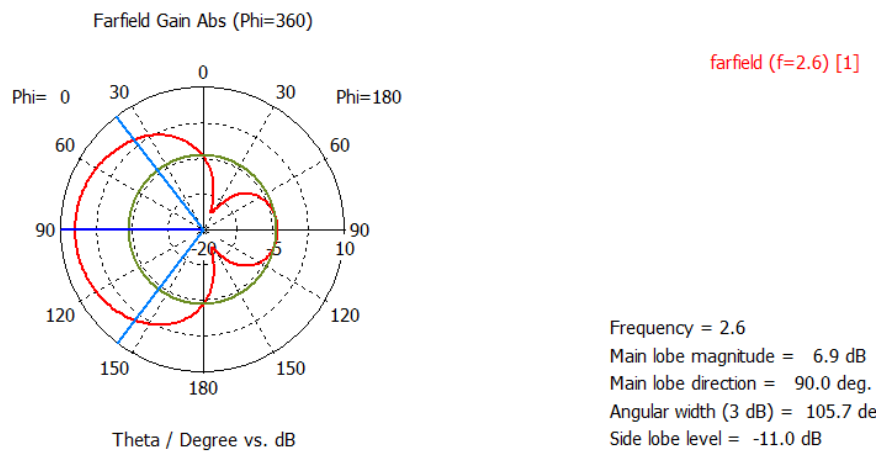


Figure 11. Pattern diagram when L_1 is 4nH and C_4 is 0.05pF

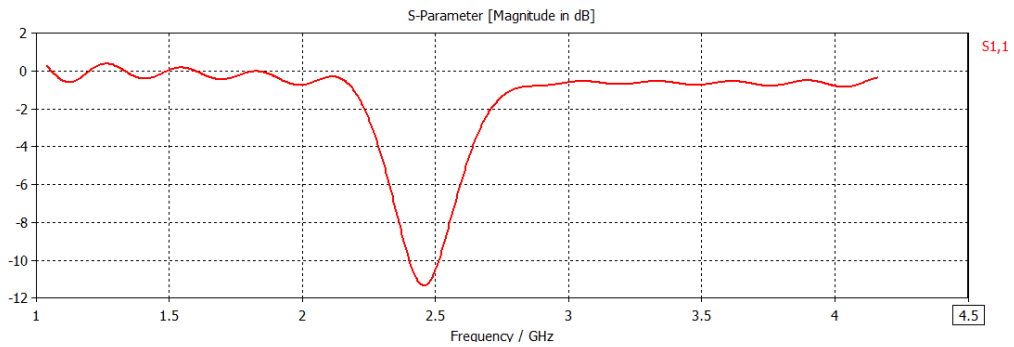


Figure 12. S_{11} parameter when L_1 is 4nH and C_4 is 0.05pF

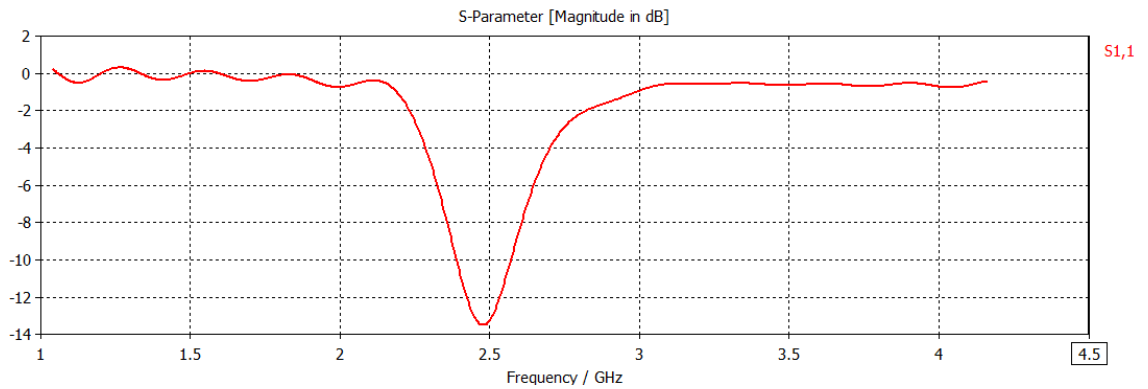


Figure 13. Matching when L_1 is 4nH y C_4 is 0.05pF, C_3 is 0.3pF and L_2 is 1.6527nH.

C_3 was also reduced to 0.3 pF hence increasing the adaptation to -14 dB. and also reduced the width of the secondary lobe, giving us the radiation diagram wanted. In this point it could be said that good adaptation values have been reached and a radiation diagram that is typical of the Yagi antenna as it is shown in Figure 14. The values used for the simulation of Figure 13 and Figure 14 were L_1 is 4nH y C_4 is 0.05pF, C_3 is 0.3pF and L_2 is 1.6527nH. A Side lobe level of -13.6 dB and a main magnitude for the main lobe of 6.7 dB were obtained.

