

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA
Ingeniería de Telecomunicación

**Diseño de antenas de parches conformadas para cobertura
sectorial y omnidireccional**

Luis Ordóñez Peña

SEPTIEMBRE 2015

Diseño de antenas de parches conformadas para cobertura sectorial y omnidireccional

AUTOR: Luis Ordóñez Peña

TUTOR: Dr. José Luis Masa Campos

Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)



Dpto. de Tecnología de Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Septiembre de 2015

Resumen

En este proyecto se abarca el diseño, optimización, construcción y caracterización de un sistema radiante bidimensional (*array 2x2*) en tecnología *microstrip*, para trabajar en un rango de frecuencias de 5.2 a 5.8 GHz y polarización lineal. El sistema propuesto replica en el *array* un elemento radiante de tipo parche apilado para beneficiarse tanto del aumento de ganancia como del ancho de banda que éstos ofrecen. La red de alimentación y el *array* se han fabricado en PCBs independientes para una posterior caracterización individual de cada elemento. Para minimizar costes, se han fabricado las estructuras pertinentes por prototipado rápido en ácido poliláctico.

Una vez se ha obtenido un diseño óptimo se ha pasado a la fabricación y medida tanto de cada elemento como del conjunto final. Posteriormente se han realizado ejercicios de correlación para explicar las diferencias entre las simulaciones y las medidas finales.

Palabras clave

Antena *microstrip*, *array*, 2x2, parche apilado, parámetros S, coeficiente de reflexión, ancho de banda, conector coaxial, impresión 3D, polarización lineal, red de alimentación.

Abstract

This Project focuses on the design, optimization, manufacturing and characterization of a bi-dimensional array antenna. It has been implemented in microstrip technology to work within 5.2 and 5.8 GHz giving a linear polarization. The system replicates a stacked patch unitary element in order to take advantage of its performance: higher gain and bandwidth. The feeding network and the array have been separated in different PCBs so as to be able to characterize each element independently. In order not to raise the costs, the required mechanical structures have been manufactured with 3D printing technology in polylactic acid.

Once the design was considered optimized, manufacturing and characterization of each component and the final antenna were carried out. Finally, some correlation exercises have been performed in order to better explain the differences between models and measurements.

Keywords

Antenna microstrip, array, 2x2, stacked patch, S parameters, reflection coefficient, bandwidth, coaxial connector, 3D printing, linear polarization, feeding network.

Agradecimientos

A mi tutor, José Luis. Porque a pesar de las dificultades del camino me has brindado una oportunidad inolvidable que me ha hecho sentir ingeniero de telecomunicaciones. Gracias.

A Nacho. Porque regalarte un sable láser no es suficiente para agradecerte tu más que generosa ayuda. Sin ti, esto no hubiese sido posible. Gracias.

A mis padres. Porque el día que se me ocurrió emprender esta segunda carrera respondisteis, sin dudar, con un rotundo apriete de cinturón. Gracias.

A mi mujer. Por aguantarme: en lo bueno y en lo malo, en la salud y en la enfermedad...en el *frikismo* y en la cabezonería. Gracias.

A mi hija, Martina. Todavía no lo sabes, todavía no andas, pero has venido pisando fuerte y dando el empujón final que tu padre necesitaba en el momento justo. ¡Gracias!

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	9
1.1	Motivación.....	9
1.2	Objetivos	9
1.3	Organización de la memoria.....	11
2	Estado del arte	12
2.1	Teoría de antenas.....	12
2.1.1	Parámetros de las antenas	12
2.1.2	Elementos radiantes. Parches	16
2.1.3	Teoría de <i>arrays</i>	19
3	Diseño y optimización	22
3.1	El parche. Elemento unitario del array.....	22
3.1.1	Análisis local.Transición μ strip-coaxial	29
3.1.2	Estudio de sensibilidad. Distancia parche-parásito	31
3.1.3	Estudio de sensibilidad. Ranuras	31
3.1.4	Diseño mecánico. Estructuras 1 y 2.....	32
3.2	Array bidimensional (2x2)	36
3.2.1	Diseño mecánico. Estructura 3	41
3.3	Red de alimentación.....	43
3.3.1	Diseño mecánico. Estructura 4	48
4	Integración. Antena completa	50
4.1	Análisis preliminar. Combinación de redes	50
4.2	Análisis por elementos finitos de la antena	50
4.3	Diseño mecánico. Estructuras 5 y 6.....	56
5	Pruebas y resultados.....	58
5.1	El parche. Fabricación y medidas	58
5.1.1	Correlación del parche.....	63

5.2	El <i>array</i> . Fabricación y medidas.....	65
5.3	La red de alimentación. Fabricación y medidas	68
5.4	La antena completa. Fabricación y medidas	71
5.4.1	Caracterización preliminar. Combinación de redes.....	71
5.4.2	Caracterización de la antena completa	72
5.4.3	Prestaciones finales de la antena	82
6	Conclusiones y trabajo futuro.....	83
6.1	Conclusiones.....	83
6.2	Trabajo futuro	84
	Referencias	85
	Glosario	87
	Anexos	I
A	Datasheets.....	I
B	Software	IX
	CST Microwave Studio 2014	IX
	Advanced Design System (ADS)	IX
	CATIA V5	X
C	Presupuesto.....	XI

INDICE DE ILUSTRACIONES

ILUSTRACIÓN 1-1: ÁREA DE ESTUDIO DENTRO DE LAS ANTENAS CONFORMADAS	9
ILUSTRACIÓN 1-2: DENOMINACIÓN DE LOS SUBELEMENTOS DE ESTUDIO	10
ILUSTRACIÓN 1-3: INTERFAZ ELÉCTRICA REQUERIDA.....	10
ILUSTRACIÓN 1-4: INTERFAZ MECÁNICA REQUERIDA	11
ILUSTRACIÓN 2-1: REPRESENTACIÓN DEL NIVEL DE CAMPO EN UN SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICO	13
ILUSTRACIÓN 3-1: EFICIENCIA Y ANCHO DE BANDA FRENTE A ALTURA DE SUSTRATO	22
ILUSTRACIÓN 3-2: DISEÑOS PRELIMINARES. IZQUIERDA: PARCHE SIMPLE. DERECHA: PARCHE APILADO	23
ILUSTRACIÓN 3-3: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN PARCHE SENCILLO PRELIMINAR	23
ILUSTRACIÓN 3-4: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN PARCHE APILADO PRELIMINAR.....	24
ILUSTRACIÓN 3-5: PARCHE DENTRO DEL ARRAY	24
ILUSTRACIÓN 3-6: PLANO DE DEFINICIÓN. PARCHE.....	25
ILUSTRACIÓN 3-7: PLANO DE DEFINICIÓN. PARÁSITO Y POSICIÓN RELATIVA A PARCHE.....	26
ILUSTRACIÓN 3-8: PLANO DE DEFINICIÓN. DISTANCIA ENTRE SUSTRATOS	26
ILUSTRACIÓN 3-9: ADAPTACIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO OPTIMIZADO	27
ILUSTRACIÓN 3-10: ADAPTACIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO OPTIMIZADO (CARTA SMITH)	27
ILUSTRACIÓN 3-11: (IZQ.) DIRECCIONES DE LOS CORTES POR PLANO E Y PLANO H DEL PARCHE. (DER.) DENSIDAD DE CORRIENTES	27
ILUSTRACIÓN 3-12: GANANCIA EN CAMPO LEJANO @ 5.2 GHZ. PARCHE	28
ILUSTRACIÓN 3-13: GANANCIA EN CAMPO LEJANO @ 5.5 GHZ. PARCHE	28
ILUSTRACIÓN 3-14: GANANCIA EN CAMPO LEJANO @ 5.8 GHZ. PARCHE	29
ILUSTRACIÓN 3-15: MODELO PARA LA OPTIMIZACIÓN DE LA TRANSICIÓN μ STRIP A CONECTOR INFERIOR	30
ILUSTRACIÓN 3-16: ADAPTACIÓN EN LA TRANSICIÓN μ STRIP A CONECTOR INFERIOR EN CARTA DE SMITH	30
ILUSTRACIÓN 3-17: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA TRANSICIÓN μ STRIP A CONECTOR INFERIOR.....	30
ILUSTRACIÓN 3-18: ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD. DISTANCIA ENTRE PARCHE Y PARÁSITO.....	31

ILUSTRACIÓN 3-19: ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD. ANCHO DE RANURA EN PARCHE.....	31
ILUSTRACIÓN 3-20: OPCIONES DE SUJECIÓN PARCHE-PARÁSITO ESTUDIADAS	32
ILUSTRACIÓN 3-21: EJE DE GIRO PROPUESTO PARA LAS CELDAS BASE DE UNA ANTENA CONFORMADA SECTORIAL..	33
ILUSTRACIÓN 3-22: EXPLOSIÓN VERTICAL DEL MONTAJE PARCHE-ESTRUCTURAS.....	33
ILUSTRACIÓN 3-23: VISTA EN PLANTA DEL PARCHE Y SU ESTRUCTURA	34
ILUSTRACIÓN 3-24: VISTA LATERAL SECCIONADA DEL PARCHE Y SU ESTRUCTURA	34
ILUSTRACIÓN 3-25: ELEMENTOS Y MATERIALES DEL PARCHE	35
ILUSTRACIÓN 3-26: MONTAJE PARCHE-PARÁSITO CON REGULACIÓN CONTINUA.....	35
ILUSTRACIÓN 3-27: GANANCIA EN CAMPO LEJANO ESTIMADA ($D = \sqrt{2}$).....	36
ILUSTRACIÓN 3-28: GANANCIA EN CAMPO LEJANO ESTIMADA ($D = 3\sqrt{4}$).....	36
ILUSTRACIÓN 3-29: GANANCIA EN CAMPO LEJANO ESTIMADA ($D = 4\sqrt{5}$).....	37
ILUSTRACIÓN 3-30: VISTA SUPERIOR E INFERIOR DEL ARRAY.....	37
ILUSTRACIÓN 3-31; REPRESENTACIÓN DE LAS POTENCIAS INTRODUCIDAS Y RECIBIDAS POR PUERTO.....	38
ILUSTRACIÓN 3-32: COEFICIENTES DE REFLEXIÓN DE CADA PARCHE DENTRO DEL ARRAY.....	38
ILUSTRACIÓN 3-33: REPRESENTACIÓN DE LOS COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN ENTRE ELEMENTOS DEL ARRAY	39
ILUSTRACIÓN 3-34: COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN: $ S_{12} S_{13} S_{14} $	39
ILUSTRACIÓN 3-35: COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN: $ S_{23} S_{24} S_{34} $	39
ILUSTRACIÓN 3-36: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN Y RELACIÓN DE POTENCIAS EN PUERTO 1	40
ILUSTRACIÓN 3-37: CAMBIO DE CONECTOR PROPUESTO PARA EL ARRAY	41
ILUSTRACIÓN 3-38: EXPLOSIÓN VERTICAL DEL MONTAJE DEL ARRAY	42
ILUSTRACIÓN 3-39: DETALLE DEL FLEJE DE LA ESTRUCTURA 3	42
ILUSTRACIÓN 3-40: CARACTERÍSTICAS DE LA RED Y BOCETO DE IMPLEMENTACIÓN RED-ARRAY.....	43
ILUSTRACIÓN 3-41: ESQUEMA RED DE ALIMENTACIÓN.....	43
ILUSTRACIÓN 3-42: RED DE ALIMENTACIÓN. TRANSFORMADOR 1	44
ILUSTRACIÓN 3-43: RED DE ALIMENTACIÓN. TRANSFORMADOR 2	45
ILUSTRACIÓN 3-44: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN PRELIMINAR EN PUERTO DE ENTRADA DE LA RED.....	45

ILUSTRACIÓN 3-45: RED DE ALIMENTACIÓN. MODELO ELEMENTOS FINITOS	46
ILUSTRACIÓN 3-46: RED DE ALIMENTACIÓN. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN PUERTO DE ENTRADA	46
ILUSTRACIÓN 3-47: RED DE ALIMENTACIÓN. COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN $ S_{12} = S_{14} $, $ S_{13} = S_{15} $	47
ILUSTRACIÓN 3-48: RED DE ALIMENTACIÓN. FASES DE LOS COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN	47
ILUSTRACIÓN 3-49: RED DE ALIMENTACIÓN. DESFASE MÁXIMO ENTRE PUERTOS REFERENCIADOS AL PUERTO 4....	47
ILUSTRACIÓN 3-50: RED DE ALIMENTACIÓN. ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE CONECTOR DE ALIMENTACIÓN	48
ILUSTRACIÓN 3-51: CONECTOR DE PANEL A 90º E INTERFAZ RECOMENDADA	48
ILUSTRACIÓN 3-52: EXPLOSIÓN VERTICAL DEL MONTAJE DE LA RED DE ALIMENTACIÓN	49
ILUSTRACIÓN 4-1: COMBINACIÓN DE MATRICES DE PARÁMETROS 'S'. ARRAY + RED DE ALIMENTACIÓN.....	50
ILUSTRACIÓN 4-2: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN COMO COMBINACIÓN DE REDES (ARRAY + RED).....	50
ILUSTRACIÓN 4-3: MODELO DE ELEMENTOS FINITOS DE LA ANTENA COMPLETA.....	51
ILUSTRACIÓN 4-4: ADAPTACIÓN DEL MODELO COMPLETO DE LA ANTENA (EN CARTA DE SMITH)	51
ILUSTRACIÓN 4-5: ADAPTACIÓN DEL MODELO COMPLETO DE LA ANTENA	52
ILUSTRACIÓN 4-6: DIRECCIONES CORTES CON PLANO E Y PLANO H DE LA ANTENA	52
ILUSTRACIÓN 4-7: GANANCIA EN CAMPO LEJANO @ 5.2 GHZ. ANTENA COMPLETA	53
ILUSTRACIÓN 4-8: GANANCIA EN CAMPO LEJANO @ 5.5 GHZ. ANTENA COMPLETA	53
ILUSTRACIÓN 4-9: GANANCIA EN CAMPO LEJANO @ 5.8 GHZ. ANTENA COMPLETA	54
ILUSTRACIÓN 4-10: PREDICCIÓN FEM VS PREDICCIÓN ELEMENTO UNITARIO POR FACTOR DE ARRAY (PLANO E) ..	55
ILUSTRACIÓN 4-11: PREDICCIÓN FEM VS PREDICCIÓN ELEMENTO UNITARIO POR FACTOR DE ARRAY (PLANO H)..	55
ILUSTRACIÓN 4-12: EXPLOSIÓN VERTICAL DEL MONTAJE COMPLETO.....	57
ILUSTRACIÓN 4-13: ESTRUCTURAS 6. IMAGEN DE DETALLE	57
ILUSTRACIÓN 5-1: PARCHE FABRICADO	58
ILUSTRACIÓN 5-2: MEDIDAS PARCHE. ADAPTACIÓN	58
ILUSTRACIÓN 5-3: MEDIDAS PARCHE. ADAPTACIÓN	59
ILUSTRACIÓN 5-4: MEDIDAS PARCHE. GANANCIA.....	59
ILUSTRACIÓN 5-5: MEDIDAS PARCHE. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO E @ 5.2GHZ	60

ILUSTRACIÓN 5-6: MEDIDAS PARCHE. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO E @ 5.5GHZ	60
ILUSTRACIÓN 5-7: MEDIDAS PARCHE. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO E @ 5.8GHZ	61
ILUSTRACIÓN 5-8: MEDIDAS PARCHE. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO H @ 5.2GHZ.....	61
ILUSTRACIÓN 5-9: MEDIDAS PARCHE. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO H @ 5.5GHZ.....	62
ILUSTRACIÓN 5-10: MEDIDAS PARCHE. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO H @ 5.8GHZ.....	62
ILUSTRACIÓN 5-11: MEDIDAS PARCHE. SENSIBILIDAD DE LA ADAPTACIÓN FRENTE A DISTANCIA PARCHE-PARÁSITO	63
ILUSTRACIÓN 5-12: EFECTO ESPESOR RF35 VS MEDIDA	64
ILUSTRACIÓN 5-13: <i>ARRAY</i> FABRICADO	65
ILUSTRACIÓN 5-14: <i>ARRAY</i> FABRICADO. DETALLE DEL FLEJE ADAPTADOR DE LA BRIDA DE LOS CONECTORES	65
ILUSTRACIÓN 5-15: MEDIDAS <i>ARRAY</i> . PARÁMETROS DE REFLEXIÓN (CARTA DE SMITH)	66
ILUSTRACIÓN 5-16: MEDIDAS <i>ARRAY</i> . PARÁMETROS DE REFLEXIÓN [dB(S(X,X))]	66
ILUSTRACIÓN 5-17: MEDIDAS <i>ARRAY</i> . PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN (I)	67
ILUSTRACIÓN 5-18: MEDIDAS <i>ARRAY</i> . PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN (II)	67
ILUSTRACIÓN 5-19: MEDIDAS <i>ARRAY</i> . PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN (III)	68
ILUSTRACIÓN 5-20: RED DE ALIMENTACIÓN FABRICADA	68
ILUSTRACIÓN 5-21: MEDIDAS RED DE ALIMENTACIÓN. PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN – dB(S(5,X))	69
ILUSTRACIÓN 5-22: MEDIDAS RED DE ALIMENTACIÓN. PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN – FASE(S(5,X))	70
ILUSTRACIÓN 5-23: MEDIDAS RED DE ALIMENTACIÓN. DETALLE FASE @ [5.55-6.00] GHz.....	70
ILUSTRACIÓN 5-24: DESFASES NORMALIZADOS AL PUERTO 3	71
ILUSTRACIÓN 5-25: ANTENA COMPLETA. CARACTERIZACIÓN PRELIMINAR. ADAPTACIÓN	72
ILUSTRACIÓN 5-26: MONTAJE DE ANTENA COMPLETA	72
ILUSTRACIÓN 5-27: MEDIDAS ANTENA. ADAPTACIÓN MEDIDA VS FEM VS REDES DE PARÁMETROS S	73
ILUSTRACIÓN 5-28: MEDIDAS ANTENA. ADAPTACIÓN.....	73
ILUSTRACIÓN 5-29: ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD FRENTE A DISTANCIA PARCHE-PARÁSITO, E, TG(Δ).....	74
ILUSTRACIÓN 5-30: MEDIDAS ANTENA. MONTAJE EN CÁMARA ANECOICA	75
ILUSTRACIÓN 5-31: MEDIDAS ANTENA. GANANCIA	76

ILUSTRACIÓN 5-32: MEDIDAS ANTENA. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO E @ 5.2GHZ.....	77
ILUSTRACIÓN 5-33: MEDIDAS ANTENA. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO E @ 5.5GHZ.....	77
ILUSTRACIÓN 5-34: MEDIDAS ANTENA. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO E @ 5.8GHZ.....	78
ILUSTRACIÓN 5-35: MEDIDAS ANTENA. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO E @ 5.9GHZ.....	78
ILUSTRACIÓN 5-36: MEDIDAS ANTENA. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO H @ 5.2GHZ	79
ILUSTRACIÓN 5-37: MEDIDAS ANTENA. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO H @ 5.5GHZ	79
ILUSTRACIÓN 5-38: MEDIDAS ANTENA. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO H @ 5.8GHZ	80
ILUSTRACIÓN 5-39: MEDIDAS ANTENA. DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO H @ 5.9GHZ	80
ILUSTRACIÓN 5-40: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO E @ 5.9 GHZ. PUERTOS DESFASADOS	81
ILUSTRACIÓN 5-41: DIAGRAMA DE RADIACIÓN PLANO H @ 5.9 GHZ. PUERTOS DESFASADOS.....	81
ILUSTRACIÓN 0-1: INTERFAZ GRÁFICA CST MICROWAVE STUDIO.....	IX
ILUSTRACIÓN 0-2: INTERFAZ GRÁFICA ADS	IX
ILUSTRACIÓN 0-3: INTERFAZ GRÁFICA CATIA V5	X

INDICE DE TABLAS

TABLA 3-1: PRESTACIONES PARCHE OPTIMIZADO SIMULADO.....	29
TABLA 3-2: ANÁLISIS PRELIMINAR DEL ARRAY	37
TABLA 4-1: PRESTACIONES ANTENA SIMULADA.....	54
TABLA 4-2: TABLA COMPARATIVA DE PRESTACIONES. FEM VS PREDICCIÓN ELEMENTO UNITARIO POR FACTOR DE ARRAY	56
TABLA 5-1: PRESTACIONES FINALES DE LA ANTENA COMPLETA	82
TABLA 6-1: MATRIZ DE CUMPLIMIENTO DE REQUISITOS	83
TABLA 0-1: PRESUPUESTO	XI

1 INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

Actualmente la fabricación de antenas en tecnología impresa está en auge gracias a su sencillez, bajo coste fabricación y tamaños. Sin embargo, las antenas de este tipo formadas por un solo elemento radiante tienen, por norma general, una versatilidad limitada en ganancia y diagramas de radiación. Para solventar estas limitaciones, penalizando ligeramente la sencillez y el tamaño, se hace uso de agrupaciones de parches a las que se les hace conformar geometrías generalmente tridimensionales para optimizar el diagrama de radiación y la ganancia hacia el objetivo en cuestión.

Es deseable desarrollar una celda base con cierta polivalencia y estudiar los conformados potenciales que ofrece esta celda.

1.2 OBJETIVOS

Este proyecto abarca el diseño, optimización, fabricación y caracterización de la celda base considerada para una antena conformada con objeto de dar cobertura sectorial y/u omnidireccional para trabajar a 5.5 GHz. Se ha considerado como celda base o unidad replicada de interés un *array* bidimensional de parches de cuatro elementos junto con su red de alimentación (a partir de ahora se considerará antena o celda base indistintamente al *array* más la red de alimentación salvo que se indique lo contrario). Se ha fabricado la antena en tecnología plana alimentada por línea de transmisión de tipo *microstrip*.

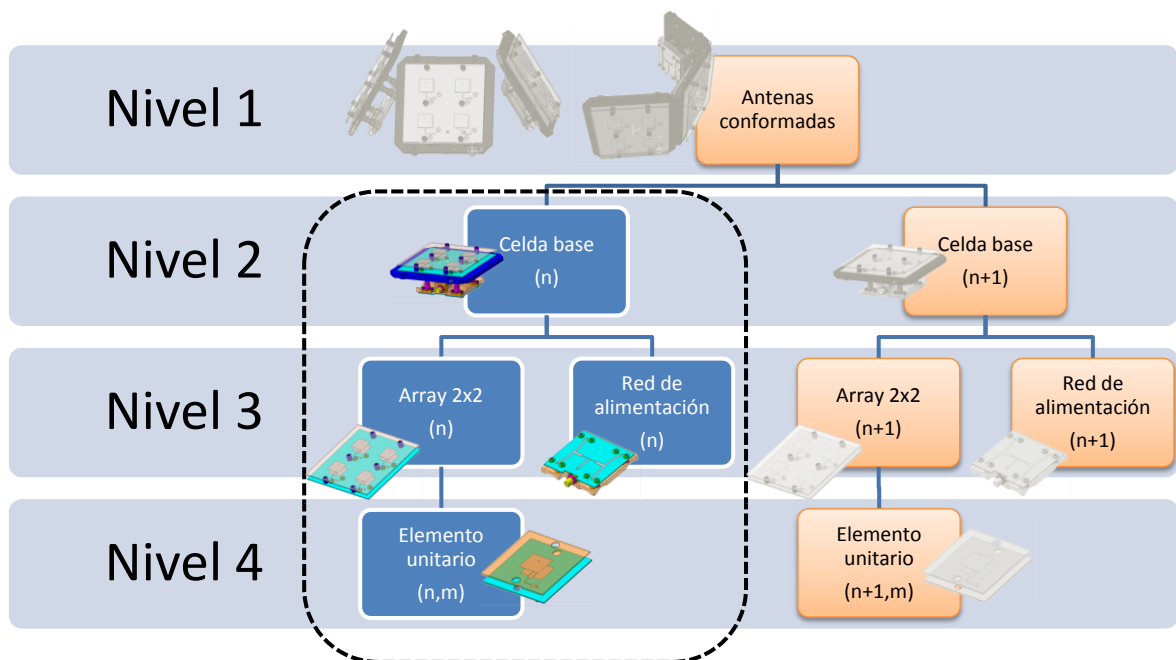


Ilustración 1-1: Área de estudio dentro de las antenas conformadas

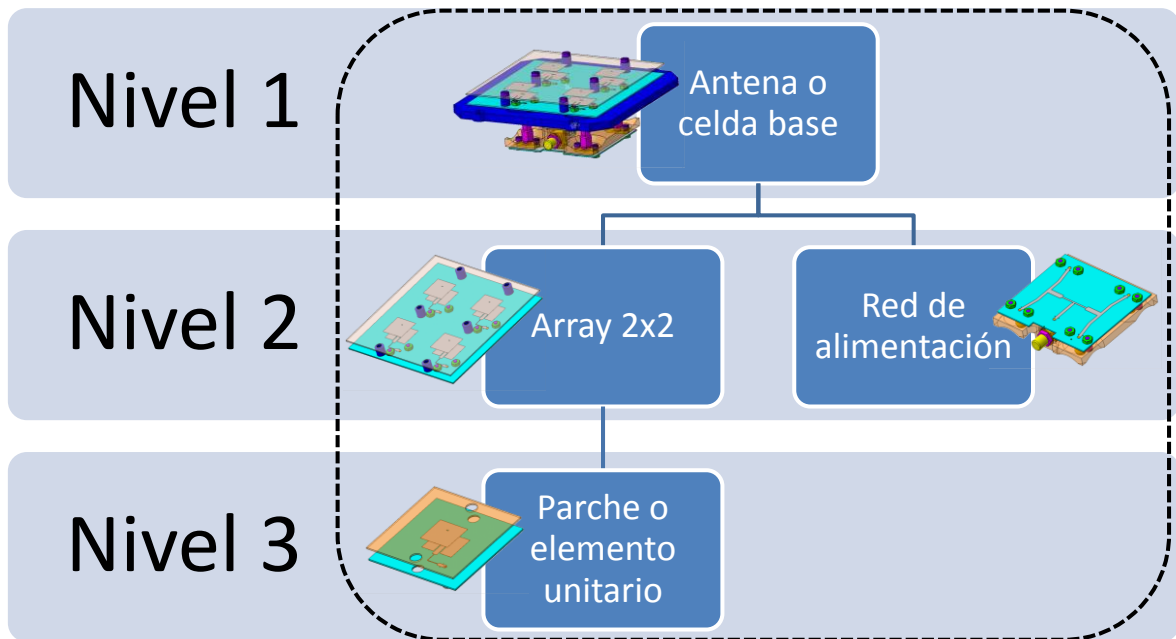


Ilustración 1-2: Denominación de los subelementos de estudio

Requisitos objetivo generales:

- Polarización lineal
- Coeficiente de reflexión en la frecuencia de trabajo: ≤ -15 [dB]
- Frecuencia central: 5.5 [GHz]
- Ancho de banda: 5.2-5.8 [GHz] a -15dB (11%).
- Interfaces eléctricas: conector hembra SMA (50 [Ω]) de $\frac{1}{4}$ de pulgada y 36 hilos por pulgada

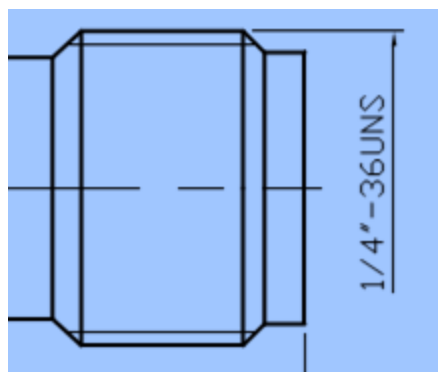


Ilustración 1-3: Interfaz eléctrica requerida

- Interfaces mecánicas: cuatro taladros pasantes como se definen a continuación.