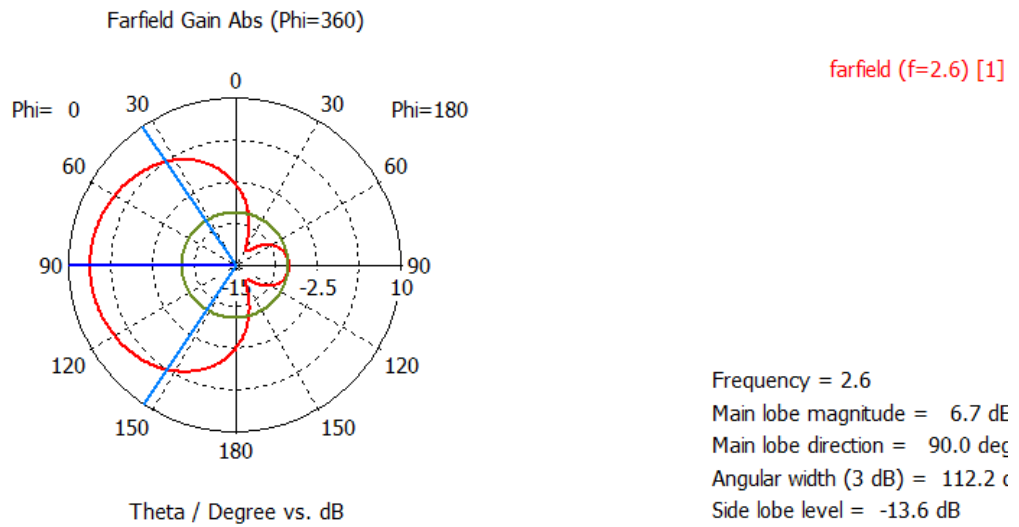


Figure 14. Pattern diagram when L_1 is 4nH, C_4 is 0.05pF, C_3 is 0.3pF and $L_2=1.6527$ nH.

In the next points different configurations were tried as reducing the value of the capacitive to try to increase the magnitude of the main lobe but the wanted results were not obtained. The used values were $C_4=0.01$ pF, $C_3 = 0.1$ pF. The magnitude of the main lobe decreased as it is shown in Figure 15. In addition to that in the curve of the parameter it can be seen that a lobe starts to appear at a frequency close to 3 GHz.

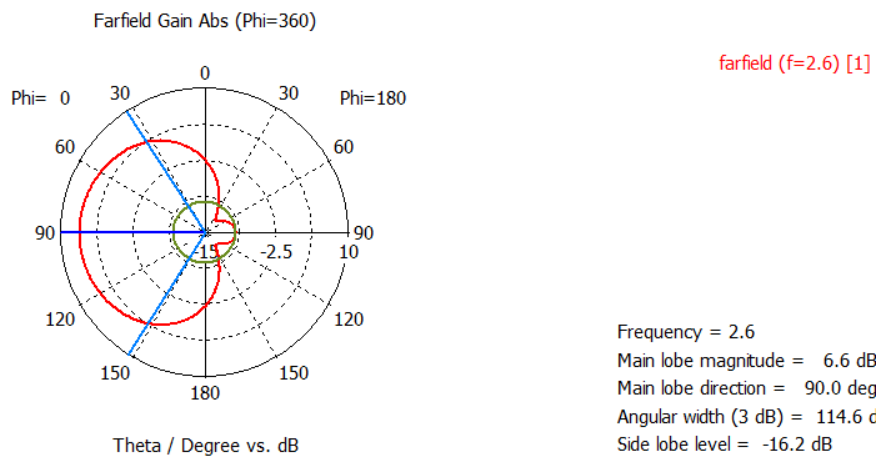


Figure15. Pattern diagram.