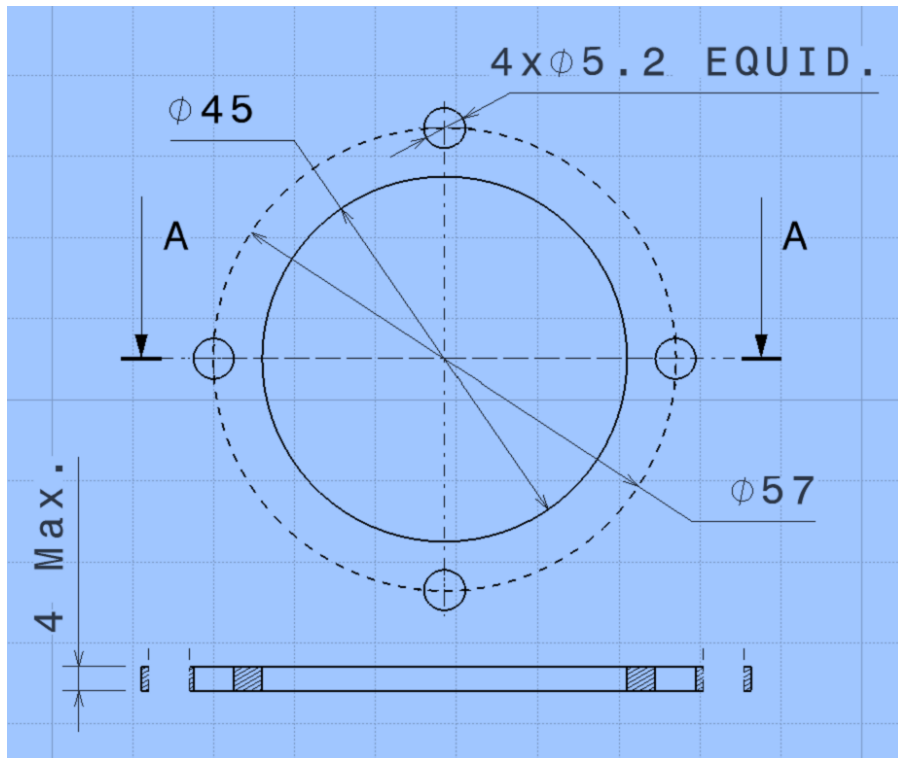


Ilustración 1-4: Interfaz mecánica requerida

Para lograr cumplir los requisitos objetivo de ancho de banda de la antena se ha decidido usar la técnica de parches apilados (*stacked patch*); esto además ha ayudado a obtener el beneficio de una mayor ganancia. Con intención de favorecer el ancho de banda también se han incluido ranuras en parche y parásito como se propone en [2].

1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

La memoria consta de los siguientes capítulos y sus respectivos contenidos:

- Introducción: describe la motivación, objetivos y organización de este proyecto de fin de carrera.
- Teoría de antenas: incluye una breve descripción de la teoría y los métodos de análisis en los que se basa el cálculo de la antena.
- Diseño y optimización: contiene una descripción de los análisis y las decisiones tomadas tanto eléctrica como mecánicamente a la hora de diseñar con objeto de optimizar cada subelemento de la antena.
- Integración: presenta las predicciones de la antena completa resultado del análisis acoplado de los diferentes subelementos diseñados en el capítulo anterior.
- Pruebas y resultados: contiene las medidas resultado de ensayos y presenta la comparativa con los resultados de los análisis así como las correlaciones pertinentes.
- Conclusiones y trabajo futuro: hace un resumen de los resultados obtenidos y de los futuros pasos o direcciones de estudio que podrían tomarse a partir de este PFC.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 TEORÍA DE ANTENAS

Una antena es un elemento generalmente metálico capaz de radiar y recibir ondas electromagnéticas que adapta la señal del dispositivo transmisor al medio y viceversa [1].

Todas las antenas se definen por una serie de parámetros como son: la polarización, ganancia, diagrama de radiación y ancho de banda. Así podemos definir en base a los parámetros de las antenas y sus construcciones algunos grupos de las mismas:

- Antenas de hilos: formadas por hilos conductores delgados. El hilo puede estar conformado dando lugar a lazos circulares, cuadrados, hélices, etc.
- Antenas de apertura: éstas radian a través de aberturas o embocaduras. Se incluyen en este grupo tanto antenas con ranuras como bocinas.
- Antenas microstrip: formadas por parches sobre un sustrato dieléctrico que a su vez está sobre un plano de masa.
- Antenas de array: son agrupaciones de elementos radiantes alimentados por una red de alimentación que ofrecen prestaciones que generalmente no se podría o sería impracticable conseguir con un solo elemento radiante.
- Antenas reflectores: estas buscan alterar o conformar parámetros como ganancia, o diagrama de radiación de uno o varios elementos radiantes en base a reflexiones de las ondas electromagnéticas sobre superficies.

2.1.1 PARÁMETROS DE LAS ANTENAS

Respecto a los parámetros que definen una antena a continuación se describen los más característicos:

2.1.1.1 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Este parámetro define la variación de las propiedades de radiación de una antena en función de la posición del espacio. Generalmente se representa la potencia de campo eléctrico en decibelios y se utiliza un sistema de coordenadas esférico como el representado a continuación. Generalmente se representa la distribución de campo radiado que no depende de la distancia (i.e. campo lejano). Se considera esta zona cuando las coordenadas de estudio están situadas una distancia mayor a:

$$d \geq \frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$$

Con:

- D: la mayor dimensión de la antena
- λ : la longitud de onda

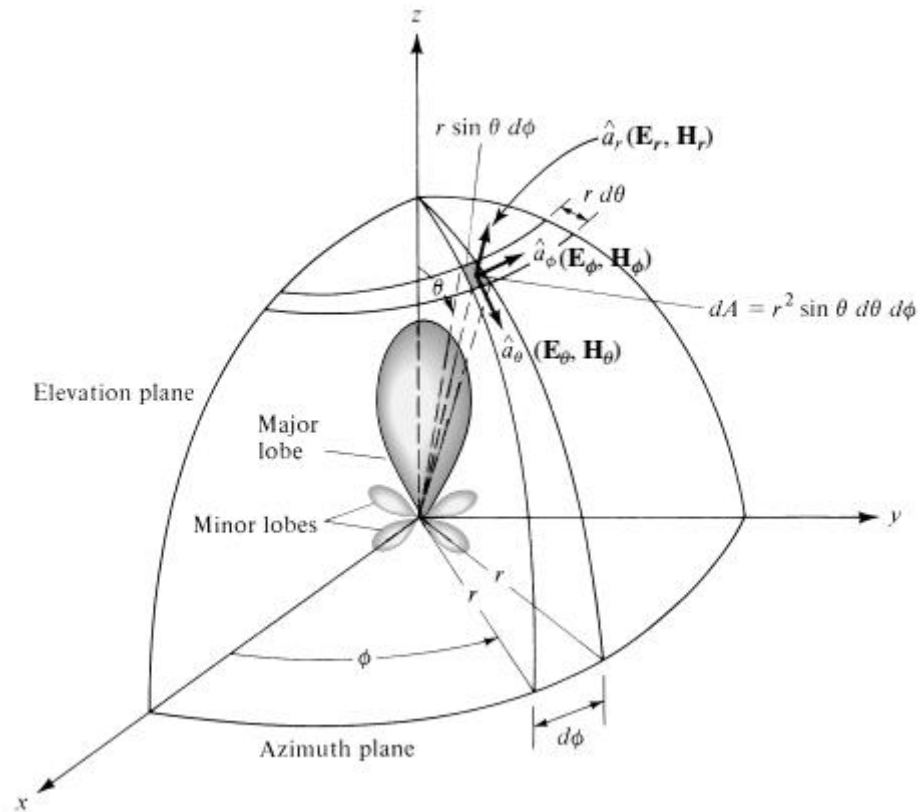


Ilustración 2-1: Representación del nivel de campo en un sistema de coordenadas esférico

Aunque se represente tridimensionalmente, el diagrama de radiación suele ser más habitual y útil estudiarlo por secciones características. De éstas se extraen los siguientes parámetros:

- **Dirección de apuntamiento:** dirección del vector que se crea desde el origen de coordenadas al punto del espacio con máximo valor de campo.
- **Lóbulo principal:** la porción del espacio en torno a la dirección de apuntamiento delimitada por zonas de muy bajo nivel de campo.
- **Lóbulos secundarios:** lóbulos de menor nivel que el principal que lindan con éste.
- **Anchura de haz a -3dB:** en un corte del diagrama es la separación angular entre las direcciones definidas por dos vectores que van del origen de coordenadas a los dos puntos del lóbulo principal con nivel 3dB por debajo del máximo.
- **Relación de lóbulo principal a secundario (Side Lobe Level):** se mide en decibelios y representa el cociente del nivel de campo entre el máximo y de un lóbulo secundario.

2.1.1.2 IMPEDANCIA DE ENTRADA

La impedancia de entrada es la relación entre tensión e intensidad en bornes de la antena:

$$Z_A = R_A + j \cdot X_A$$

Con:

- Z_A : impedancia de la antena
- R_A : componente resistiva de la impedancia
- X_A : componente reactiva de la impedancia

Adicionalmente se subdivide la componente resistiva en: resistencia de radiación más resistencia de pérdidas. Lo que define, dada una corriente, la cantidad de potencia que se invertirá en radiar al medio y la cantidad de potencia disipada en calor en los elementos de la antena.

2.1.1.3 POLARIZACIÓN

Una onda electromagnética es una oscilación sincronizada de un campo eléctrico y un campo magnético. Éstos son perpendiculares entre sí como demuestran las ecuaciones de Maxwell. Dado un plano fijo perpendicular a la dirección de propagación, la figura dibujada por la variación del vector del campo eléctrico a lo largo del tiempo define la polarización de una antena. De esta manera, se pueden definir dos polarizaciones típicamente:

- Lineal: el vector de campo eléctrico oscila en una recta.
- Circular: el vector a lo largo del tiempo define una circunferencia.

Es interesante ver que la polarización de las antenas es siempre elíptica y que generalmente se trabaja con elipses de excentricidad 0 (circunferencias) o infinito (segmentos).

2.1.1.4 DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA

Las ondas electromagnéticas se usan para transportar información. Es normal asumir que la potencia y la energía están asociadas a campos electromagnéticos. El parámetro que indica la potencia asociada con una onda electromagnética es el vector de Poynting instantáneo:

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H}$$

Con:

- W: Vector de Poynting instantáneo W/m²
- E: Vector de campo eléctrico instantáneo en V/m
- H: Vector de campo magnético instantáneo en A/m

El vector de Poynting es una potencia por unidad de área, luego, una densidad de potencia. Podemos obtener la potencia total que atraviesa una superficie cerrada resolviendo la integral de área:

$$\oiint_S \mathcal{W} \cdot d\mathbf{S}$$

Para aplicaciones en que los campos eléctrico y magnético varían con el tiempo periódicamente y sabiendo que los vectores de campo instantáneos se definen en forma compleja como:

$$\mathcal{E}(x, y, z, t) = \text{Re}[E(x, y, z) \cdot e^{j\omega t}]$$

$$\mathcal{H}(x, y, z, t) = \text{Re}[H(x, y, z) \cdot e^{j\omega t}]$$

El vector de Poynting instantáneo queda:

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] + \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H e^{j2\omega t}]$$

Dado que el segundo término tiene media nula, la media del vector de Poynting queda (media de la densidad de potencia):

$$\bar{W} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[E \times H^*]$$

Si integramos esta expresión a lo largo de una superficie cerrada obtenemos la media de la potencia radiada o potencia radiada:

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \oint_S \operatorname{Re}[E \times H^*] dS$$

Sin embargo, no se suele trabajar con potencia radiada absoluta si no que se referencia a la potencia radiada por una antena isotrópica. Siendo la potencia radiada por ésta:

$$P_{rad} = 4\pi r^2 W_0$$

Con W_0 la densidad de potencia radiada distribuida uniformemente a lo largo de esfera de radio r :

$$W_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2}$$

2.1.1.5 INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido (estereorradián) y es un indicador de la capacidad que tiene una antena para radiar en una determinada dirección. Suele utilizarse en región de campo lejano.

$$U = r^2 \cdot W_{rad}$$

2.1.1.6 DIRECTIVIDAD

Se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección desde la antena frente a la intensidad de radiación media de una antena isotrópica:

$$D = \frac{U}{U_0}$$

Siendo U_0 la intensidad de radiación de una antena isotrópica. Por consiguiente, para ésta:

$$U_0 = r^2 \cdot W_{rad} = \frac{P_{rad}}{4\pi}$$

Quedando la directividad para la dirección de máxima radiación:

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{rad}}$$

2.1.1.7 GANANCIA

La ganancia está directamente relacionada con la directividad. Se define como la relación entre la intensidad de radiación de la antena y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada de la antena analizada:

$$G = \frac{4\pi \cdot U}{P_{ent}}$$

2.1.1.8 EFICIENCIA

Una vez definidas la ganancia y directividad, se puede definir la eficiencia de una antena como la relación entre potencia radiada y potencia entregada:

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G_{max}}{D_{max}}$$

2.1.1.9 ANCHO DE BANDA

Intervalo de frecuencias alrededor de la frecuencia central en el que opera una antena. Se puede definir como un porcentaje:

$$BW = \frac{f_{max} + f_{min}}{f_c} \cdot 100$$

Con:

- f_{max} : máxima frecuencia
- f_{min} : mínima frecuencia
- f_c : frecuencia central

2.1.2 ELEMENTOS RADIANTES. PARCHES

Los elementos radiantes de una antena pueden ser de muchos tipos, sin embargo, a continuación se describe lo relacionado con el tipo utilizado en este proyecto: parches en tecnología *microstrip*.

Un circuito de tecnología *microstrip* se suele diseñar minimizando las pérdidas por radiación, sin embargo, si el diseño del circuito maximiza estas pérdidas lo que se obtiene es un elemento radiante o antena *microstrip*.

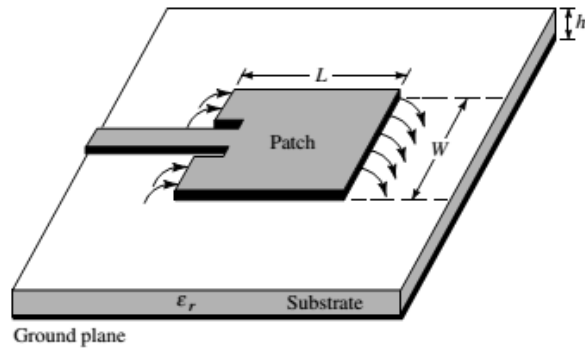
Dado que las pérdidas por radiación son mayores cuanto mayor es el tamaño del circuito con respecto a la longitud de onda se deduce que el elemento radiante será el parche.

Las formas típicas para estos parches son rectangulares o circulares. En cualquiera de los casos, sus ventajas son su bajo coste de fabricación, su robustez, su integrabilidad en circuitos de microondas y su fácil adaptabilidad frente a distintas frecuencias y polarizaciones. Sus inconvenientes son su baja eficiencia y su ancho de banda limitado por norma general. Sin embargo, existen métodos, que a costa de pagar ligeramente en complejidad, pueden mejorar los puntos débiles de estos parches. Tales son, por ejemplo, los usados en este proyecto: apilado de parches y formaciones en *array*.

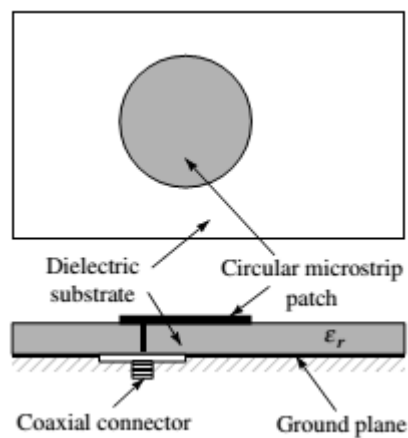
2.1.2.1 ALIMENTACIÓN DE PARCHES

Para alimentar los parches se utilizan diferentes técnicas. Las cuatro más populares se describen e ilustran a continuación:

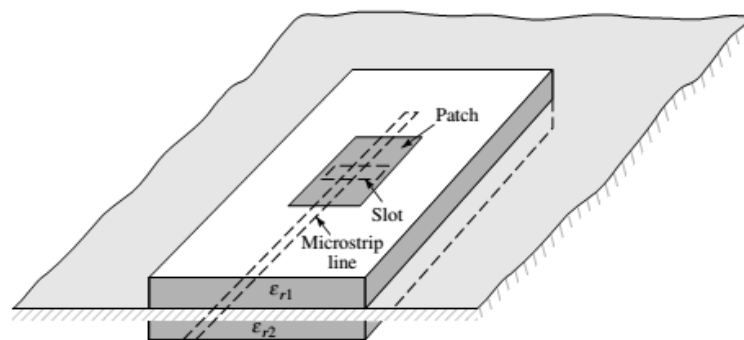
- Alimentación por línea *microstrip*: Fácil de fabricar y adaptar a la impedancia del punto de alimentación consiste en hacer llegar una línea *microstrip* coplanaria con el parche hasta el mismo. Es la utilizada en este proyecto.



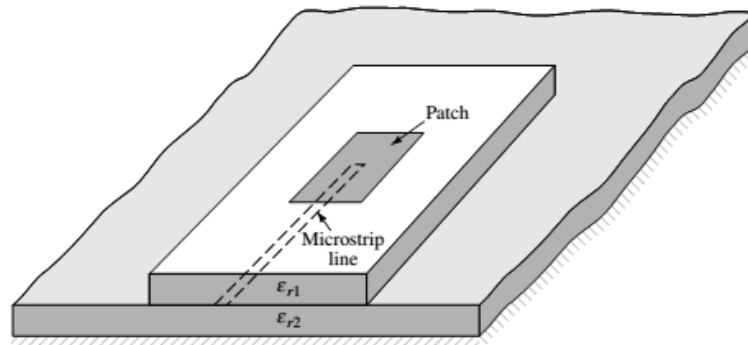
- Alimentación por conector coaxial vertical: Consiste en atravesar el sustrato con el vivo del conector coaxial mientras que el conductor exterior es unido al plano de masa. Usado en este proyecto para alimentar las líneas *microstrip* que llegan a los parches.



- Alimentación por acoplamiento por ranura entre línea y parche: Consistente en dos sustratos separados por un plano de masa con una ranura. A un lado de esta ranura (sobre el sustrato 2 en la figura) una línea *microstrip*, al otro, el parche (sobre el sustrato 1). La energía de la línea *microstrip* está acoplada con el parche a través de la ranura.

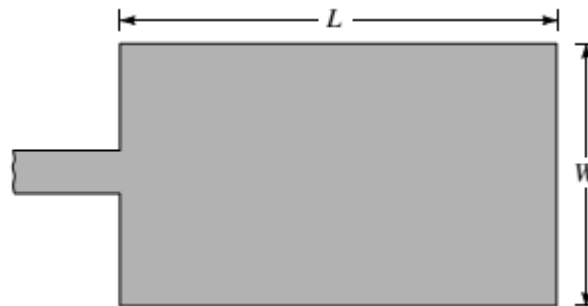


- Alimentación por acoplamiento por proximidad: Jugando con la longitud del *stub* alimentador y el ancho de la línea se adapta el acoplamiento. Aunque difícil de fabricar es el método que ofrece un mayor ancho de banda.



2.1.2.2 DIMENSIONADO PRELIMINAR

Las dimensiones iniciales de un parche rectangular en función del material y la frecuencia de trabajo se pueden deducir como indica [1] a partir de las siguientes fórmulas y geometría:



Asumiendo que $W > h$, siendo h el espesor del sustrato y que se conoce la permitividad eléctrica del material y la frecuencia f_r a la que se desea trabajar.

1. Se obtiene el ancho del parche:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

Con:

- ϵ_r : permitividad eléctrica relativa del sustrato o constante dieléctrica del mismo
- ϵ_0 : permitividad eléctrica del vacío
- μ_0 : permeabilidad magnética del vacío
- c_0 : velocidad de la luz en el vacío

2. Se determina la permitividad eléctrica efectiva del sustrato:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}$$

3. Se determina el incremento de longitud eléctrica (ΔL) del parche y a continuación la longitud física del parche (L):

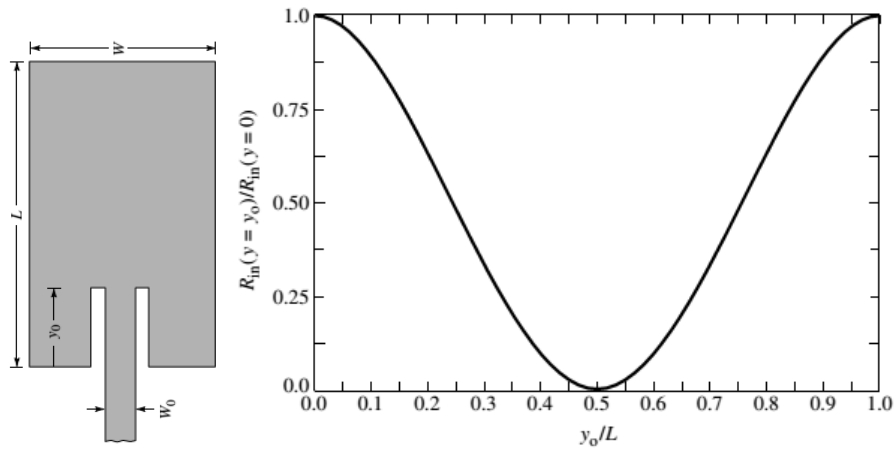
$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$

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

$$L_{eff} = L + 2 \Delta L$$

Llegados a este punto tenemos definidas las dimensiones preliminares del parche.

Para determinar la profundidad de la línea de alimentación del parche se puede estimar normalizando la longitud introducida en el parche a la longitud del mismo como indica la siguiente gráfica de [1] y normalizando la impedancia del parche a la impedancia en el borde del mismo (típicamente 150-300 Ω):



2.1.3 TEORÍA DE ARRAYS

Normalmente las antenas de un solo elemento radiante están limitadas en diagrama de radiación y ganancia. Cuando la aplicación necesita de una gran directividad, generalmente debido a grandes distancias, sólo se puede conseguir aumentando el tamaño eléctrico de la antena. Dado que con un solo elemento radiante esto puede ser impracticable se recurre a agrupaciones de elementos radiantes (*arrays*).

En un *array* de antenas todos los elementos están alimentados por una red. Ésta se diseña para distribuir la señal en módulo y fase a conveniencia para conseguir las prestaciones deseadas. Según estén dispuestos en el espacio los elementos radiantes podemos distinguir tres tipos de *array*:

- **Lineales:** Los elementos están distribuidos en una sola dimensión.
- **Planos:** La distribución es bidimensional.
- **Conformados:** Cuando la distribución se hace sobre una superficie o superficies no coplanarias.

Dado el campo radiado de un elemento del *array*:

$$\vec{E}_i(\theta, \varphi) = \vec{E}_e(\theta, \varphi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i}$$

El campo radiado por el *array* será el sumatorio de todos los campos radiados por cada elemento:

$$\vec{E}_A(\theta, \varphi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \varphi) = \vec{E}_e(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i}$$

Se deduce de la ecuación anterior que el campo radiado del *array* es el producto de dos términos independientes: el diagrama de radiación del elemento básico y el factor de *array*:

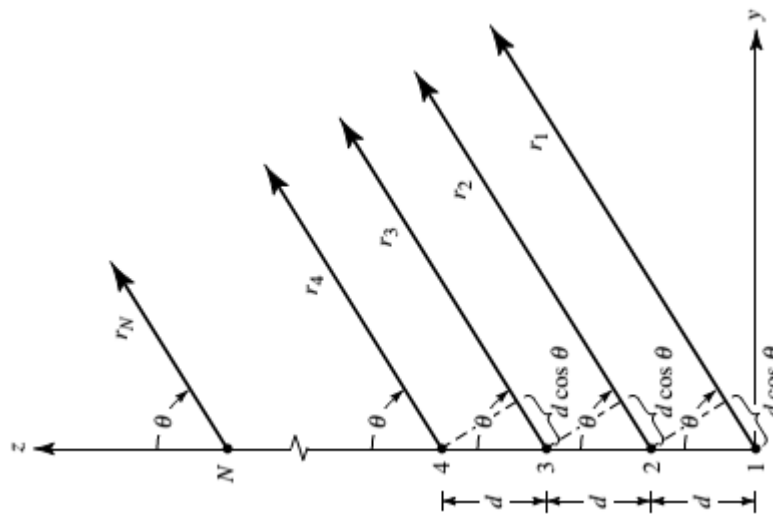
$$\vec{E}_A(\theta, \varphi) = \vec{E}_e(\theta, \varphi) \cdot F_A(\theta, \varphi)$$

Con el factor de *array* función de:

- Posición de los elementos en el espacio
- Amplitud de alimentación de los elementos
- Fase de alimentación de los elementos

2.1.3.1 ARRAYS LINEALES

Dada una agrupación unidimensional y equiespaciada de N elementos como la que se muestra a continuación:



$$\vec{r}_i = (i - 1) \cdot d \cdot \hat{z}$$

$$\hat{r} \cdot \vec{r}_i = (i - 1) \cdot d \cdot \cos\theta$$

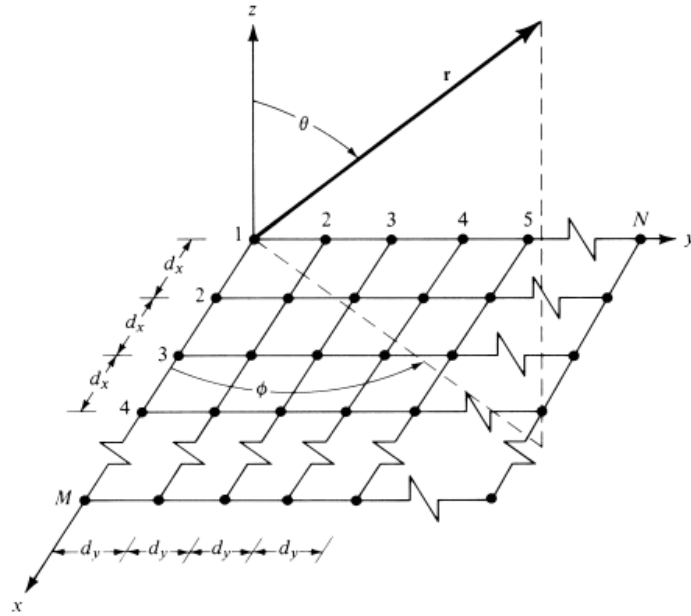
$$A_i = a_i \cdot e^{j\alpha_i}$$

Quedando el factor de *array*:

$$F_A(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=1}^N a_i e^{j((i-1)k_0 d \cos\theta + \alpha_i)}$$

2.1.3.2 ARRAYS PLANOS

El caso de los *arrays* planos se puede considerar, según la nomenclatura de la imagen a continuación, como un *array* lineal de M elementos de *arrays* lineales de N elementos.



Y ofreciendo un factor de *array*:

$$F_A(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_{mn}} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{j(m-1)k_0 d_x \sin\theta \cos\varphi} \cdot e^{j(n-1)k_0 d_y \sin\theta \sin\varphi}$$

3 DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN

Los siguientes apartados presentan la descripción de cada subelemento de la antena del proyecto así como una breve exposición de los requisitos que en cada caso han dirigido el diseño.

3.1 EL PARCHE. ELEMENTO UNITARIO DEL ARRAY

Los requisitos que dirigen el diseño del parche son:

- La polarización: lineal
- La tecnología: *microstrip*
- El material: sustrato RF35 de 0.8mm de espesor
- La frecuencia central: 5.5GHz
- El ancho de banda: 5.2-5.8 GHz

Se toma la decisión de hacer un parche sencillo de geometría rectangular alimentado por línea *microstrip*. Siguiendo los análisis de [1], se puede estimar el ancho de banda que puede ofrecer un parche rectangular dadas las características del sustrato según muestra la Ilustración 3-1:

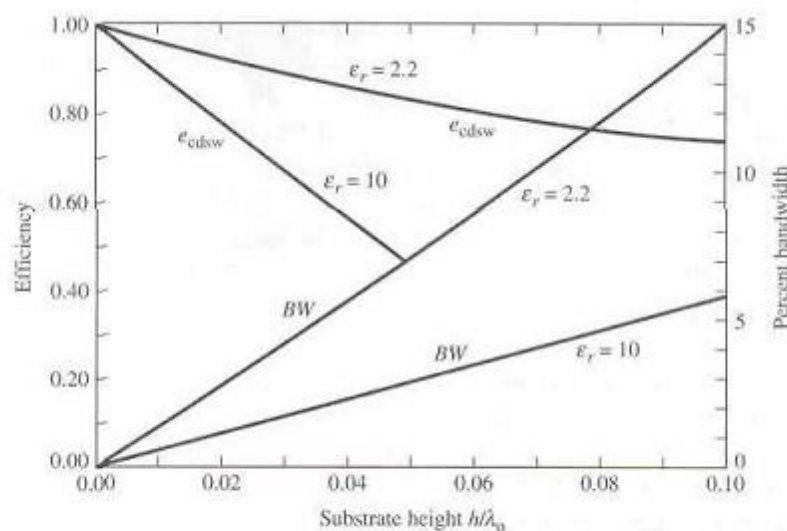


Ilustración 3-1: Eficiencia y ancho de banda frente a altura de sustrato

Entrando en la gráfica anterior con nuestros datos iniciales:

- Altura: 0.8mm
- Longitud de onda ($\lambda @ f_c$): 54mm
- Permitividad eléctrica relativa: 3.5

El porcentaje de ancho de banda estimado es del 2.5%, frente al 11% deseado. Este análisis preliminar hace que se tome la decisión de estudiar alternativas que, sin complicar en exceso la fabricación, ofrezcan un

mayor porcentaje de ancho de banda. Como se ha mencionado anteriormente, se opta por una configuración de parches apilados similar a la que propone [4] así como ranuras tanto en parche como en parásito [2].

A continuación se muestran los diseños preliminares de este proyecto con los que se refuerza la confianza en una configuración apilada frente a la de un parche sencillo. Ambos diseños tienen un tramo adaptador a 50Ω .

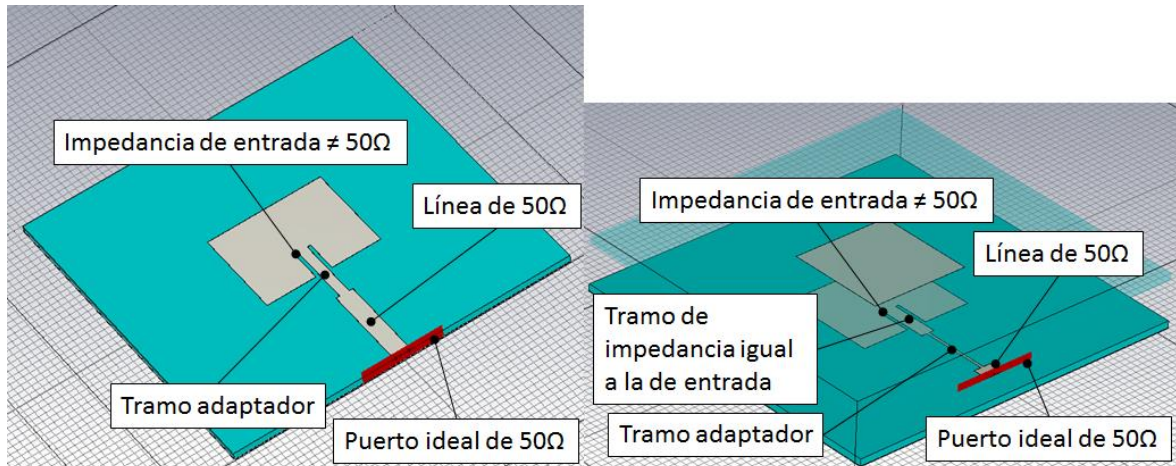


Ilustración 3-2: Diseños preliminares. Izquierda: parche simple. Derecha: parche apilado

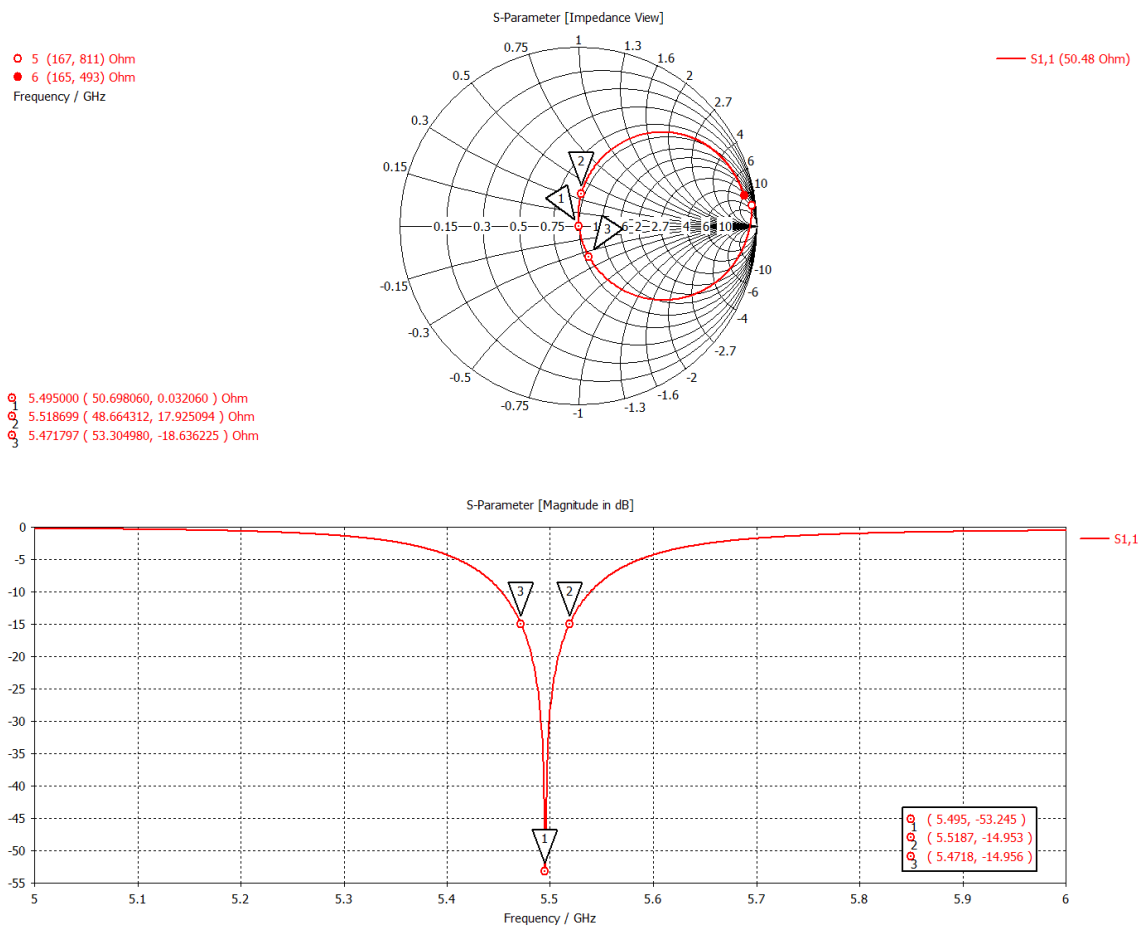


Ilustración 3-3: Coeficiente de reflexión en parche sencillo preliminar

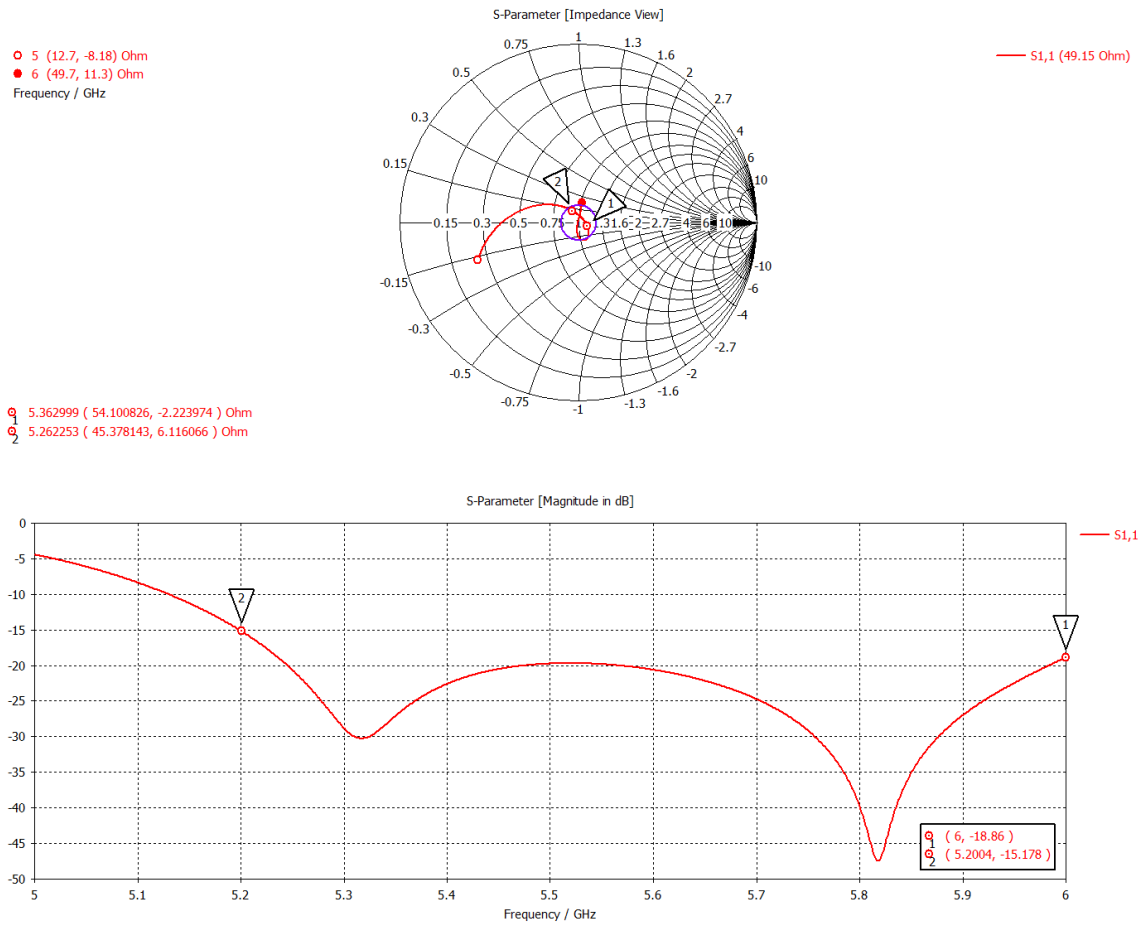


Ilustración 3-4: Coeficiente de reflexión en parche apilado preliminar

A continuación se modela el parche de la manera más fiel posible a la realidad. La siguiente figura resalta el parche a modelar dentro del array.

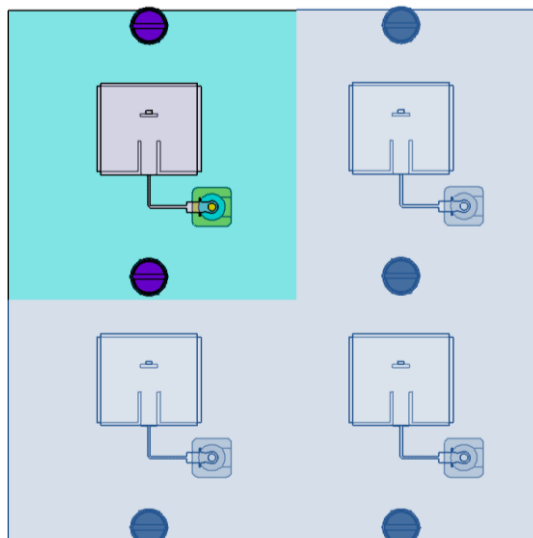


Ilustración 3-5: Parche dentro del array

En esta etapa es inevitable tener en cuenta el montaje que se hará a nivel celda base y antena conformada. Por ello, con intención de dejar espacio a tornillos y separadores, se optimiza el parche con el codo a 90°

acotado en el detalle C de la Ilustración 3-6. Las restricciones mecánicas que condicionan el diseño del elemento unitario de este proyecto se tratan en §3.1.4 Diseño mecánico.

La optimización del parche, parásito y la distancia entre ambos da lugar al diseño que se muestra a continuación. Las ranuras (R1 y R2) introducidas tanto en parche como en parásito hacen que una proporción de las líneas de corriente que atraviesan verticalmente el elemento aumenten su longitud ofreciendo así un ligero beneficio en el ancho de banda final (ver §3.1.3 Estudio de sensibilidad. Ranuras). Al igual que en el modelo preliminar apilado (Ilustración 3-2), se ha mantenido un primer tramo 'L1' de línea *microstrip* de impedancia la de entrada del parche, a continuación se ha introducido un tramo adaptador 'L2' y acodado para llegar a 50 Ω y finalmente se mantiene un tramo de línea 'L3' a 50 Ω antes de llegar a la transición vertical.

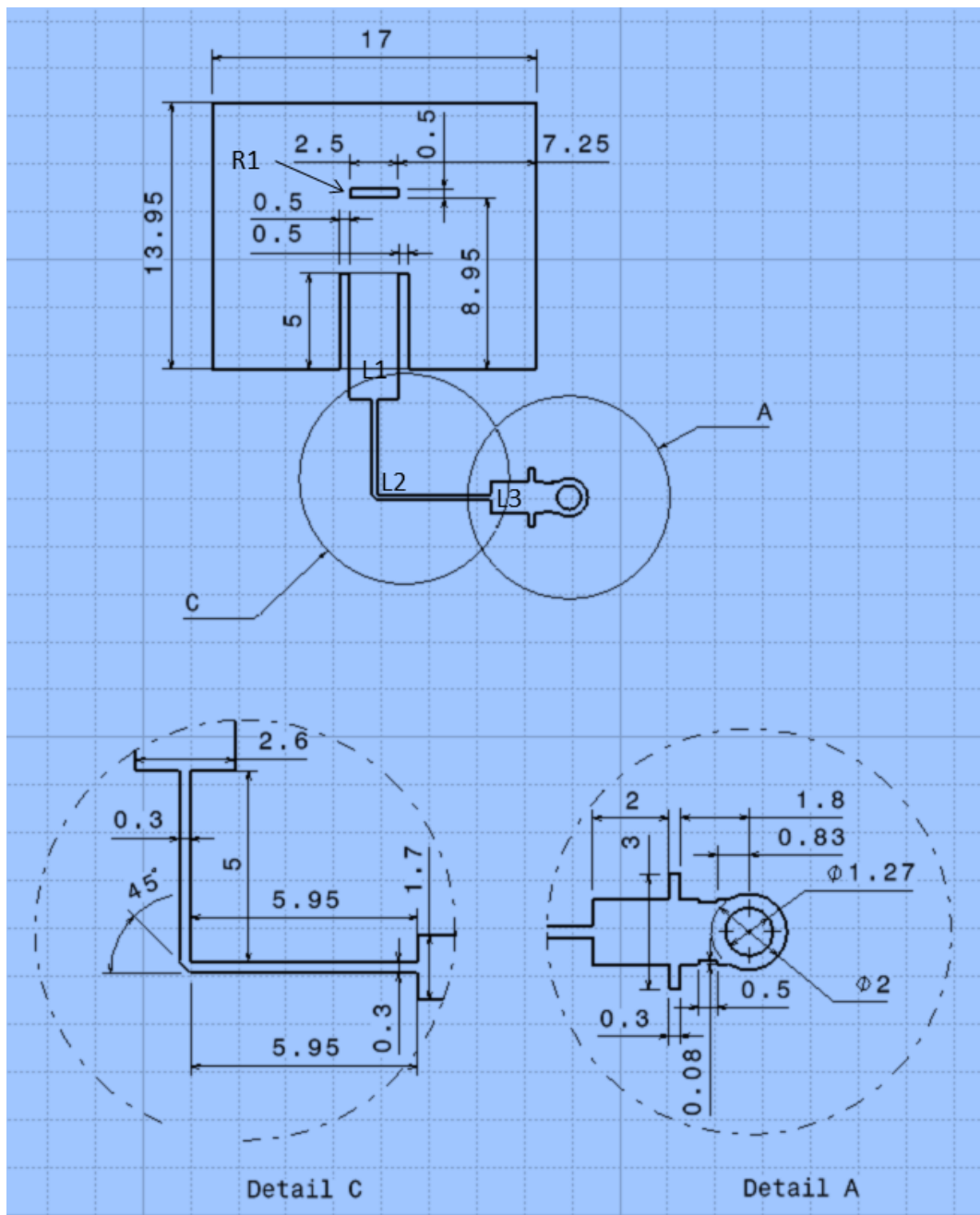


Ilustración 3-6: Plano de definición. Parche

El parásito (Ilustración 3-7) se fabrica sobre FR4 de 0.8 mm para ahorrar coste dado que el sustrato en este elemento tiene una función meramente estructural. Esto es así gracias al volumen de aire que hay entre ambos elementos que hace que la constante dieléctrica efectiva entre ellos disminuya drásticamente ya que la aportación del FR4 es muy baja. Por consiguiente, las pérdidas de la antena apenas se ven afectadas por este material de muy alta constante dieléctrica.

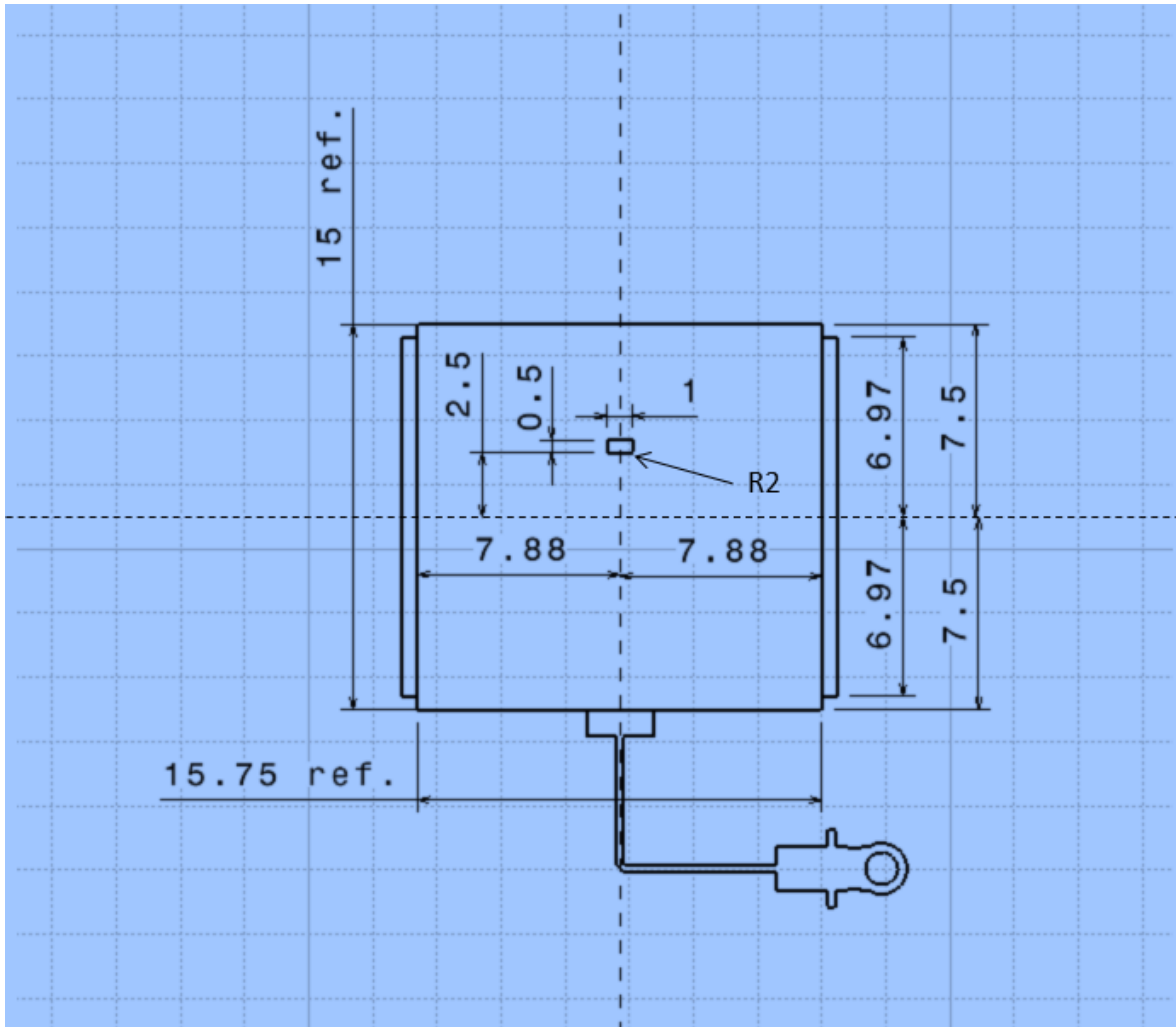


Ilustración 3-7: Plano de definición. Parásito y posición relativa a parche

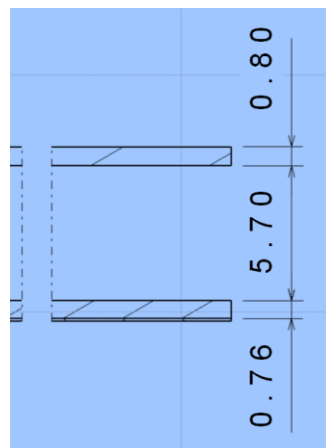


Ilustración 3-8: Plano de definición. Distancia entre sustratos

El modelo de parche apilado optimizado presenta las siguientes características. Gracias a la interacción entre parche y parásito se consigue el coeficiente de reflexión (S11) deseado (< -15dB) desde prácticamente el inicio de la banda de trabajo (5.2 GHz) hasta más allá de los 5.8 GHz requeridos. A este nivel de coeficiente de reflexión se obtiene un ancho de banda de:

$$BW = \frac{(5.95 - 5.20)}{5.50} \cdot 100 = 13.6\%$$

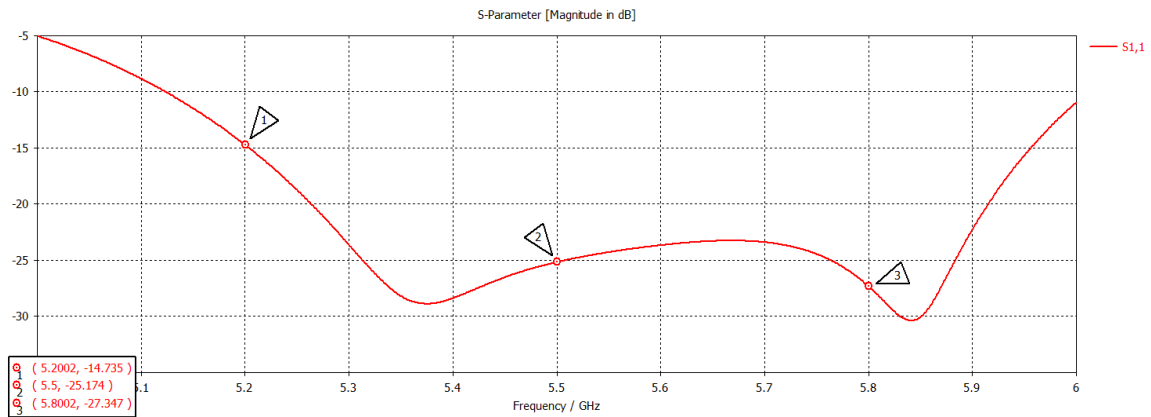


Ilustración 3-9: Adaptación del elemento unitario optimizado

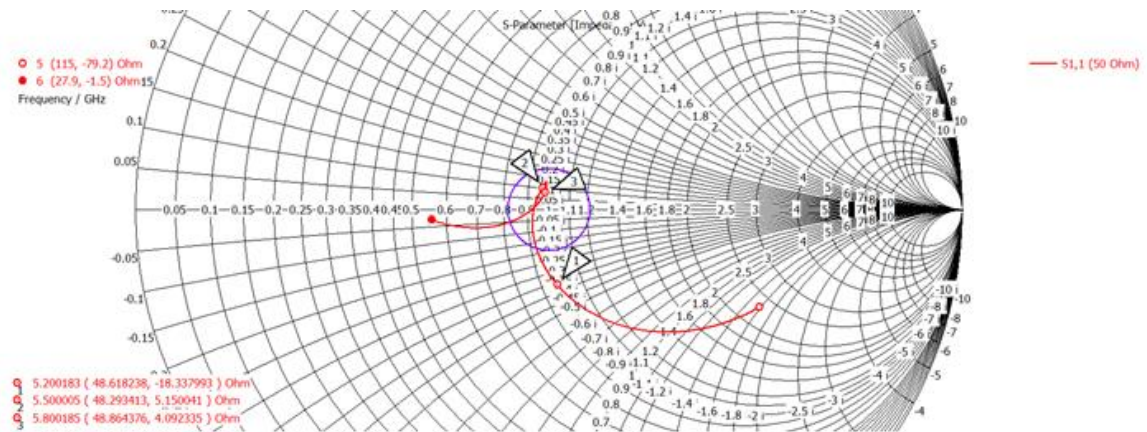


Ilustración 3-10: Adaptación del elemento unitario optimizado (carta Smith)

Finalmente, se presentan las prestaciones simuladas del parche apilado a las frecuencias de interés (5.2, 5.5 y 5.8 GHz).