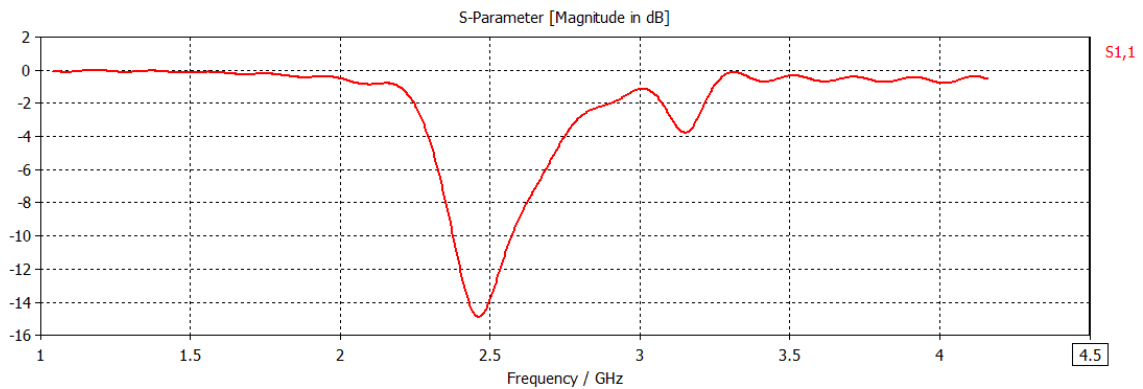


Figure16. Matching for $C_4=0.01\text{pF}$, $C_3 = 0.1\text{pF}$

When the inductive value L_1 was increased to 6 nH it can be observed that the value of the main lobe decreases in the radiation diagram and the Side Lobe Level also becomes worse. In this point we can observe that neither incrementing the inductances nor decreasing the capacitances the results obtained previously improve.

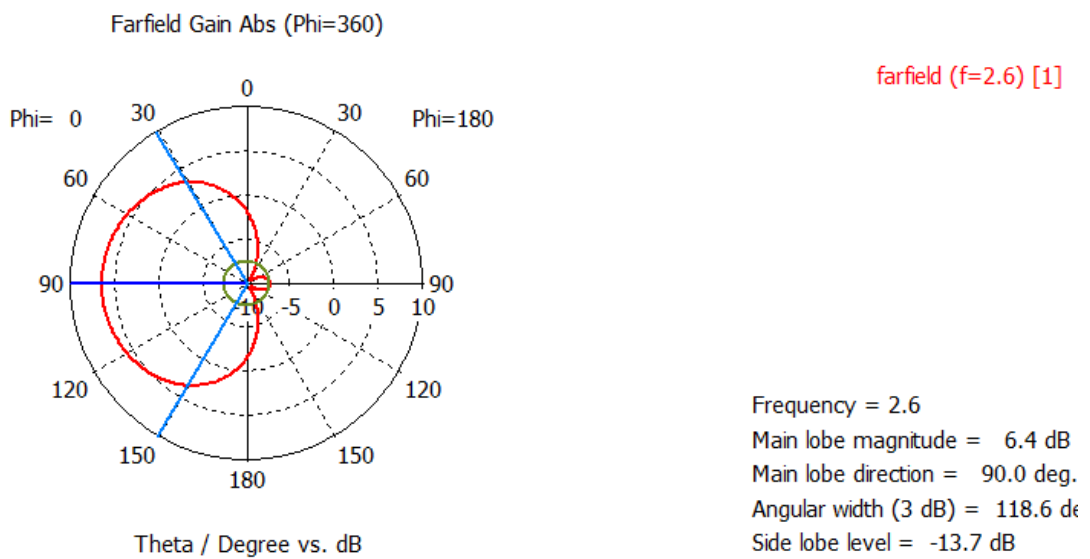


Figure17. Pattern diagram when $L_1=6\text{nH}$ y $C_4=0.05\text{pF}$, $C_3 = 0.3\text{pF}$ and $L_2=1.6527\text{nH}$.

In conclusion it can be said that good results have been obtained for the SPA of 5 elements with values of 40.2 mm of length for the dipoles and of 10 mm of separation between them and when L_1 is 4nH y C_4 is 0.05pF, C_3 is 0.3pF and $L_2=1.6527$ nH. 4nH, 0.05 pF and 0.3 pF were used the radiation diagram of Figure 14 and the curve for the parameter of Figure 13 were obtained.

These used values are totally orientative and only to check that in a given range of reconfigurable charges a good adaptation can be reached. These reconfigurable charges were calculated as done in [1]. This system consists firstly in starting from a SPA of 5 elements in which each dipole would be fed by one port calculating the S parameters and secondly calculating the complex 3D active port patterns. The results would be exported to MATLAB where a computer routine would scan the realizable range of the reactance space searching for $[X_1, X_2]$ optimums.

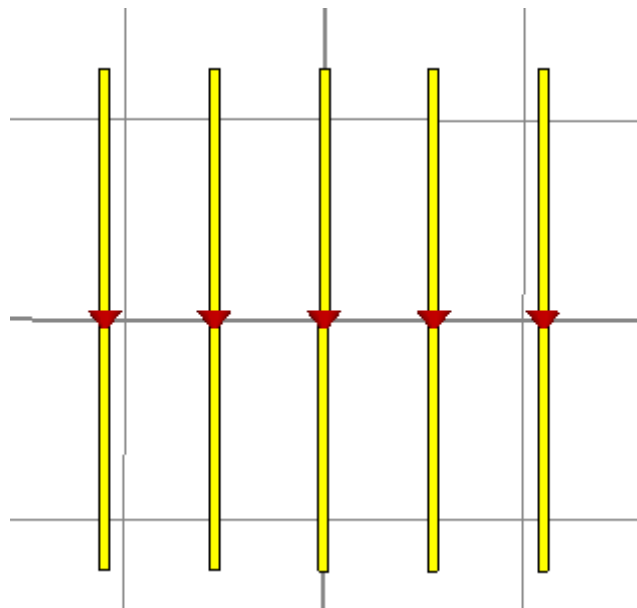


Figure18. Array of 5 dipoles with discrete ports.

4.3 Issue with the orthogonality.

The key factor for the functionality of this design is based on obtaining four diagrams of orthogonal radiation. To obtain orthogonality the complexity of this design is increased, at variance with the former section in which we needed two and not four orthogonal radiation diagrams. This is not easily discerned at first sight and it may be also associated with a phase concept, all of that based on the principle which states that orthogonality is defined by the 3D integral of the space in which the product of the radiation diagrams, which in this case would be four, would be included and obtaining a result that equals zero.

5. Conclusion and future work.

The functioning of arrays with parasitic elements have been studied within this project and how their radiation diagrams are affected by changing their parameters.

A compromise between length, separations and radii of the different elements of an array, with a structure similar to the Yagi-Uda antenna, has been sought with the goal of obtaining the best radiation diagram.

The functioning of reconfigurable parasitic antennas (SPAs) and the great possibilities of future of this type of antennas have been disclosed. It has been learned how these antennas are able of performing a MIMO transmission, using the orthogonality concept and using techniques such as MIPPS (Mirror Image Pattern Pairs).

The results described in a previous paper [1] have been reproduced with the biggest possible accuracy, learning the path to follow to design a SPA and gaining knowledge that was used in the optimizing and modeling a proposal for a SPA of five elements that would transmit QPSK with MIMO.

Finally it should be remarked that an advanced level in the use of programmes for the simulation of antennas, such as CST microwave and 4nec2, has been obtained.

The refining of antenna parameters to get the four orthogonal diagrams and the manufacturing of the proposed antenna could be proposed for future work.

References

- [1] Osama N. Alrabadi, Julien Perruisseau-Carrier: “MIMO Transmission Using a Single RF Source: Theory and Antenna Design” 2011
- [2] D. M. Pozar : “The Active Element Pattern”, IEEE vol.42, no.8 August 1994.
- [3] D. M. Pozar : “Relation Between the Active Input Impedance and the Active Element Pattern of a Phased Array”, IEEE vol.51, No.9 September 2003
- [4] R. Vaughan: “Switched Parasitic Elements for Antenna Diversity” IEEE vol.47, NO.2 February 1999
- [5] M. Wennstrom: “An Antenna solution for MIMO Channels: The Switched Parasitic Antenna”, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2001 12th*, vol.1, pp 159-163, September 2001.
- [6] Michel Gueguen: “Electronically Step-By-Step Rotated Directive Radiation Beam Antenna”, United States Patent, August 1973.
- [7] J.Perruisseau-Carrier, O.N. Alrabadi and A.Kalis, “Implementation of a Reconfigurable Parasitic Antenna for Beam-Space BPSK Transmissions”, “2010 European Microwave Conference (EuMA), Paris,France, September 2010, Page(s): 644-647.
- [8] A.Cardama, “Antenas”, Ediciones UPC, (Second edition), Chapter 5.
- [9] Balanis “Antenna Theory”, John Wiley and Son (Second edition)
- [10] J.D. Krauss “Antennas ”, McGraw-Hill (Second edition)
- [11] Jorge R.Costa “Introduction to antenna and near-field simulation in CST Microwave Studio”, IEE Communications Society Portugal Chapter, Lisbon, IT, 22March 2010
- [12] R.M. Milne, “ A small adaptive array antenna for mobile communications” in IEEE Antennas Propaga. Symp. Dig. Blacksburg, VA, June 1985, pp.797-800.
- [13] M.Hamer and M.Butcher, “ Experimental vehicular angle-diversity antenna using mutual coupling, “ in Proc. Antennas Propagat. Soc. Int.Symp., Chicago IL,July 1992, vol. 2, pp. 1089-1091.
- [14] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath, Jr., C.-B. Chae, and T. Sälzer, “Shifting the MIMO Paradigm: From Single User to Multiuser Communications,” IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, no. 5, pp.
- [15] Antenna Simulation Program4NEC, dir www.4nec2.org