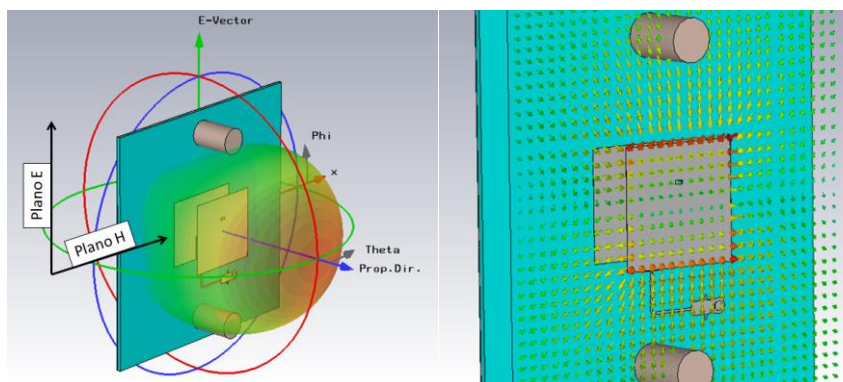


Ilustración 3-11: (izq.) Direcciones de los cortes por plano E y plano H del parche. (Der.) Densidad de corrientes

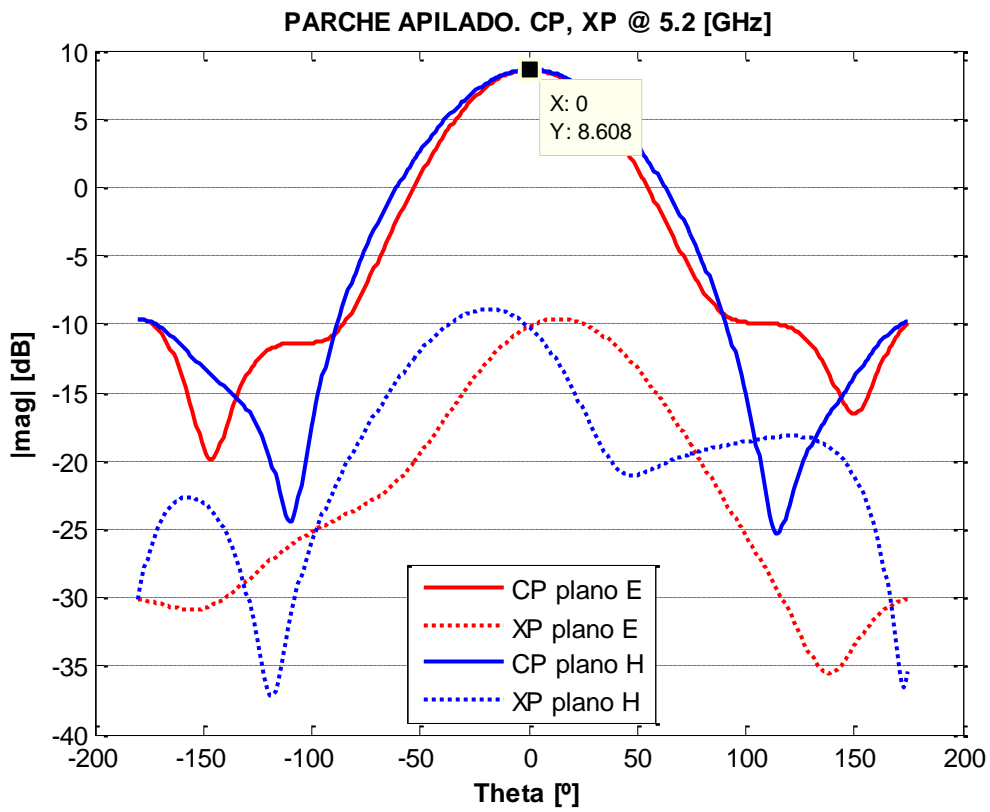


Ilustración 3-12: Ganancia en campo lejano @ 5.2 GHz. Parche

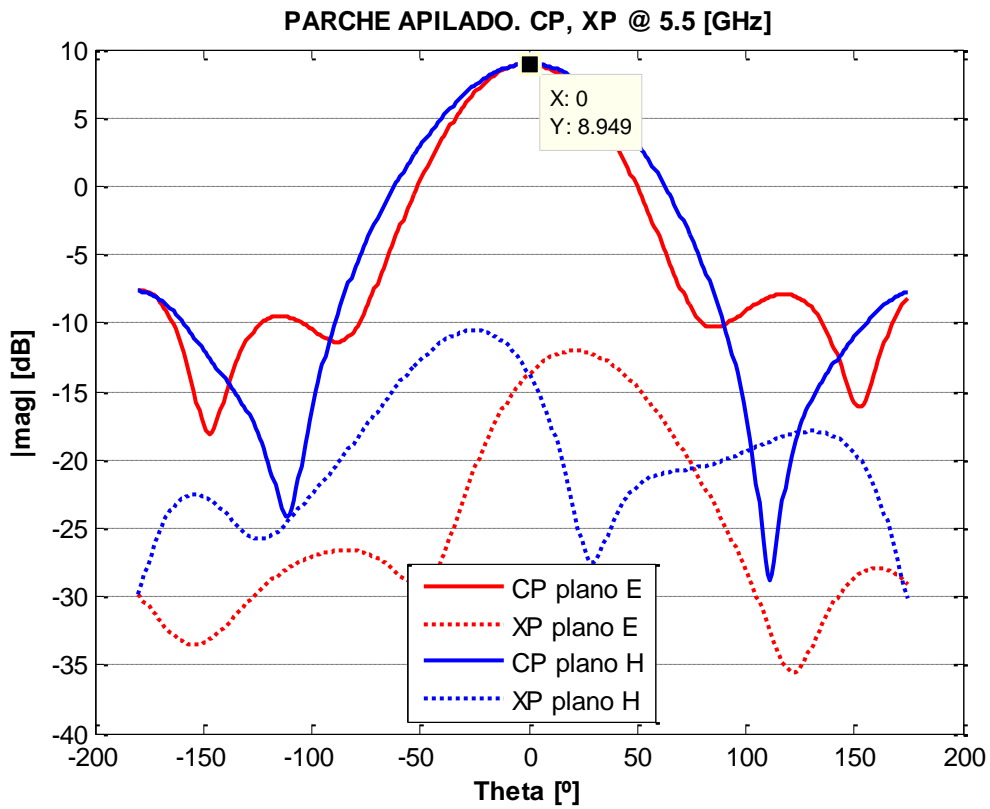


Ilustración 3-13: Ganancia en campo lejano @ 5.5 GHz. Parche

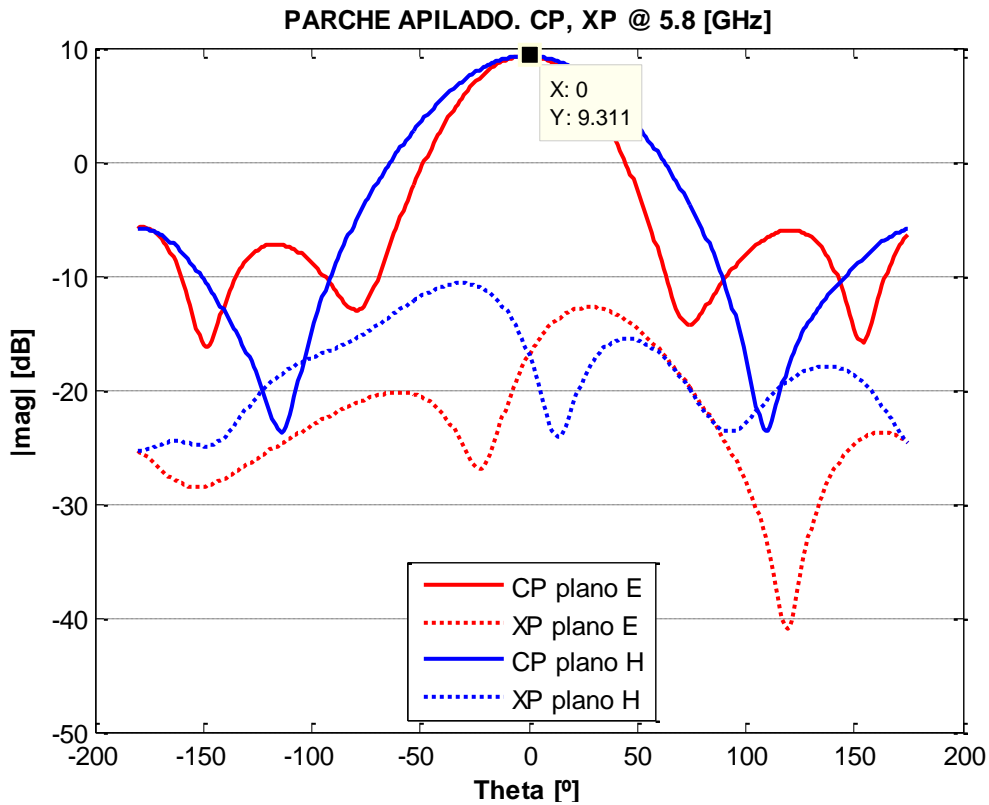


Ilustración 3-14: Ganancia en campo lejano @ 5.8 GHz. Parche

De las ilustraciones anteriores se obtienen los siguientes valores característicos del parche apilado diseñado:

Frecuencia [GHz]	Ganancia [dB]	Ancho de haz plano E a -3 dB [deg]	Ancho de haz plano H a -3 dB [deg]	Lóbulo secundario vs principal (corte plano E) [dB]	Lóbulo secundario vs principal (corte plano H) [dB]
5.2	8.6	62.2	71.3	-18.3	-18.3
5.5	8.9	57.7	70.3	-16.6	-16.6
5.8	9.3	52.8	69.5	-15.1	-15.1

Tabla 3-1: Prestaciones parche optimizado simulado

3.1.1 ANÁLISIS LOCAL. TRANSICIÓN μ STRIP-COAXIAL

Tratar de optimizar la transición al conector a la vez que el parche es poco rentable por ser muy costoso en tiempo de simulación, por ello, se realiza un modelo reducido de dos puertos de 50Ω (*microstrip* y coaxial) y se optimiza por separado. Posteriormente, esta construcción se une al parche optimizado con puerto ideal y se hacen, si son necesarios, ligeros ajustes para terminar de afinar el modelo conjunto.

La Ilustración 3-15 muestra el modelo creado para optimizar la transición de línea *microstrip* a conector coaxial inferior de 50Ω . La Ilustración 3-16 e Ilustración 3-17 muestran las prestaciones esperadas. Éstas son comunes en ambas direcciones, del puerto 1 al 2 y viceversa, por ser las redes analizadas recíprocas por definición. En el detalle A de la Ilustración 3-6 se muestra el plano de definición de la construcción. Con intención de simplificar la etapa de análisis y evitar diseñar y optimizar otras transiciones se traslada este

montaje (conector inferior más tramo adaptador) a todos los conectores de la antena que abarca este proyecto.

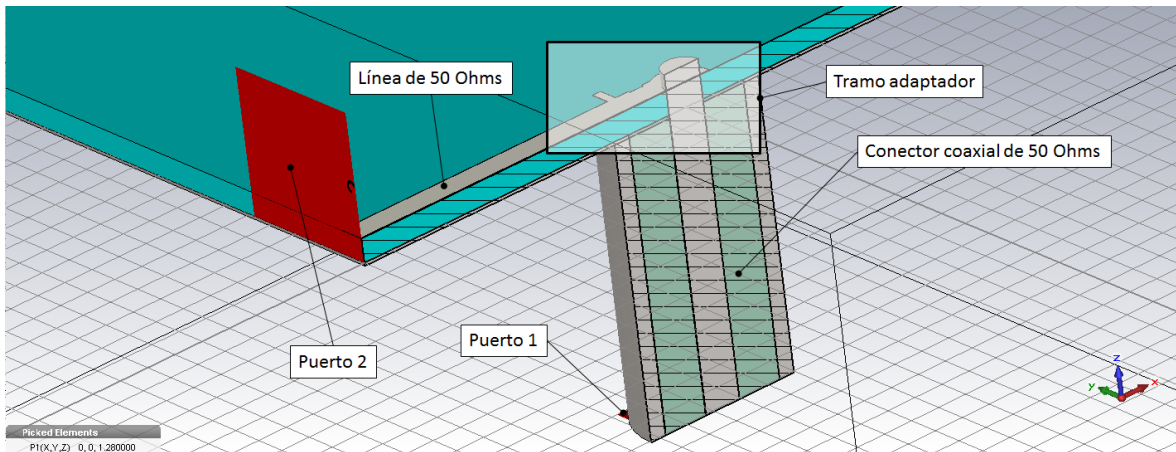


Ilustración 3-15: Modelo para la optimización de la transición μ strip a conector inferior

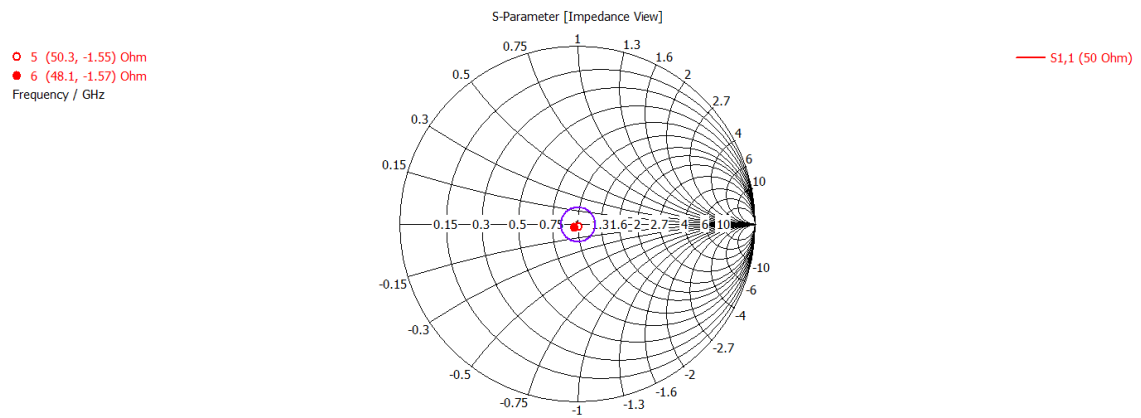


Ilustración 3-16: Adaptación en la transición μ strip a conector inferior en carta de Smith

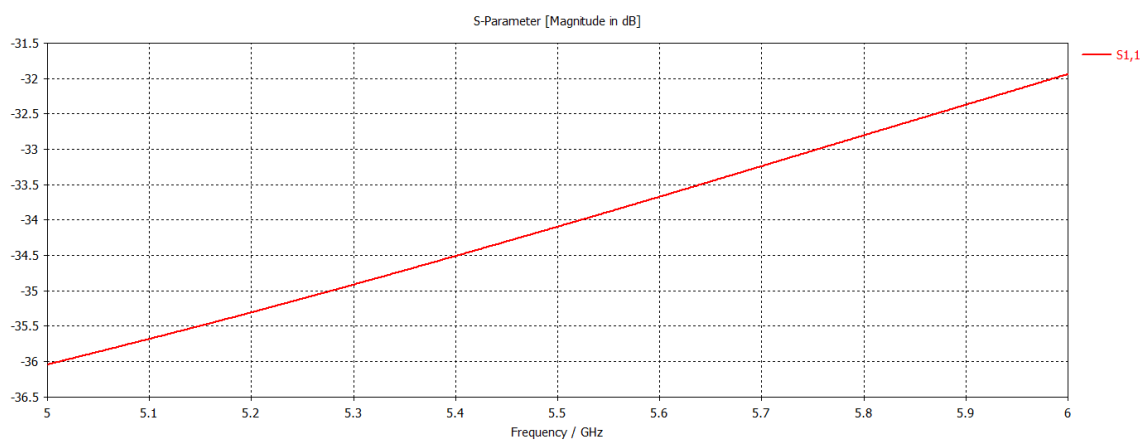


Ilustración 3-17: Coeficiente de reflexión de la transición μ strip a conector inferior

3.1.2 ESTUDIO DE SENSIBILIDAD. DISTANCIA PARCHE-PARÁSITO

Una vez se obtiene el óptimo, se realiza un análisis de sensibilidad para ver el comportamiento de la adaptación en función de la distancia entre parche y parásito y prever posibles desadaptaciones debidas a tolerancias de fabricación de los separadores. En la Ilustración 3-18 se observa el efecto esperado con una variación de la distancia de $\pm 0.1\text{mm}$. En §3.1.4 se presentan soluciones constructivas que permiten una regulación continua de esta distancia y que sirvieron para demostrar la menor sensibilidad del elemento unitario a la distancia entre parche y parásito.

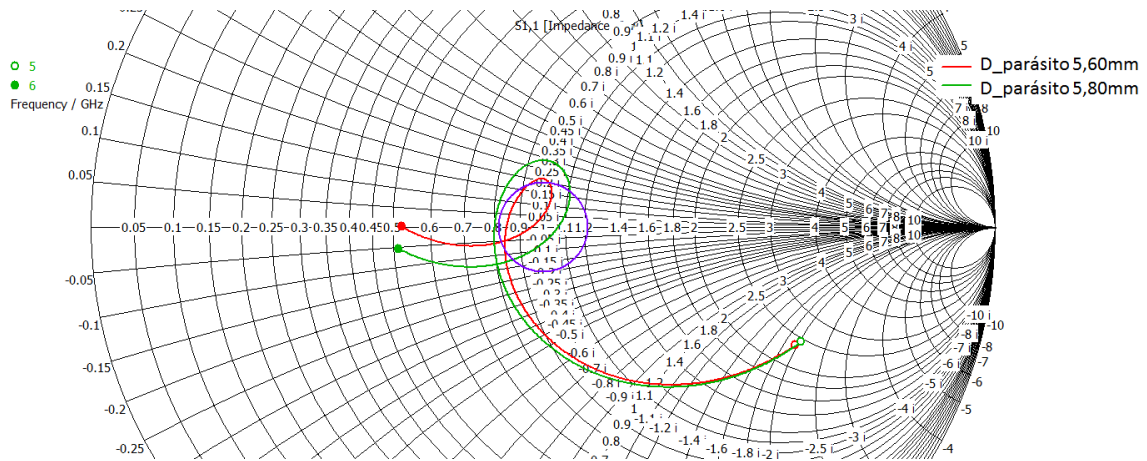


Ilustración 3-18: Análisis de sensibilidad. Distancia entre parche y parásito

3.1.3 ESTUDIO DE SENSIBILIDAD. RANURAS

A continuación se presenta el efecto de la ranura introducida en el parche. Como se observa en el plano de definición de la Ilustración 3-6, el tamaño final seleccionado es de 2.5 mm por presentar un equilibrio entre ancho de banda y adaptación en la frecuencia central de trabajo. Estudios equivalentes se realizan con el parásito.

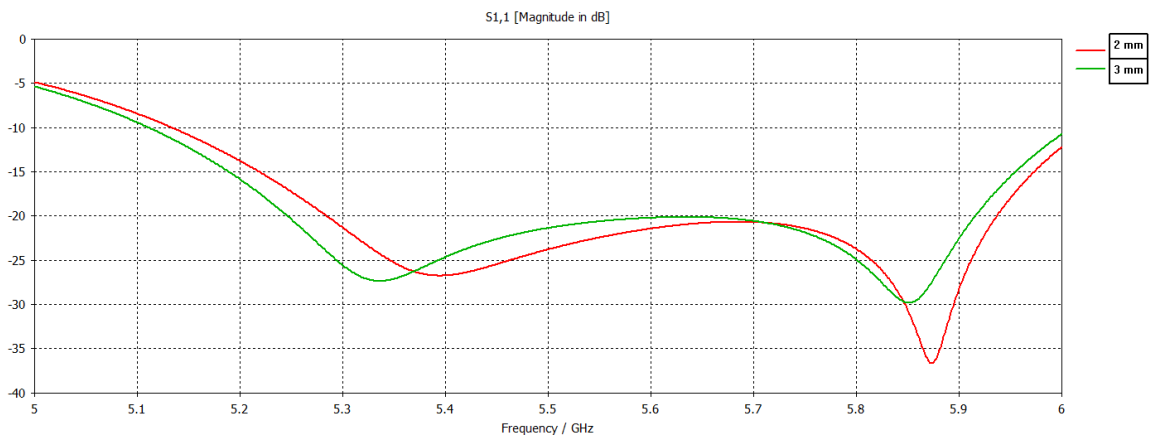


Ilustración 3-19: Análisis de sensibilidad. Ancho de ranura en parche

3.1.4 DISEÑO MECÁNICO. ESTRUCTURAS 1 Y 2

A continuación se presenta el diseño propuesto para la integración no sólo de los componentes del parche sino también de las estructuras necesarias para cumplir con los requisitos de interfaz mecánica definidos en §1.2 (Objetivos).

Se estudian varias configuraciones de posicionado de tornillos para ver cuál es la óptima de cara al montaje del *array*. Se busca minimizar el número de tornillos/separadores y que el parche diseñado sea exactamente la unidad replicada en el *array*. A continuación se presentan las cuatro opciones estudiadas.

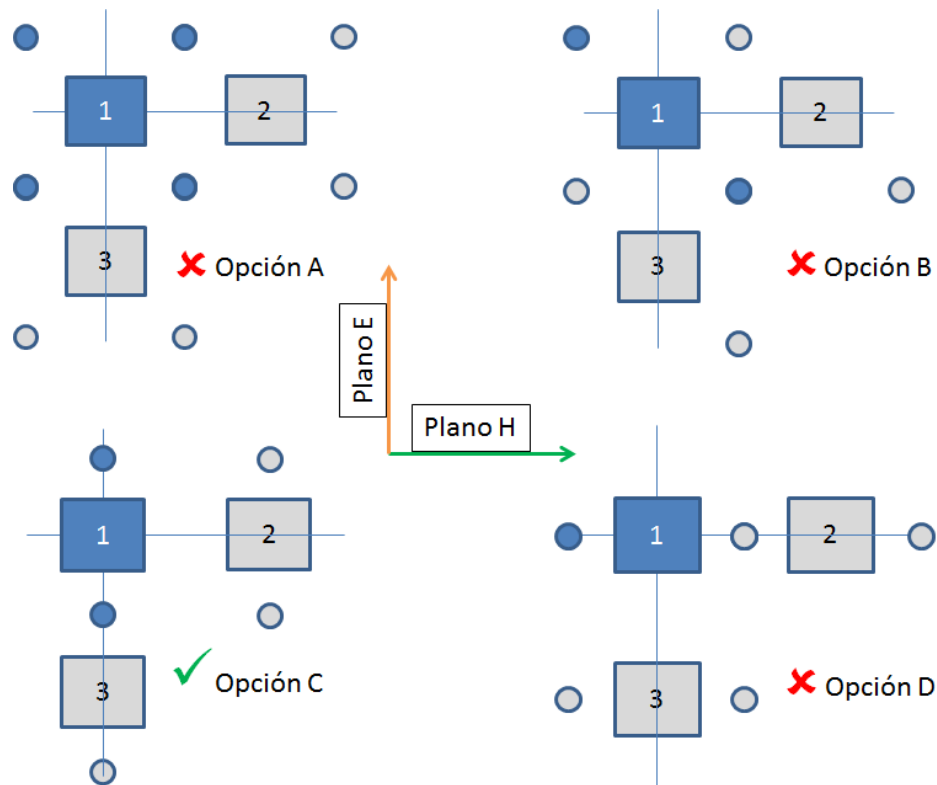


Ilustración 3-20: Opciones de sujeción parche-parásito estudiadas

La opción B se descarta desde el inicio por no replicar exactamente el elemento unitario en el *array*.

La opción A, aun replicando el elemento unitario, se descarta por presentar demasiados tornillos, que aunque son de teflón y presentan una perturbación mínima desde el punto de vista electromagnético, se considera excesivo para mantener unidos ambos sustratos.

Aunque las opciones C y D pueden parecer equivalentes se decide usar la C ya que de cara a una antena conformada sectorial, tiene más sentido unir sus celdas base sobre el plano H como muestran las figuras a continuación. Como se verá más adelante en la memoria, esta decisión se refuerza con el hecho de que la celda base diseñada ofrece más ancho de haz en el plano mencionado (H) al igual que sucede con el parche (ver Ilustración 3-13 corte en el plano H frente al plano E).

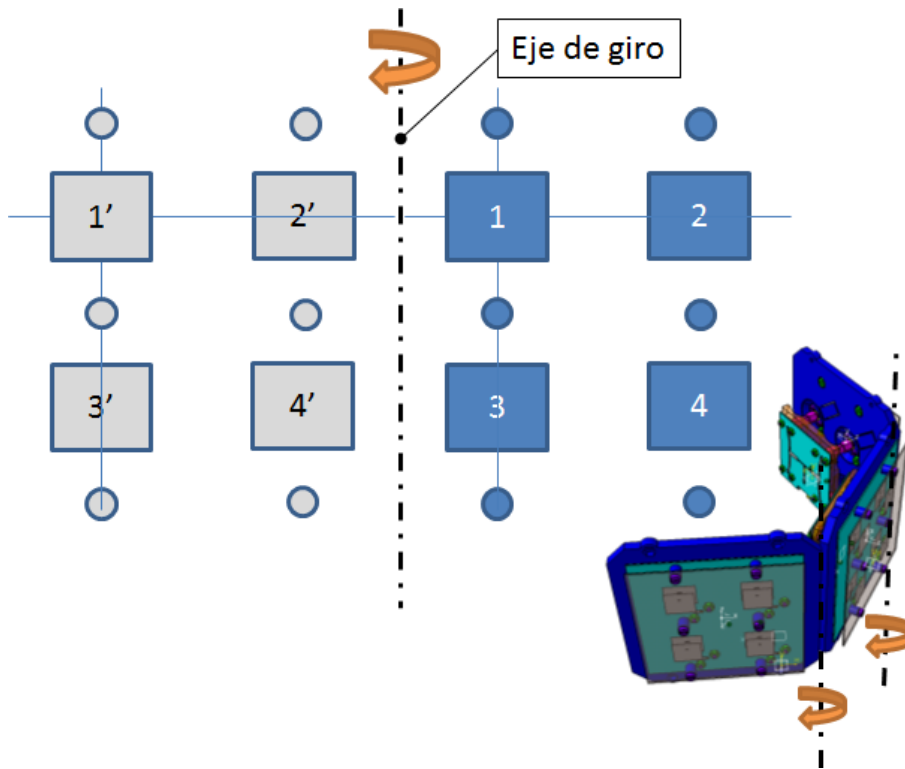


Ilustración 3-21: Eje de giro propuesto para las celdas base de una antena conformada sectorial

Con la opción C finalmente los separadores se posicionan sobre el eje de simetría vertical del parche y la distancia entre ellos es igual a la de los elementos del *array*.

Dado que el conjunto una vez fabricado debe permitir una fácil integración en el posicionador de la cámara anecoica se propone un diseño con una estructura dividida en dos partes (estructuras 1 y 2 de la Ilustración 3-22).

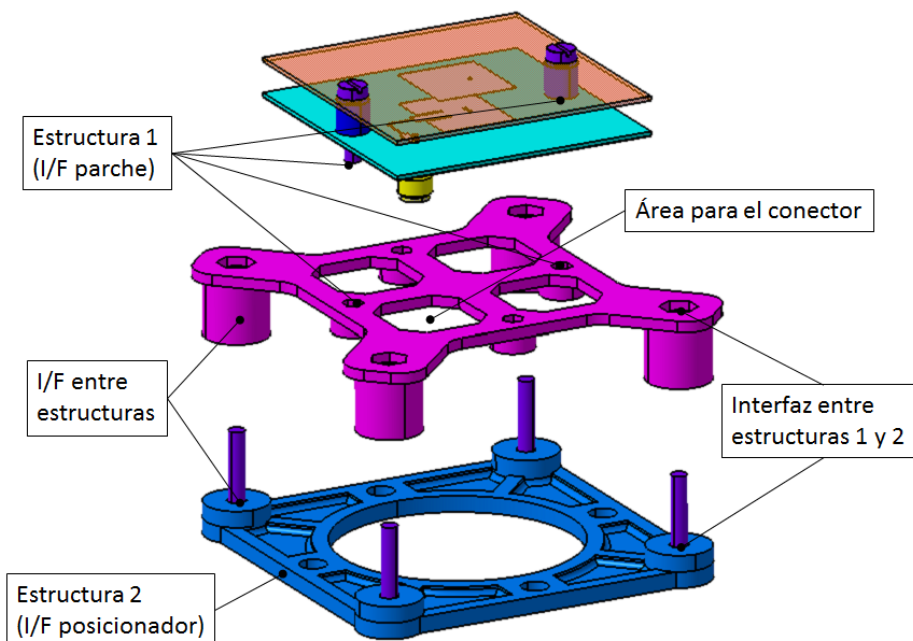


Ilustración 3-22: Explosión vertical del montaje parche-estructuras

Se aprovechan los 2 tornillos encargados de mantener la unión entre parche y parásito como interfaz para la estructura 1. Ésta permite el paso del conector coaxial a través de ella como se indica en la Ilustración 3-22. El espaciado entre estructuras 1 y 2 se decide con objeto de permitir la entrada del cable semirrígido del posicionador y tener acceso al conector lateralmente por si fuese necesario reajustar el par de apriete una vez integrado el conjunto en el posicionador. Tras unir las estructuras 1 y 2 a través de su interfaz, el conjunto permite el acceso fácilmente a la interfaz con el posicionador desde el lado del parche como se observa en la Ilustración 3-23.

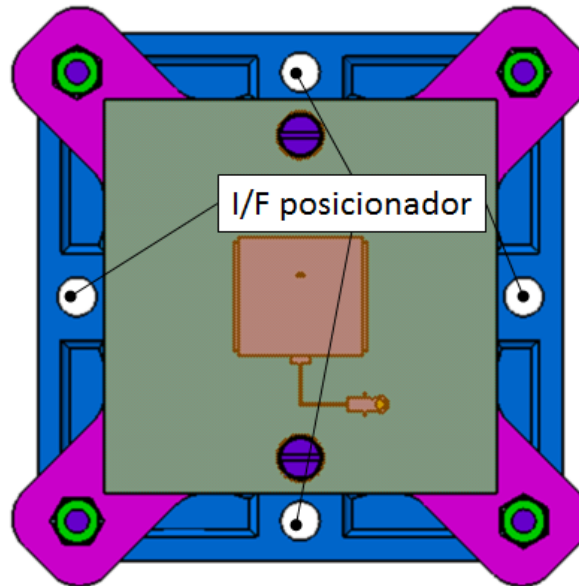


Ilustración 3-23: Vista en planta del parche y su estructura

El diseño presta especial atención a las posibles interferencias mecánicas con cabezas de tornillos y tuercas por lo que se embeben ambos en las estructuras como muestra la siguiente ilustración.

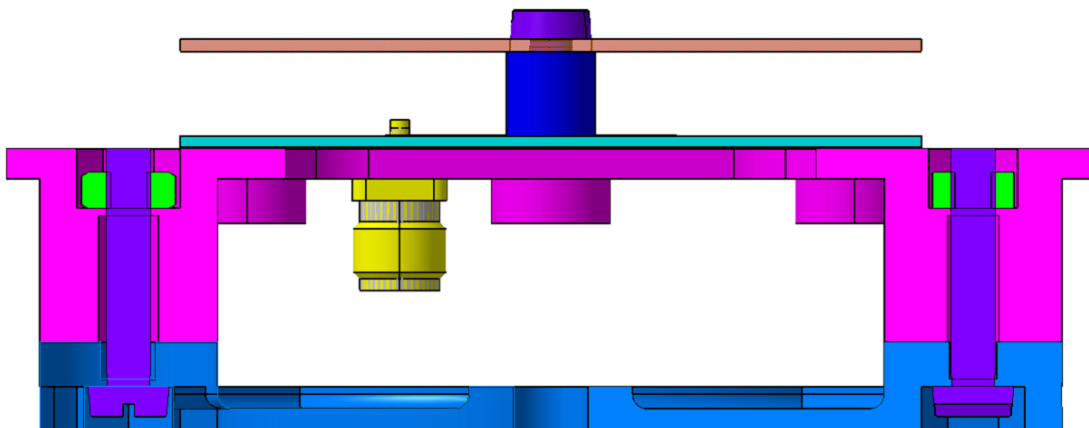


Ilustración 3-24: Vista lateral seccionada del parche y su estructura

Los materiales elegidos se muestran a continuación. Las estructuras se fabrican por impresión 3D en poliláctico (PLA) y la tornillería es toda de teflón.

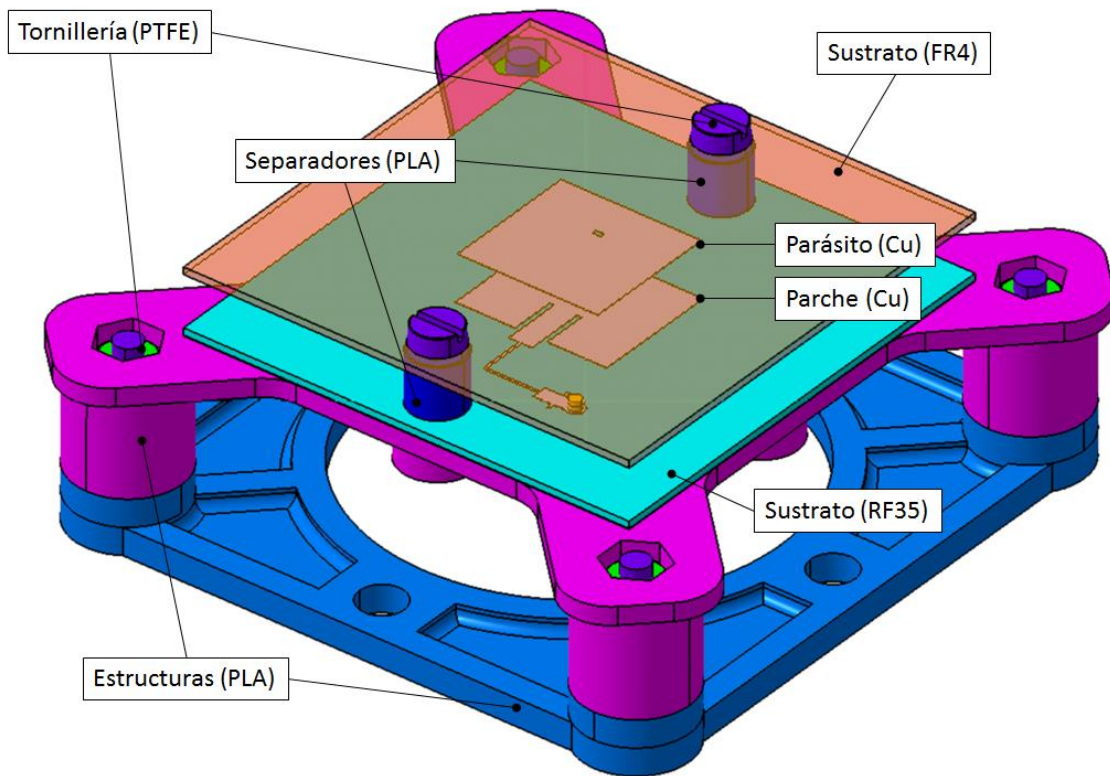


Ilustración 3-25: Elementos y materiales del parche

Para una verificación discreta de la distancia parche-parásito se fabrican diferentes alturas de separador; para una verificación de forma continua de esta distancia se fabrican los siguientes flejes (también en PLA). El efecto de ambas soluciones se expone en §5.1.1.

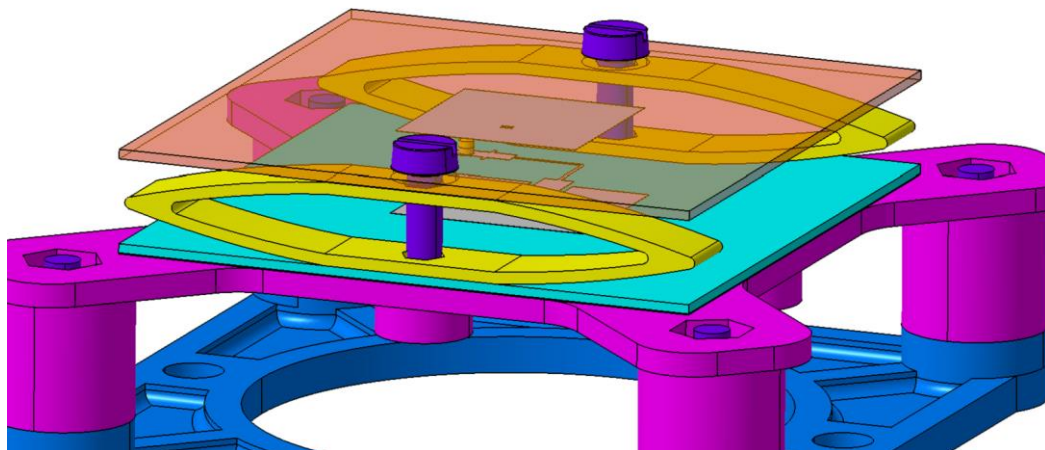


Ilustración 3-26: Montaje parche-parásito con regulación continua

3.2 ARRAY BIDIMENSIONAL (2X2)

Una vez se dispone del elemento unitario optimizado se pasa al diseño del *array*. Como indica [1], para un *array* plano bidimensional uniforme en fase y amplitud, a partir de un espaciado entre elementos mayor o igual a $\lambda/2$ comienzan a aparecer reflejos del lóbulo principal o lóbulos de difracción mientras la ganancia aumenta. En nuestro caso, la longitud de onda en el medio de propagación (aire) a la frecuencia más alta de la banda de trabajo es de unos 52 mm (i.e. $3e8[m/s]/5.8e9[s^{-1}]$). Las ilustraciones siguientes muestran el producto de la ganancia en campo lejano del elemento unitario diseñado y el factor de *array* (2x2) de 4 elementos con diferentes distancias entre elementos.

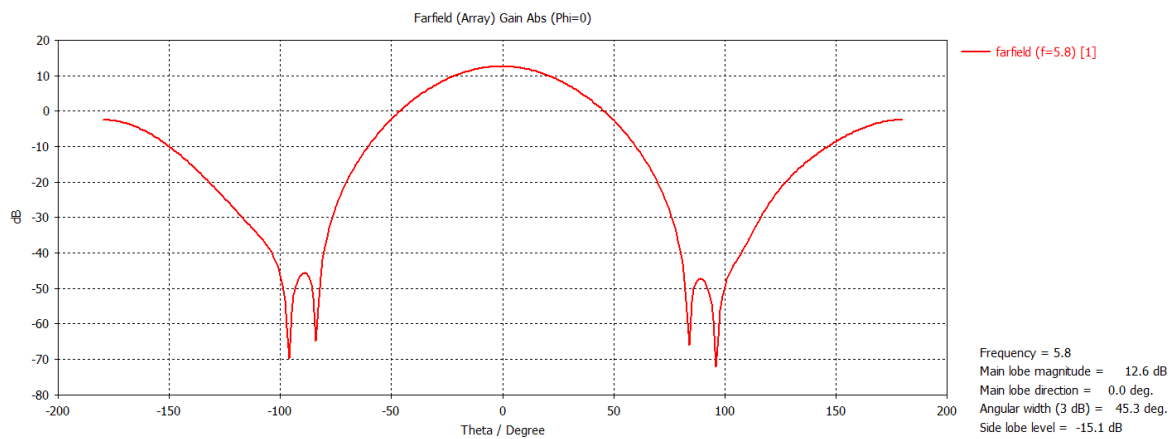


Ilustración 3-27: Ganancia en campo lejano estimada ($d = \lambda/2$)

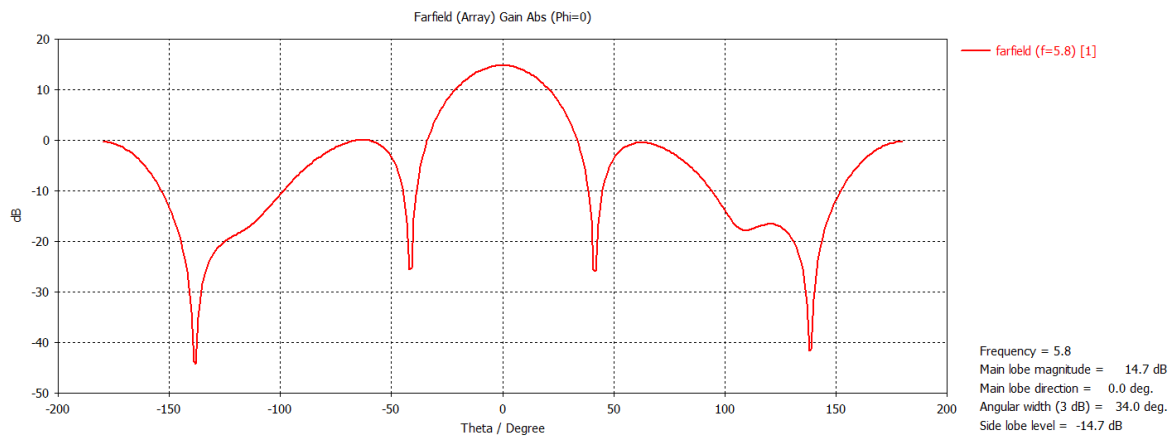


Ilustración 3-28: Ganancia en campo lejano estimada ($d = 3\lambda/4$)

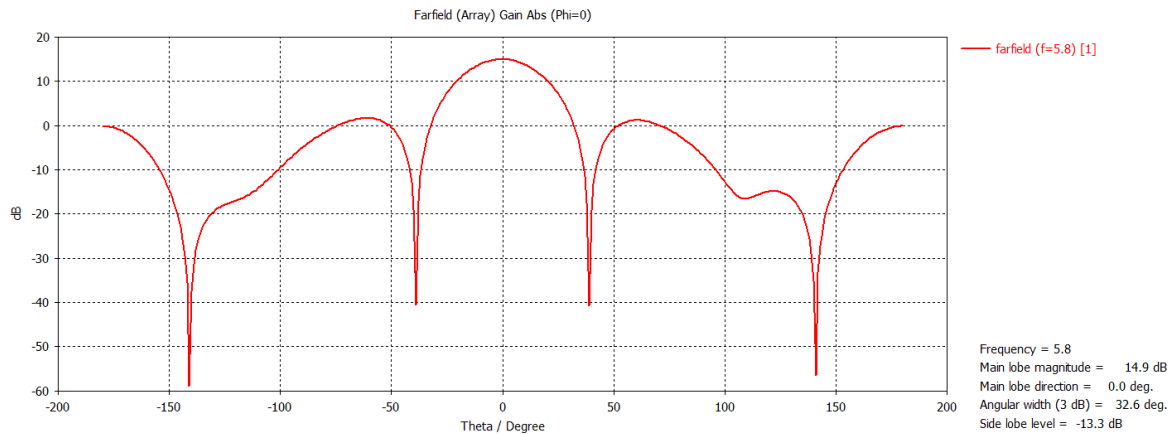


Ilustración 3-29: Ganancia en campo lejano estimada ($d = 4\lambda/5$)

Este sencillo análisis permite decidir la distancia final entre elementos en base a la amplitud del lóbulo principal y el nivel esperado de lóbulos secundarios. La distancia entre elementos tomada finalmente es de 41 mm (i.e. $d/\lambda=41\text{mm}/52\text{mm}=0.78\lambda$) con la que se esperan unas características como las que se muestran a continuación:

Frecuencia [GHz]	Ganancia lóbulo principal [dB]	Lóbulo secundario vs principal (corte plano E) [dB]	Lóbulo secundario vs principal (corte plano H) [dB]
5.2	14.3	-18.3	-16.4
5.5	14.7	-16.6	-14.9
5.8	14.9	-15.1	-13.3

Tabla 3-2: Análisis preliminar del array

A continuación se modela el array (Ilustración 3-30) y se procede al análisis detallado por elementos finitos.

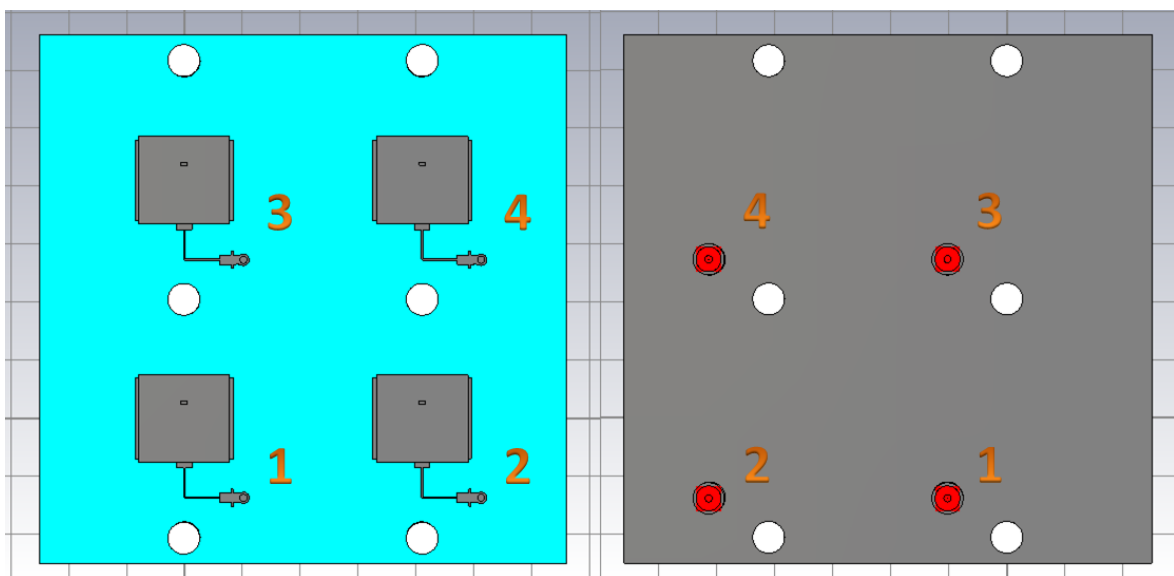


Ilustración 3-30: Vista superior e inferior del array

Como se adelantaba anteriormente, en este proyecto se toma la decisión de separar físicamente el array de su red de alimentación con la motivación de caracterizar la adaptación de cada parche individualmente y los acoplamientos entre los mismos.

Como resultado de la simulación del *array* se obtienen los coeficientes de reflexión y transmisión en cada puerto con los que se construye la matriz de parámetros 'S' de nuestra red de 4 puertos.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix}$$

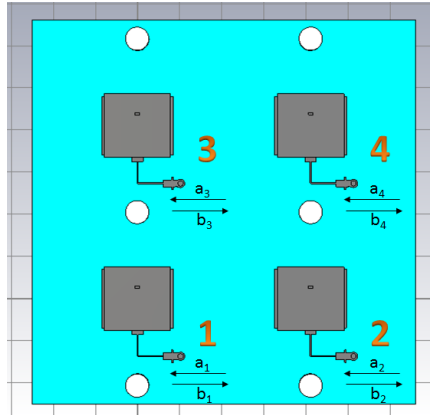


Ilustración 3-31; Representación de las potencias introducidas y recibidas por puerto

Siendo:

- S_{ij} : Parámetros S, indicando reflexiones, transmisiones y acoplamientos mutuos. Siendo 'j' el elemento perturbador e 'i' el elemento en el que incide la señal; aunque en redes recíprocas se cumple $S_{ij}=S_{ji}$.
- a_i : ondas de potencia entrantes al elemento 'i'
- b_i : ondas de potencia salientes del elemento 'i'

Al observar los coeficientes de reflexión de la Ilustración 3-32 y compararlos con la equivalente del parche aislado (Ilustración 3-9), se aprecian efectos mínimos sobre la adaptación en cada puerto. Sin embargo, la adaptación final depende de las interacciones entre elementos (acoplamientos mutuos) que describíamos anteriormente cuando todos funcionan a la vez. Este efecto se estudia más adelante.

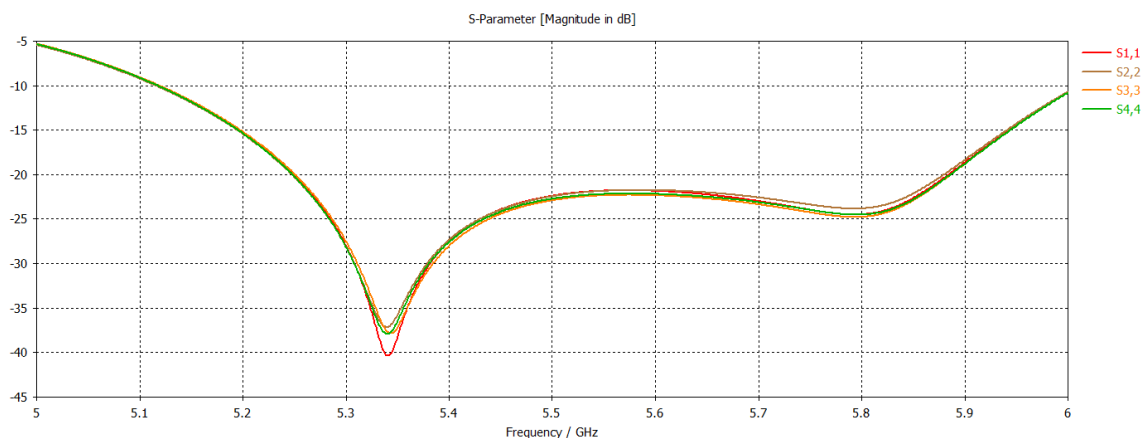


Ilustración 3-32: Coeficientes de reflexión de cada parche dentro del *array*

Las ilustraciones siguientes muestran unos coeficientes de transmisión entre parches por debajo de -20 dB en todo caso. Se considera un valor perfectamente asumible y se decide no complicar el *array* introduciendo construcciones que aislen los parches.

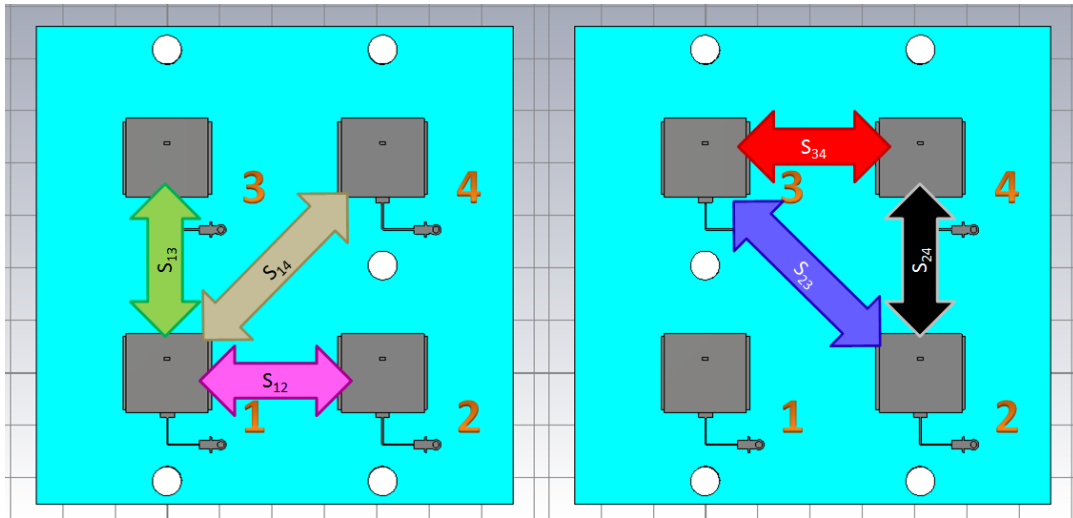


Ilustración 3-33: Representación de los coeficientes de transmisión entre elementos del array

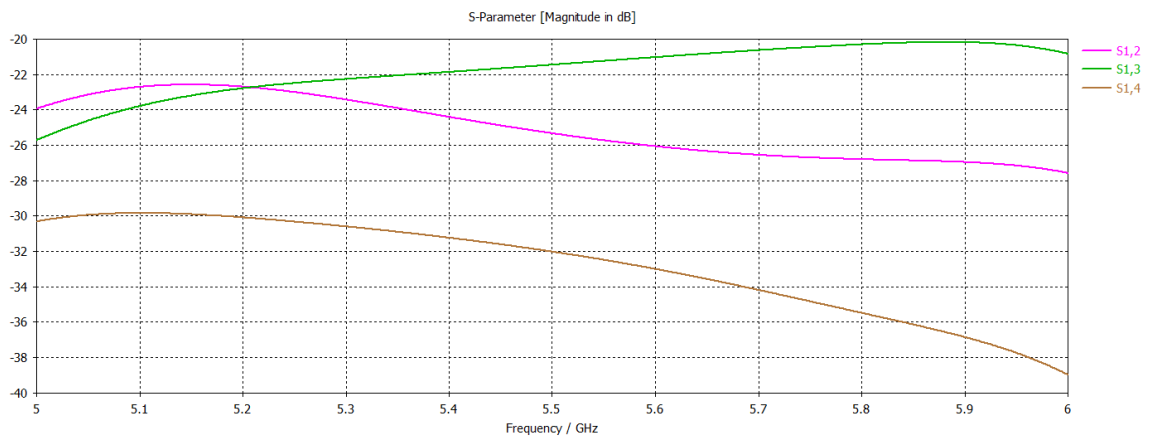


Ilustración 3-34: Coeficientes de transmisión: $|S_{12}|$ $|S_{13}|$ $|S_{14}|$

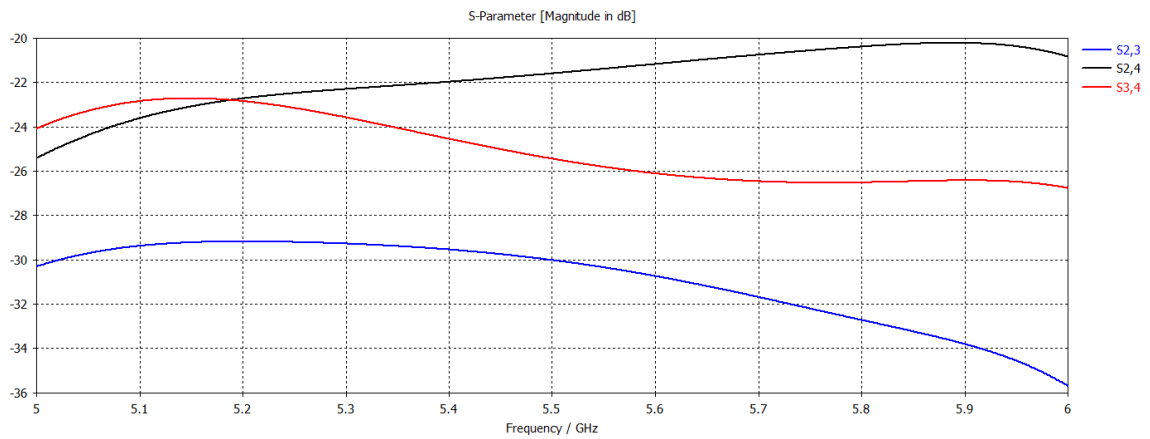


Ilustración 3-35: Coeficientes de transmisión: $|S_{23}|$ $|S_{24}|$ $|S_{34}|$

Para evaluar el comportamiento de cada puerto con la influencia del resto operando, introducimos la misma potencia por todos los puertos ($a_i=a_j$) y despejamos la relación de potencia reflejada con respecto a la introducida quedando para un puerto cualquiera 'i':

$$\frac{b_i}{a_i} = S_{ii} + S_{ij} + S_{ik} + S_{il}$$

Operando con los parámetros 'S' de nuestro puerto 1 se obtiene la relación de potencia (módulo y fase) cuando todo el *array* está funcionando a la vez:

Eqn $b1_a1 = S(1,1) + S(1,2) + S(1,3) + S(1,4)$

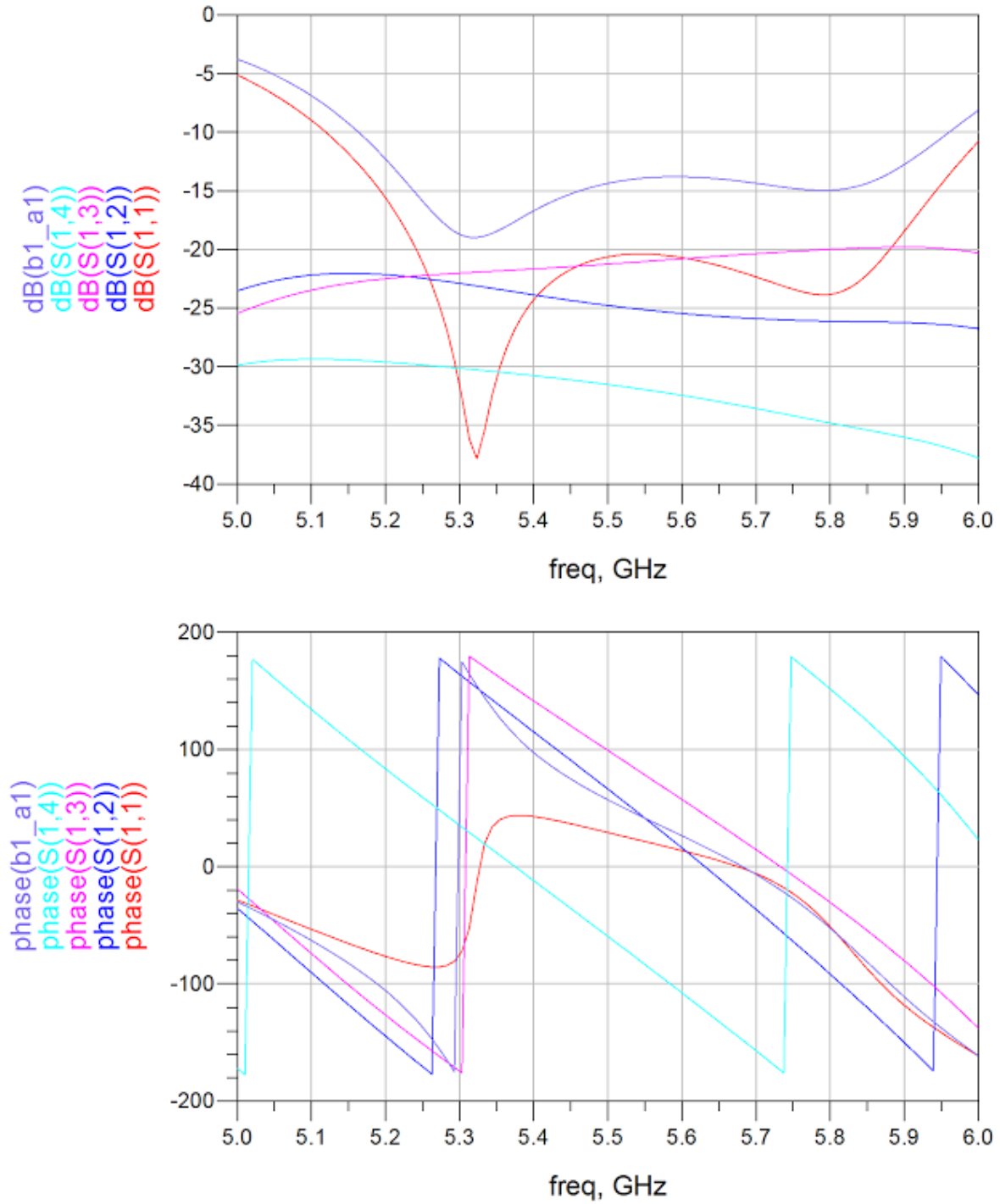


Ilustración 3-36: Coeficiente de reflexión y relación de potencias en puerto 1

A pesar de haber conseguido unos niveles de acoplamiento de menos de -20dB en magnitud, la influencia negativa es mayor de la esperada debido al papel que juega la fase (ver Ilustración 3-36). Ésta, en los elementos más cercanos al 1 (i.e. 2 y 3), tiene un valor muy similar al de la fase del parámetro S_{11} , lo que hace que la suma de números complejos (S_{11} , S_{12} y S_{13}) aumente su módulo irremediablemente (tiende a una suma de números reales). Se intentan desfasar los coeficientes de transmisión S_{12} , S_{13} , S_{24} y S_{34} (ver Ilustración 3-33) interponiendo elementos sencillos entre los parches de mayor cercanía pero no se llega a ninguna mejora clara y se desestima.

3.2.1 DISEÑO MECÁNICO. ESTRUCTURA 3

A continuación se destacan los requisitos que condicionan fuertemente el diseño mecánico de esta estructura:

- La estructura debe apoyarse en el plano de masa para tomar como referencia el vector de apuntamiento ideal.
- Los desalineamientos acumulados desde la dirección del plano de masa hasta la interfaz del posicionador deben ser minimizados. La incertidumbre en las prestaciones de apuntamiento debidas al montaje deben poder considerarse despreciables.
- Durante la fabricación y los ensayos de caracterización del elemento unitario se descubre que el montaje propuesto para el conector coaxial es muy sensible a las cargas que recibe durante su manipulación (e.g. aplicación del par de apriete, tensiones acumuladas por la rigideces de los cables utilizados, etc.).

Al igual que en el caso del parche, se propone aprovechar los tornillos encargados de sujetar los separadores como interfaz para la estructura que se monta detrás del plano de masa del *array*.

Para proteger las soldaduras del vivo del conector y hacer un montaje más resistente se pasa a conectores con montaje de tipo panel y se adaptan las estructuras alrededor de éste para minimizar las cargas.

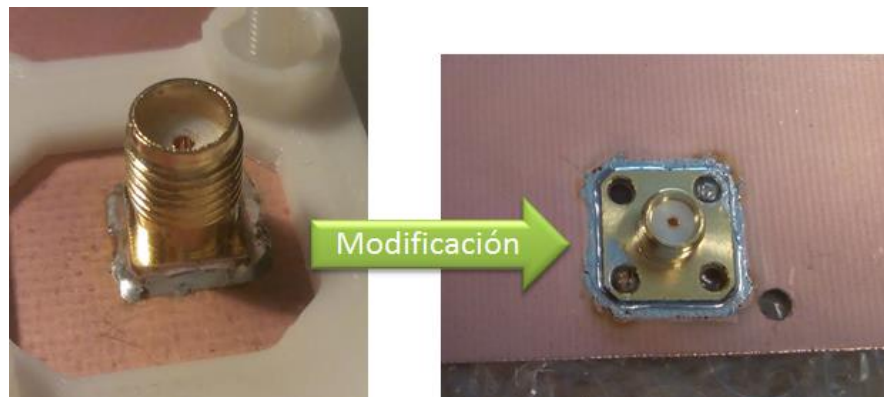


Ilustración 3-37: Cambio de conector propuesto para el *array*

La solución propuesta ofrece tres interfaces (ver Ilustración 3-38):

- Una rígida para los separadores y tomar la referencia del plano de masa (interfaz 3.a)
- Otra flexible sólo en la dirección perpendicular al plano de masa para cada conector (interfaz 3.b)
- Una tercera rígida para conectar futuras estructuras (interfaz 3.c)

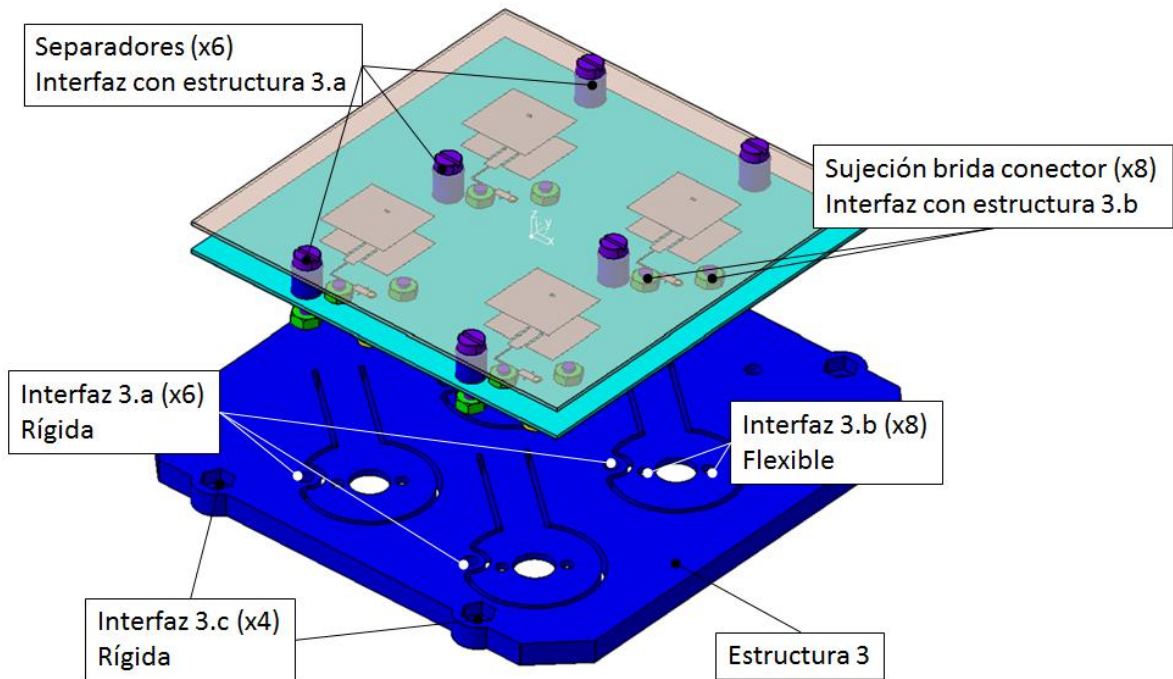


Ilustración 3-38: Explosión vertical del montaje del array

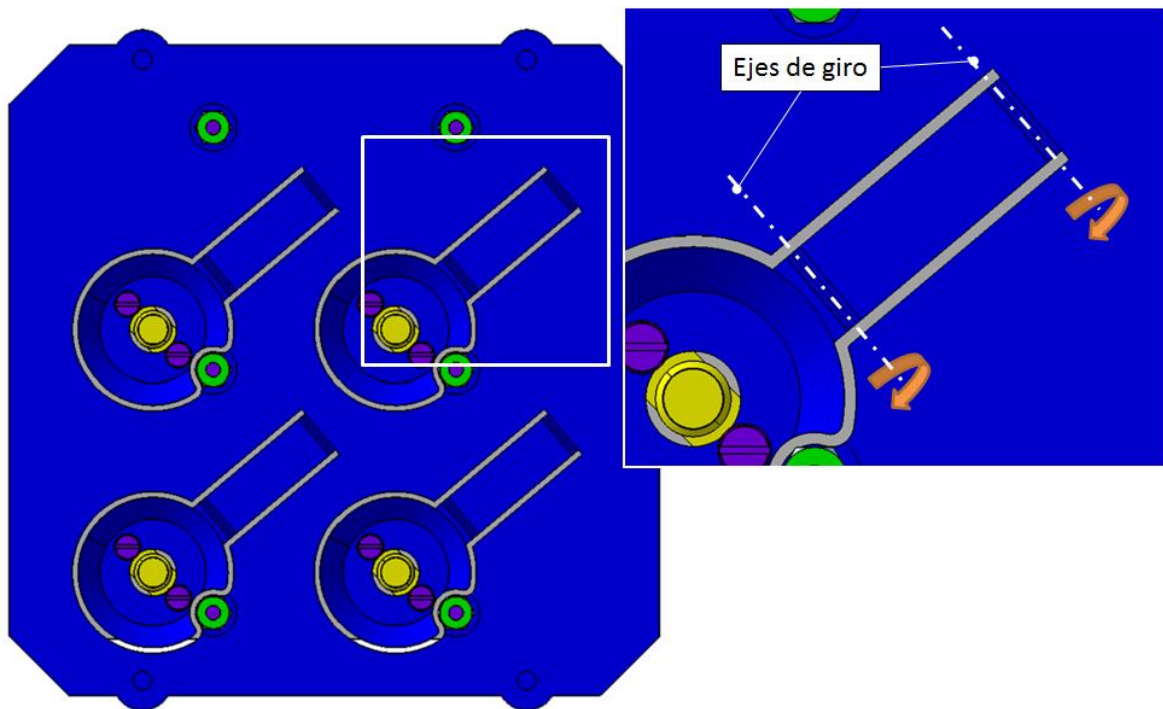


Ilustración 3-39: Detalle del fleje de la estructura 3

Con el montaje que se muestra en las ilustraciones anteriores se salvan los 1.7mm de la brida del conector sin forzar el sustrato y reforzando la unión frente a las manipulaciones del conector.

Al igual que en el elemento unitario, la estructura se fabrica en PLA y la tornillería es de teflón. Los sustratos, como es lógico, se han mantenido los mismos que en el elemento unitario.

3.3 RED DE ALIMENTACIÓN

Una vez está definido el *array*, los requisitos adicionales que debe cumplir la red de alimentación son inmediatos:

- Alimentar 4 puertos con igual fase y amplitud.
- Implementar conectores de panel inferiores para los parches.
- Implementar conector de panel lateral para alimentar la red.
- Posicionar los 4 puertos de parches espaciados a 41x41 mm para usar adaptadores macho-macho y evitar cables coaxiales entre la red y el *array*.

El esquema general que define la red es el siguiente:

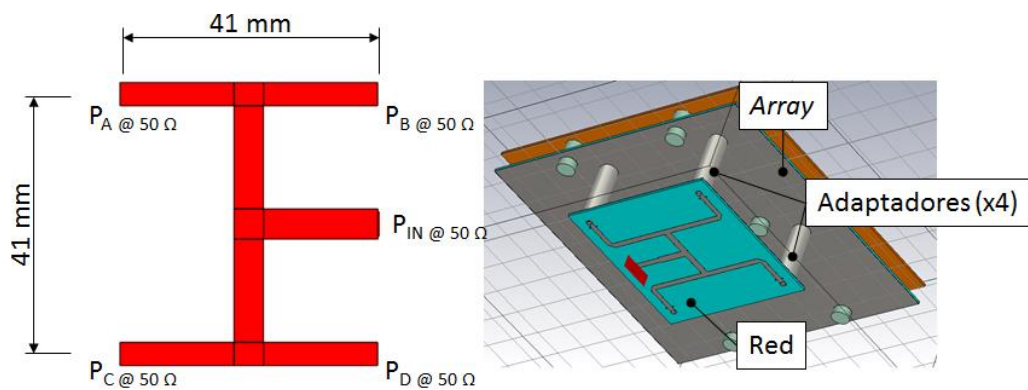


Ilustración 3-40: Características de la red y boceto de implementación red-array

Es importante destacar que la red de alimentación va a ser uno de los factores más limitantes del ancho de banda final de la antena. Dado que cada tramo adaptador que se implemente inevitablemente está optimizado a una frecuencia (generalmente la frecuencia central), a medida que entren frecuencias alejadas de la central, éstas serán más propensas a ser reflejadas.

El esquema particular de la red que se desea implementar se ilustra a continuación:

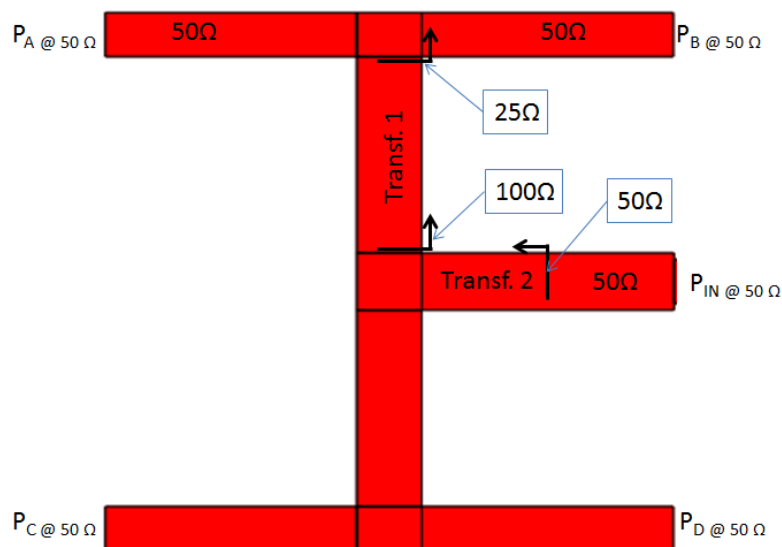


Ilustración 3-41: Esquema red de alimentación

Dado que se desea alimentar de manera uniforme tanto en fase como en amplitud es inmediato asumir que la red será simétrica. Recorriendo la red desde los puertos 'A' y 'B' hacia el 'IN' se puede describir de la siguiente manera: las dos líneas de 50 Ω que llegan a los puertos 'A' y 'B' se ven como una impedancia de 25 Ω desde su transición a una línea (i.e. $50\ \Omega \parallel 50\ \Omega = 25\ \Omega$). Al ser simétrica la red, lo mismo pasa desde los puertos 'C' y 'D'. A continuación, estas dos ramas se vuelven a unir. Dado que se quiere acabar en una línea de 50 Ω (impuesto por Z_{PIN}), se decide implementar los transformadores '1' y conseguir una impedancia de 100 Ω antes de unir estas dos ramas. De esta manera, la impedancia final al unirse ambas ramas en una sola será 50 Ω o al menos muy próximo (i.e. $100\ \Omega \parallel 100\ \Omega = 50\ \Omega$). Dado que en la práctica se espera que este último paralelo sea complicado adaptarlo para conseguir directamente la línea de 50 Ω, se introduce un transformador '2' que terminará de ajustar la impedancia a los 50 Ω deseados.

El diseño preliminar se desarrolla en ADS (*Advance Design System*, de Agilent). Ambos tramos transformadores implementados son de tipo $\lambda/4$, sin embargo, en el transformador '1' se decide no pasar directamente de 25 Ω a 100 Ω y se implementan dos tramos $\lambda/4$, uno para pasar a 50 Ω y el segundo para llegar a 100 Ω con la intención de no penalizar mucho el ancho de banda de la red (i.e. a mayor salto de impedancia, son necesarios más saltos para mantener el ancho de banda). El transformador '2' se deja con un solo tramo pues se espera una impedancia muy próxima a 50 Ω. La Ilustración 3-42 muestra el transformador '1' optimizado en ADS. Los codos a 90° que se ven en las líneas de 50 Ω finalmente no se implementan y se sustituyen por codos con ángulos más obtusos como se ve más adelante.

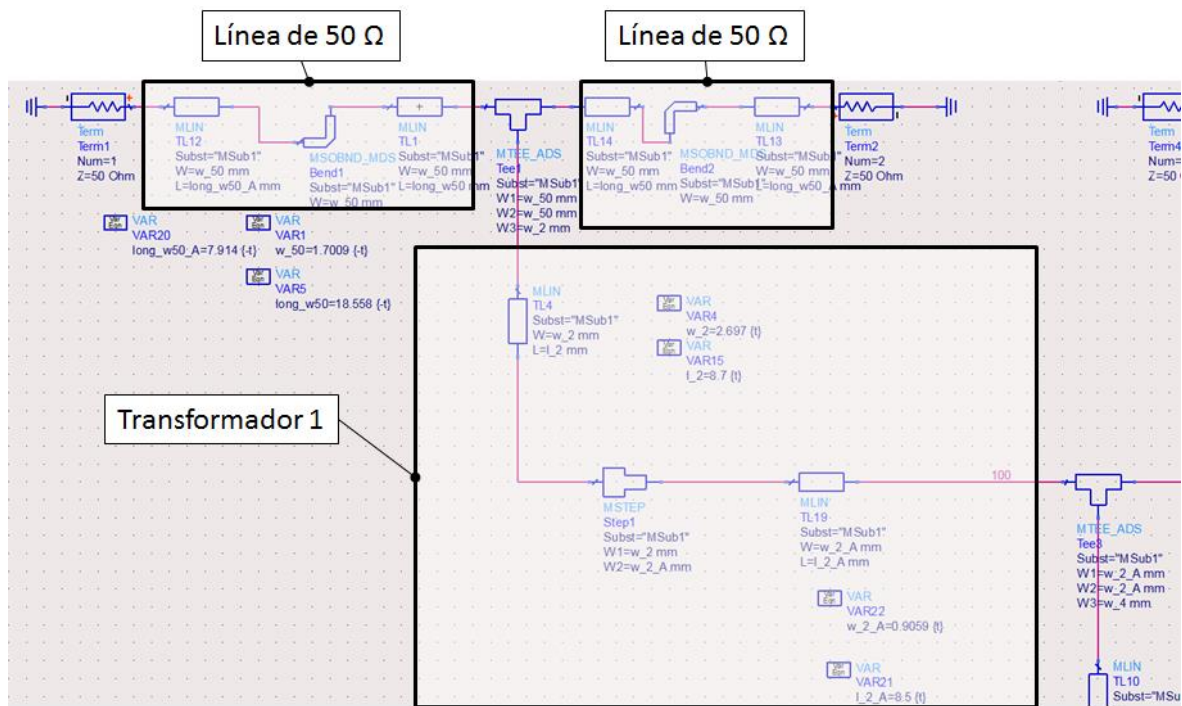


Ilustración 3-42: Red de alimentación. Transformador 1

El transformador '2' usado para terminar de afinar a la impedancia deseada se muestra en la Ilustración 3-43.

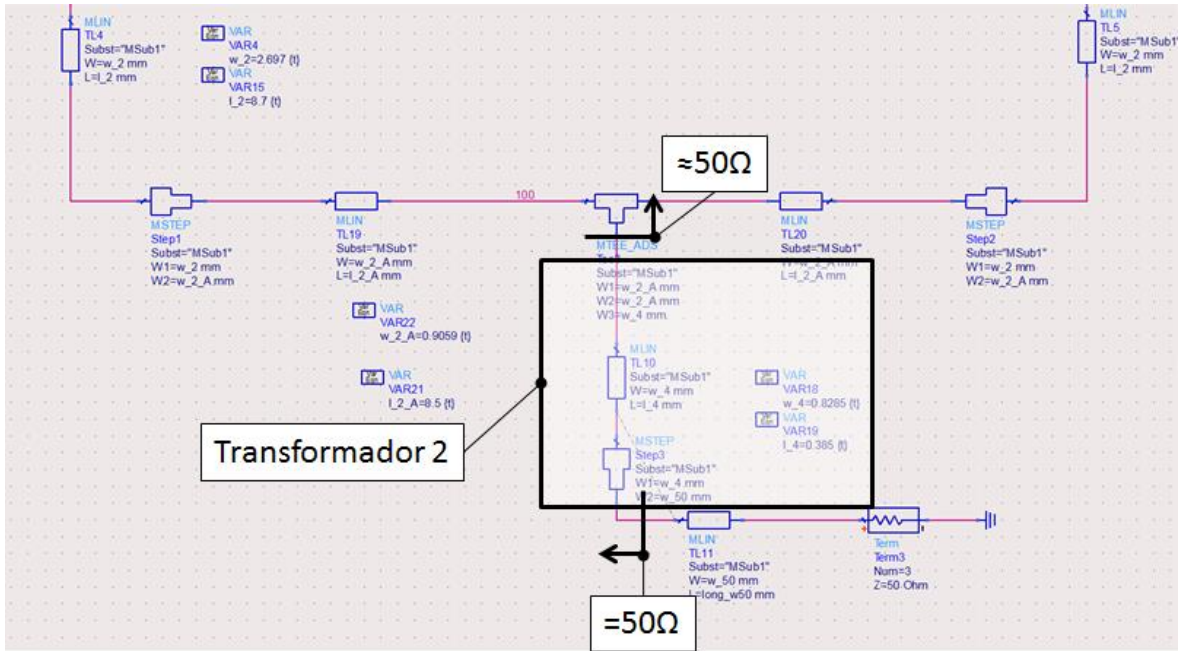


Ilustración 3-43: Red de alimentación. Transformador 2

Una vez se tiene sintonizada la red en ADS se obtienen las prestaciones en el puerto de alimentación 'P_{IN}' (Term3 en la Ilustración 3-43) mostradas a continuación. Con un coeficiente de reflexión menor a -32 dB en toda la banda de trabajo (Ilustración 3-44) y un ancho de banda BW>>11% a -15dB se procede al análisis por elementos finitos en CST.

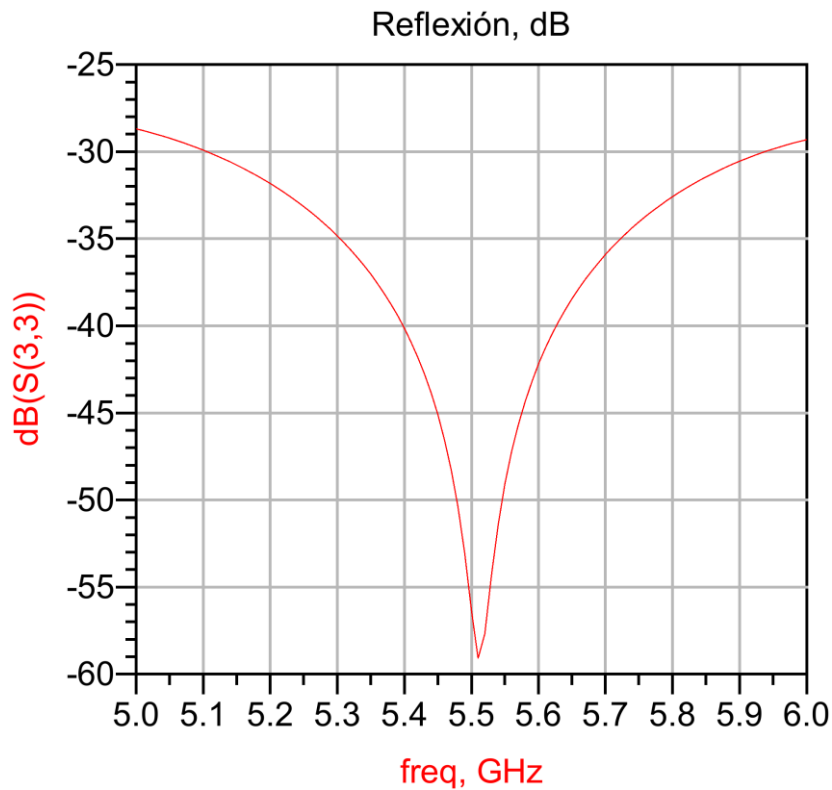


Ilustración 3-44: Coeficiente de reflexión preliminar en puerto de entrada de la red

En el modelo de detalle (Ilustración 3-45) se incluyen los cinco puertos coaxiales junto con los tramos adaptadores que ya se han optimizado para la transición a conector inferior. Además, se implementan los

codos para mantener el espaciado de 41 mm para cada parche, más la tornillería de teflón como se puede ver en la Ilustración 3-45.

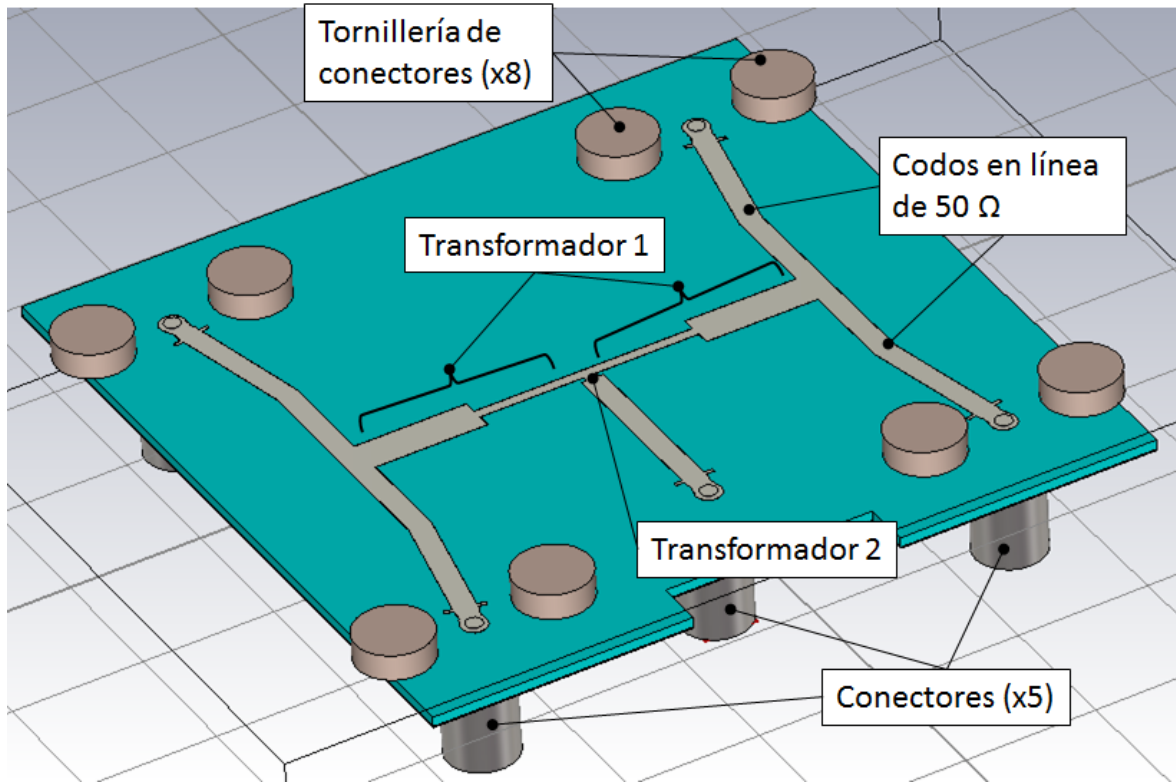


Ilustración 3-45: Red de alimentación. Modelo elementos finitos

Una vez importado el modelo se parametriza para poder ajustar los tramos adaptadores y corregir en la medida de lo posible los efectos del resto de elementos incorporados. Se llega a unos resultados muy prometedores de menos de -25 dB de coeficiente de reflexión en el puerto de alimentación (Ilustración 3-46).

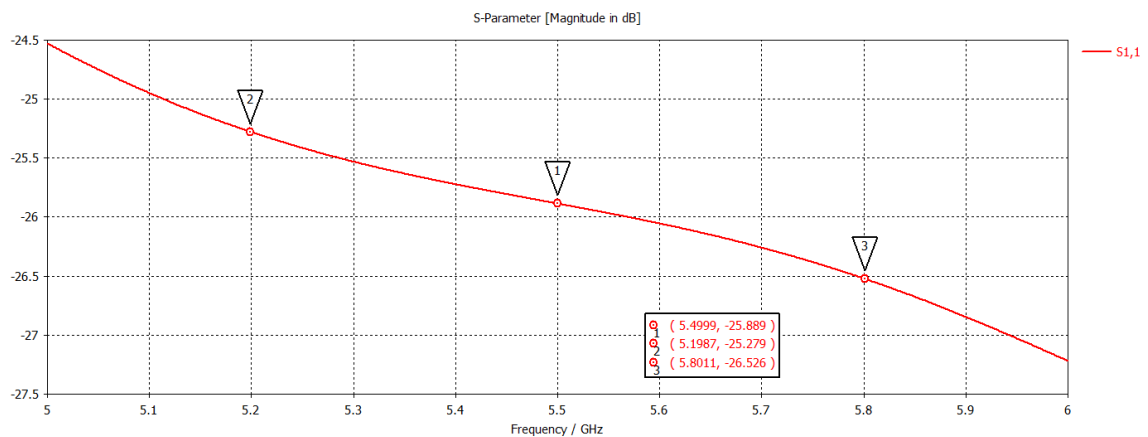


Ilustración 3-46: Red de alimentación. Coeficiente de reflexión en puerto de entrada

Respecto a los coeficientes de transmisión desde el puerto de alimentación hacia cualquiera de los otros cuatros se puede confirmar, según la Ilustración 3-47, que la potencia que les llega a cada uno de ellos corresponde a prácticamente un cuarto de la total (i.e. -6dB).

En cuanto al desfase máximo, se prevé menor de 0.6° entre puertos como se observa en la Ilustración 3-49.

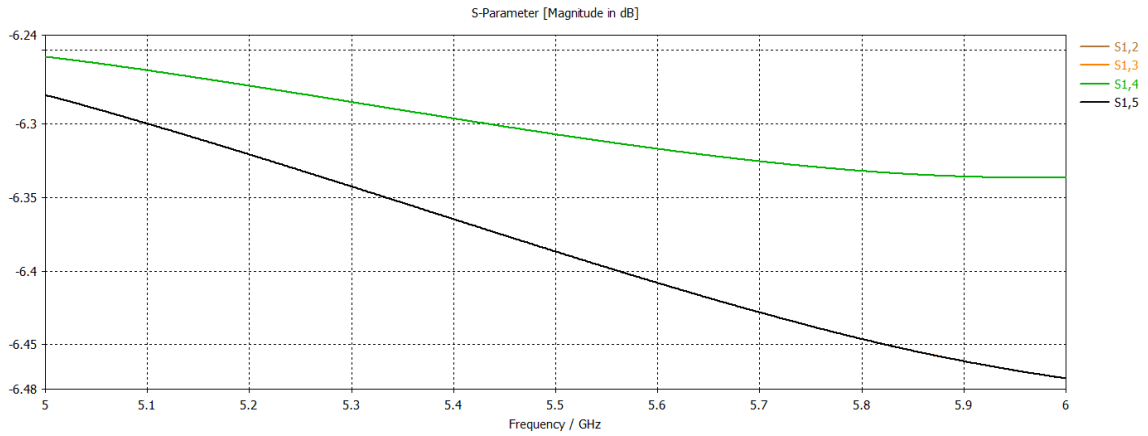


Ilustración 3-47: Red de alimentación. Coeficientes de transmisión $|S_{12}|=|S_{14}|$, $|S_{13}|=|S_{15}|$

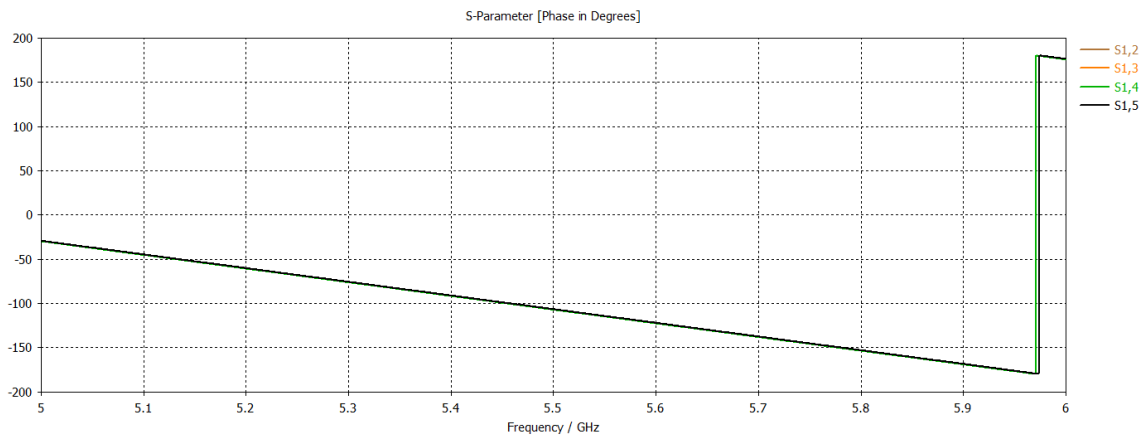


Ilustración 3-48: Red de alimentación. Fases de los coeficientes de transmisión

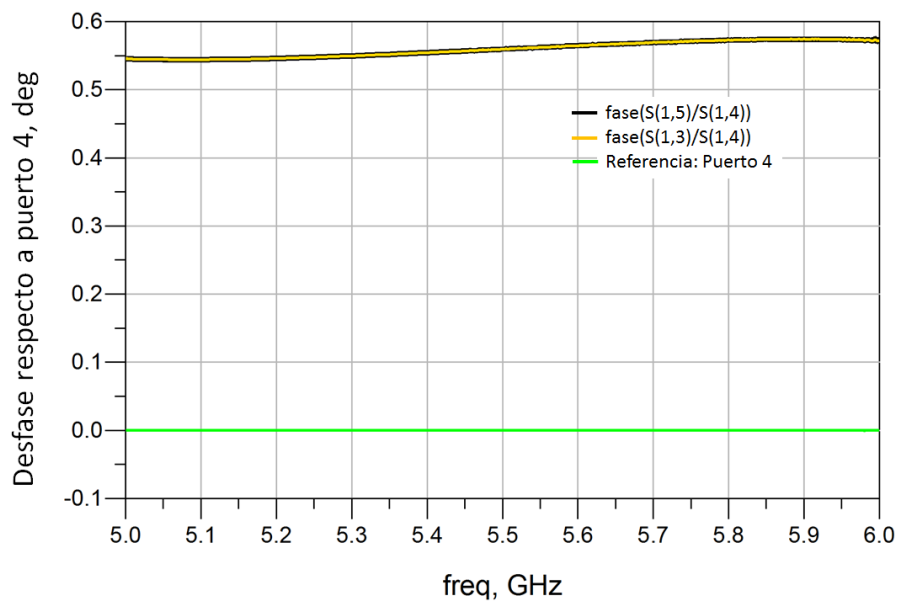


Ilustración 3-49: Red de alimentación. Desfase máximo entre puertos referenciados al puerto 4

Dado que por construcción, el puerto de alimentación no puede ser inferior (sería imposible su acceso) se realiza un pequeño análisis de sensibilidad respecto al tipo de conector (inferior o lateral) para confirmar que los efectos son despreciables. Finalmente, se encontró un conector de panel inferior y acodado a 90°.

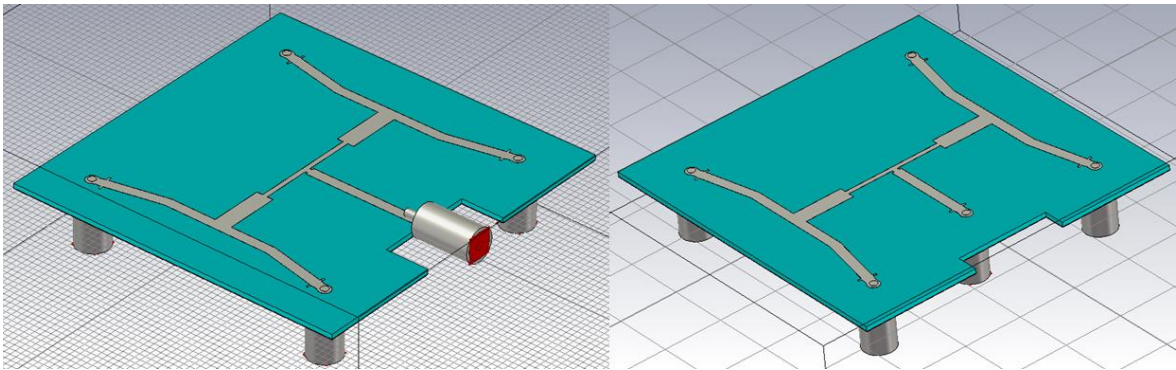


Ilustración 3-50: Red de alimentación. Análisis de sensibilidad de conector de alimentación

3.3.1 DISEÑO MECÁNICO. ESTRUCTURA 4

De nuevo se destacan los requisitos que motivan el diseño de esta estructura:

- Se debe proteger la soldadura del vivo del conector frente a manipulaciones de los conectores.
- El conector de alimentación debe poder accederse lateralmente. Tipo: SMA (50 [Ω]) de ¼ de pulgada y 36 hilos por pulgada.

La solución al primer punto es inmediata ya que se implementan los mismos conectores propuestos para el *array*.

Para el conector lateral del puerto de alimentación se barajan varias opciones y finalmente se elige y adapta un conector a 90° con posibilidad de unir a panel mediante tuerca y arandela de bloqueo como el que se muestra en la Ilustración 3-51. Esta decisión obliga a la estructura a ofrecer la interfaz mecánica pertinente para recibir este conector (Ilustración 3-51). Salvando este detalle y la no necesidad de tomar como referencia mecánica el plano de masa como era necesario en el *array*, el diseño de la estructura mecánica de la red de alimentación es inmediata y se muestra en la Ilustración 3-52.

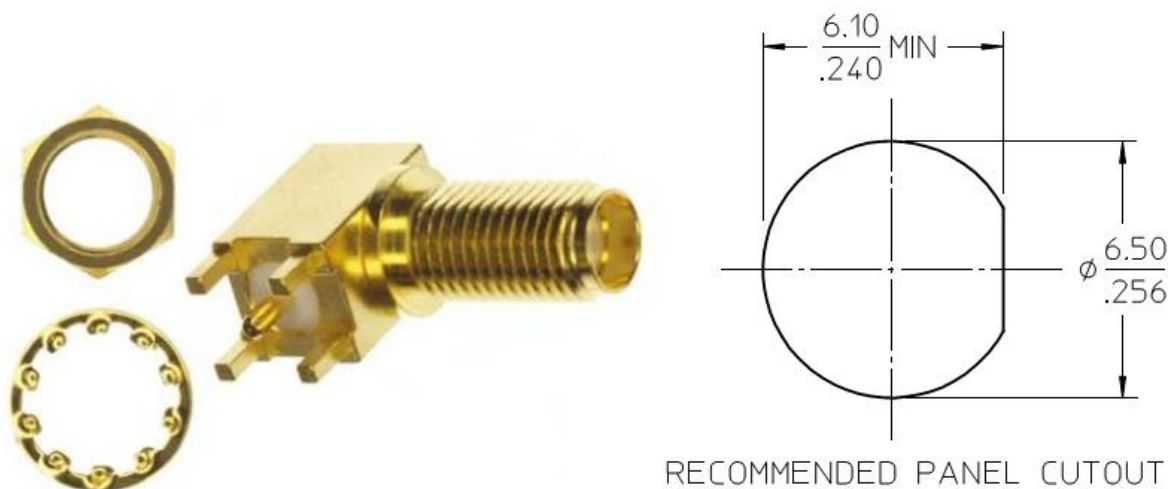


Ilustración 3-51: Conector de panel a 90° e interfaz recomendada

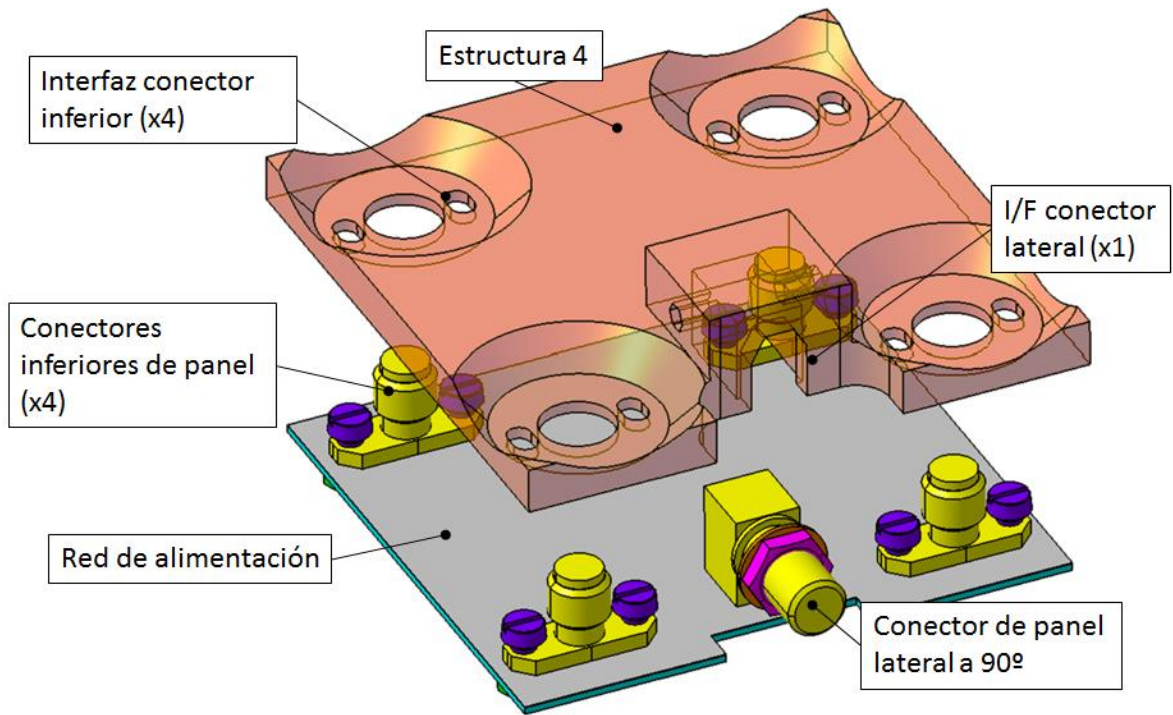


Ilustración 3-52: Explosión vertical del montaje de la red de alimentación

4 INTEGRACIÓN. ANTENA COMPLETA

Una vez optimizados cada uno de los elementos que forman la antenna se llega finalmente al análisis de la antenna o celda base de una futura antenna sectorial.

4.1 ANÁLISIS PRELIMINAR. COMBINACIÓN DE REDES

Dado que tenemos caracterizadas las redes de ambos elementos, previo al modelado completo de la antenna, se procede a la combinación de las matrices de parámetros 'S' del *array* y de la red de alimentación. El sistema resultante lo podemos ver como una red de un solo puerto por el que se introduce una potencia y responde reflejando parte de ella. El esquema de la combinación se presenta a continuación: la red de cuatro puertos (*array*) se une a cuatro de los cinco puertos de la red de alimentación, el puerto libre es el de alimentación.

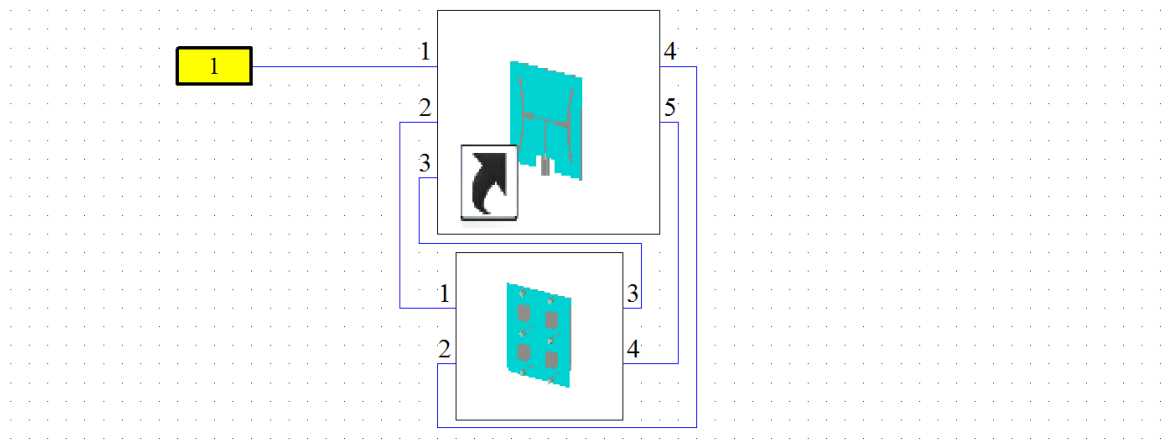


Ilustración 4-1: Combinación de matrices de parámetros 'S'. *Array* + red de alimentación

Este sencillo análisis nos muestra una adaptación ligeramente fuera de requisito (i.e. $>-15\text{dB}$) en parte de la banda de trabajo.

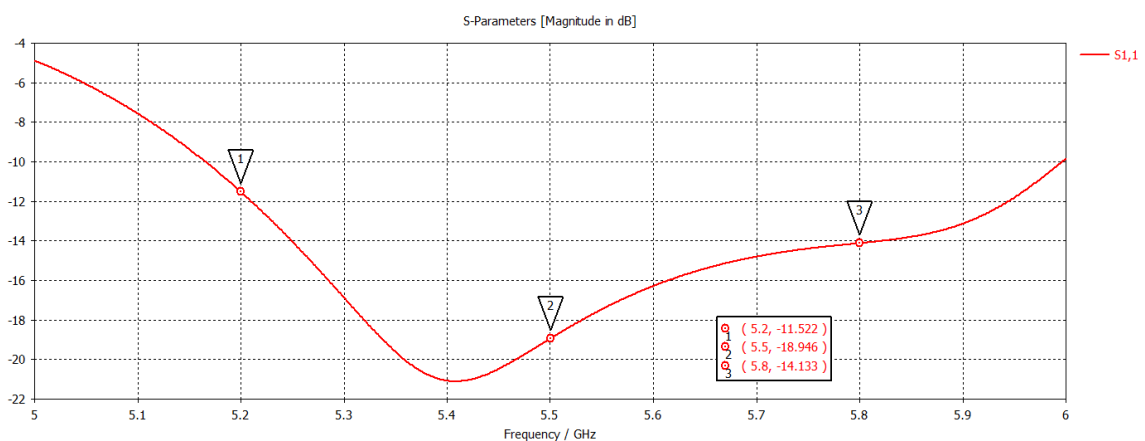


Ilustración 4-2: Coeficiente de reflexión como combinación de redes (*array* + red)

4.2 ANÁLISIS POR ELEMENTOS FINITOS DE LA ANTENA

Seguidamente se genera el modelo de elementos finitos de la antena (Ilustración 4-3) y se obtienen las prestaciones de la antena.

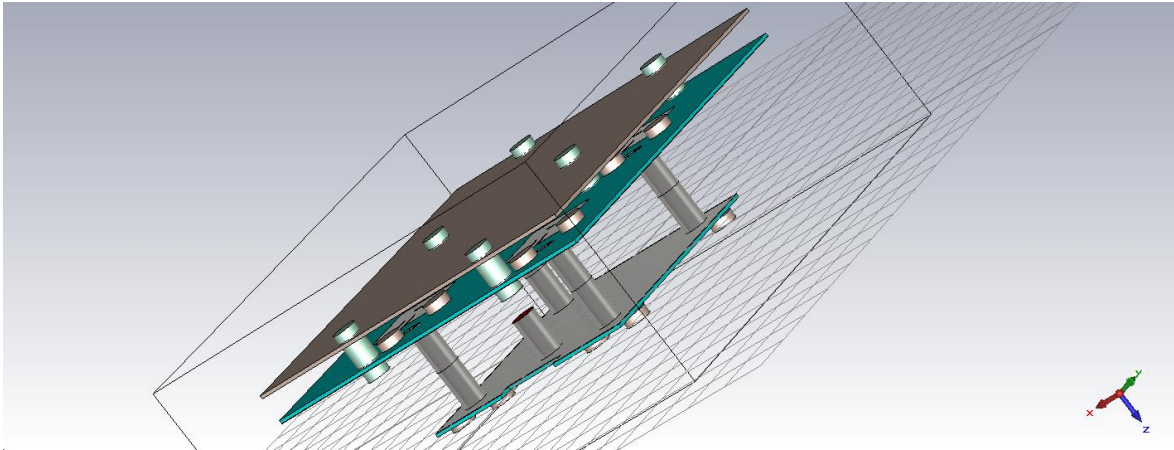


Ilustración 4-3: Modelo de elementos finitos de la antena completa

En la Ilustración 4-4 se observa el efecto dispersivo resultado de la combinación de ambos elementos. Esto sucede como consecuencia de la diferente longitud eléctrica de las líneas de transmisión en función de la frecuencia. Observando el módulo del coeficiente de reflexión en la Ilustración 4-5, se detecta un ligero desplazamiento de la adaptación a frecuencias más altas. Sin embargo, con un incumplimiento marginal del requisito en los primeros 100 MHz de la banda de trabajo se considera una predicción aceptable para seguir adelante y no dedicar más tiempo a la fase de diseño.

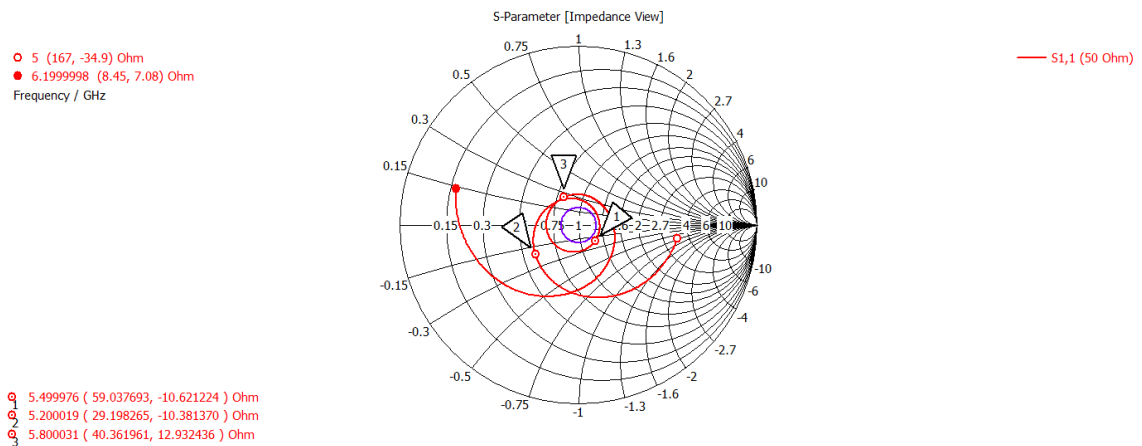


Ilustración 4-4: Adaptación del modelo completo de la antena (en carta de Smith)

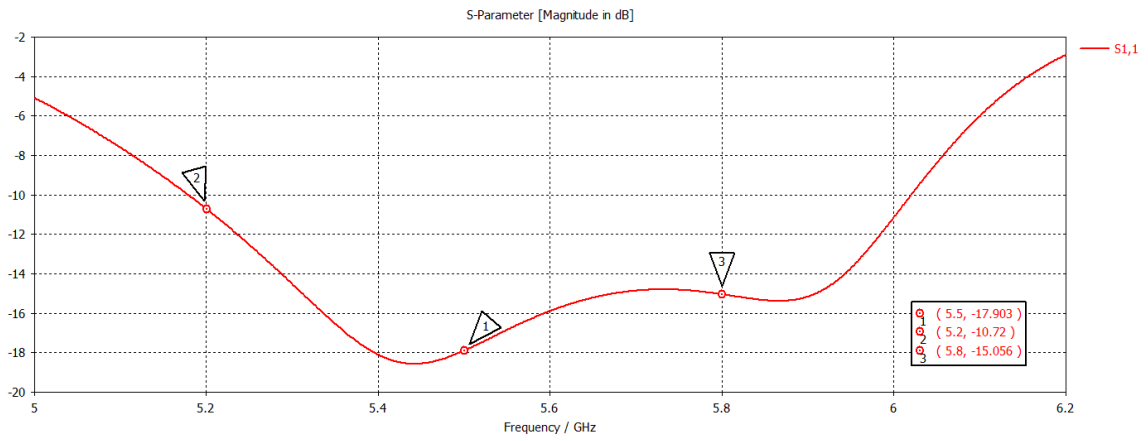


Ilustración 4-5: Adaptación del modelo completo de la antena

De nuevo, al igual que con el parche, se presentan los diagramas de radiación, la ganancia y el nivel de lóbulos secundarios esperado para las frecuencias de interés (i.e. 5.2, 5.5 y 5.8 GHz) resultado de la simulación.

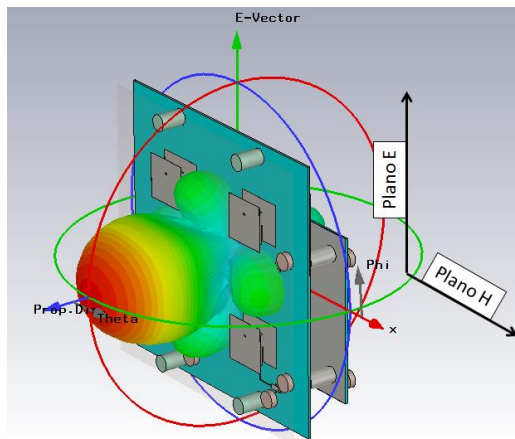


Ilustración 4-6: Direcciones cortes con plano E y plano H de la antena

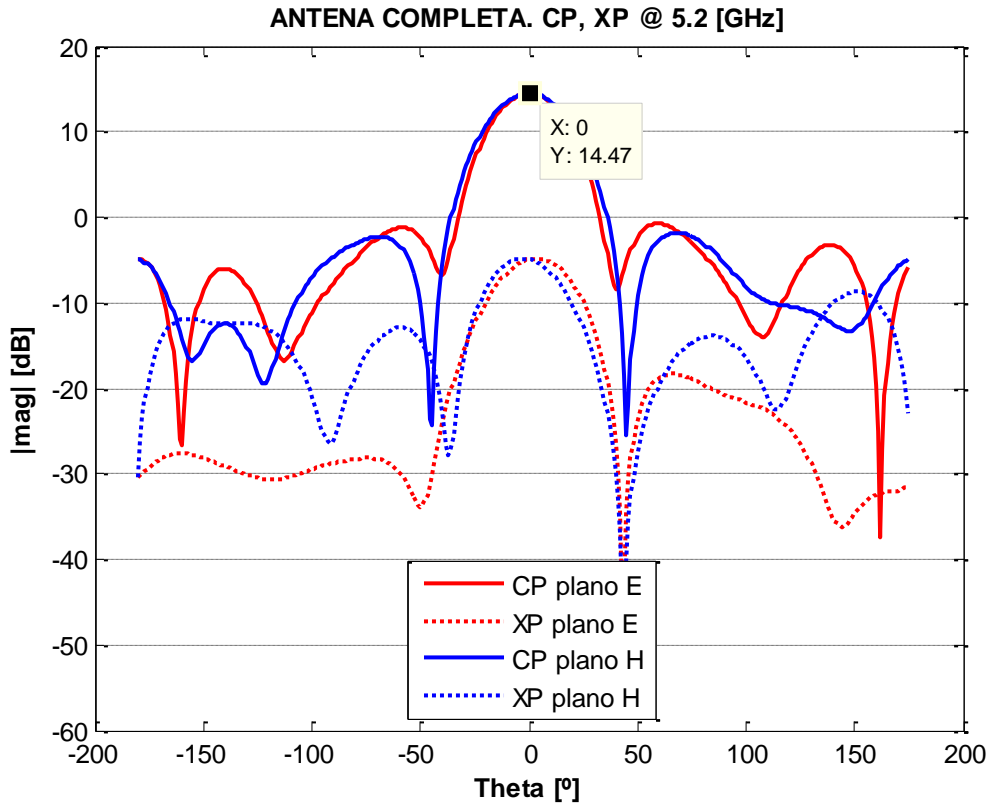


Ilustración 4-7: Ganancia en campo lejano @ 5.2 GHz. Antena completa

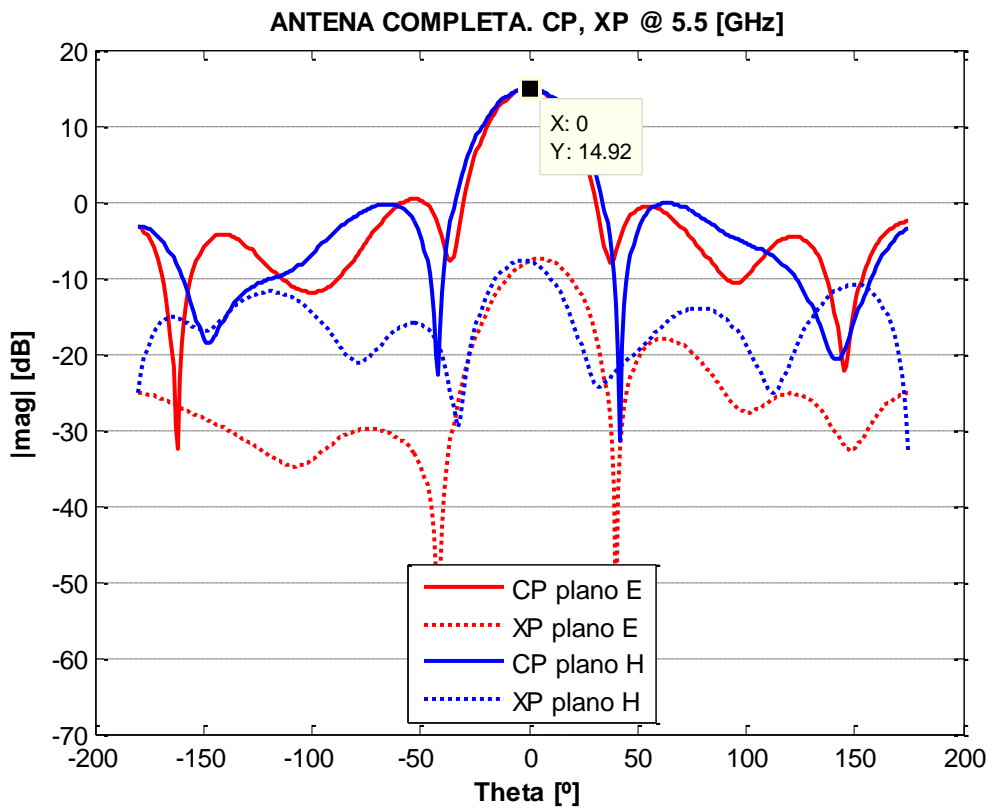


Ilustración 4-8: Ganancia en campo lejano @ 5.5 GHz. Antena completa

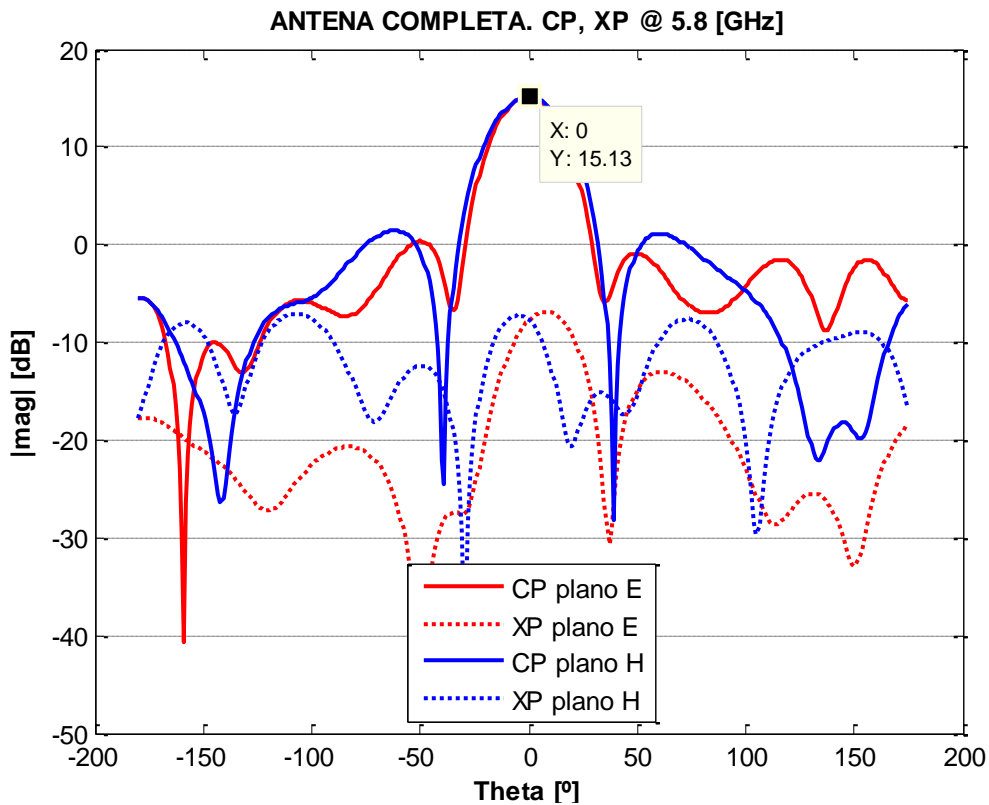


Ilustración 4-9: Ganancia en campo lejano @ 5.8 GHz. Antena completa

De las ilustraciones anteriores se obtienen los siguientes valores característicos del parche apilado diseñado:

Frecuencia [GHz]	Ganancia [dB]	Ancho de haz plano E a -3 dB [deg]	Ancho de haz plano H a -3 dB [deg]	Lóbulo secundario vs principal (plano E) [dB]	Lóbulo secundario vs principal (plano H) [dB]
5.2	14.4	32.5	35.9	-15.2	-16.3
5.5	14.9	30.4	34.1	-14.6	-15.1
5.8	15.1	28.7	32.5	-14.8	-13.7

Tabla 4-1: Prestaciones antena simulada

Es importante destacar el estrechamiento de haz. Éste era de esperar ya que una de las características de un *array* de parches como el que se presenta, es su mayor directividad respecto a su elemento unitario. Sin embargo, al igual que en el parche, su mayor haz sucede en el corte con el plano H, por lo que confirma que éste será el propicio para conformar una antena sectorial con celdas base igual a la antena descrita en este proyecto.

Por último, se presentan dos gráficas comparando los resultados del FEM con las predicciones producto del diagrama de elemento unitario por el factor de *array* para 41mm de distancia entre elementos que se presentó en §3.2, Array bidimensional (2x2). Con una tan sólo una diferencia de menos de 5dB en cuanto a niveles de lóbulos secundarios en el corte por el plano E, se considera, como era de esperar, que la predicción es válida para estimar el comportamiento del *array*.

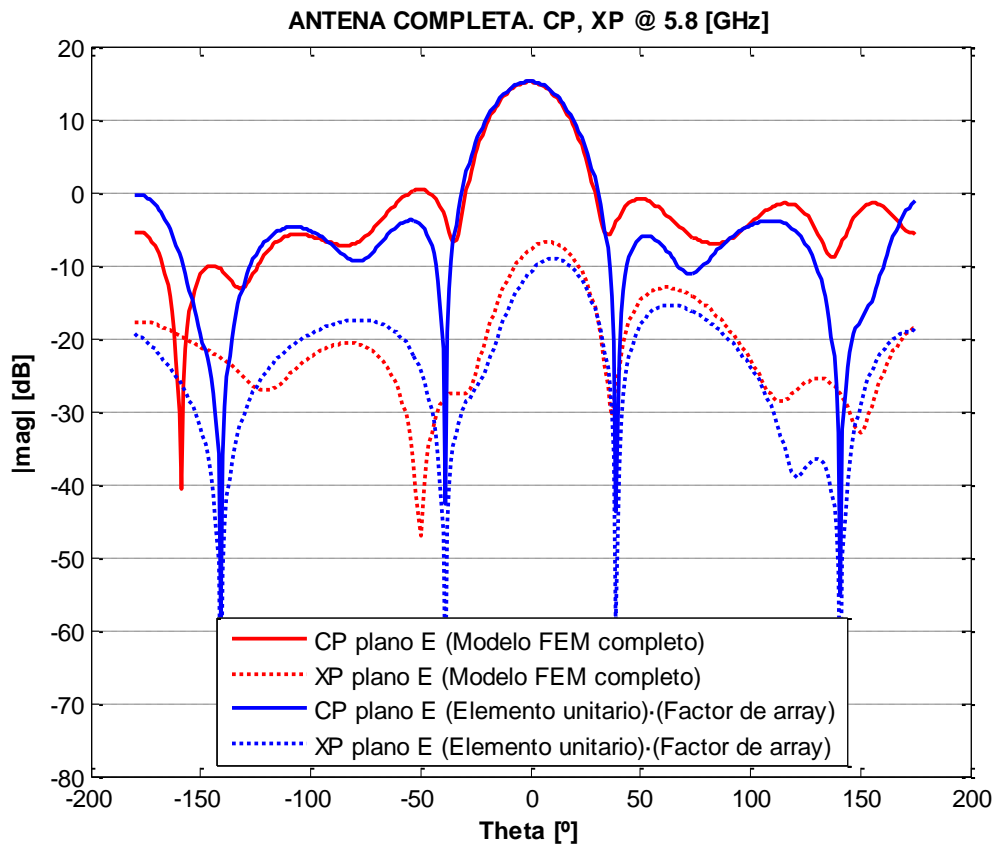


Ilustración 4-10: Predicción FEM vs Predicción Elemento unitario por Factor de *array* (Plano E)

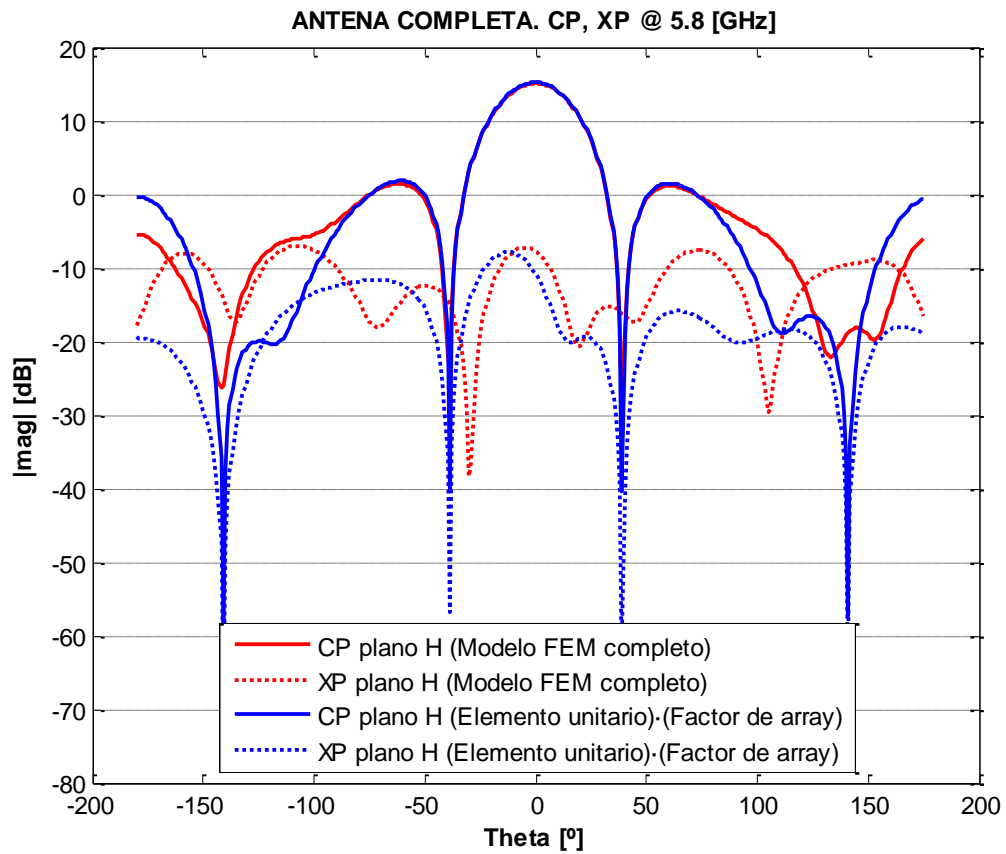


Ilustración 4-11: Predicción FEM vs Predicción Elemento unitario por Factor de *array* (Plano H)

La siguiente tabla enfrenta valores concretos a las frecuencias de interés y resalta dónde se encuentran las mayores discrepancias.

Frecuencia [GHz]	Ganancia [dB]		Ancho de haz plano E a -3 dB [deg]		Ancho de haz plano H a -3 dB [deg]		Lóbulo secundario vs principal (plano E) [dB]		Lóbulo secundario vs principal (plano H) [dB]	
	$E_i \cdot F_A$	FEM	$E_i \cdot F_A$	FEM	$E_i \cdot F_A$	FEM	$E_i \cdot F_A$	FEM	$E_i \cdot F_A$	FEM
5.2	14.3	14.4	34.5	32.5	35.8	35.9	-19.5	-15.2	-16.7	-16.3
5.5	14.7	14.9	32.4	30.4	34.2	34.1	-18.8	-14.6	-14.9	-15.1
5.8	17.9	15.1	30.4	28.7	32.7	32.5	-18.9	-14.8	-13.3	-13.7

Tabla 4-2: Tabla comparativa de prestaciones. FEM vs Predicción Elemento unitario por Factor de *array*

4.3 DISEÑO MECÁNICO. ESTRUCTURAS 5 Y 6

Estrictamente no se necesitan más estructuras que las ya descritas para hacer el montaje de la antena completa. La estructura descrita en este apartado es la encargada de unir la antena al posicionador de la cámara anecoica para medir sus prestaciones. Los requisitos que debe cumplir esta estructura son:

- Debe ofrecer la interfaz descrita en la Ilustración 1-4 para poder unirla al posicionador.
- Se debe unir a la estructura del *array* (i.e. estructura 3) en los 4 puntos provistos para ello (ver Ilustración 3-38, *interfaz 3.c rígida*).
- Los desalineamientos acumulados desde la unión a la estructura 3 hasta la interfaz del posicionador deben ser minimizados. La incertidumbre en las prestaciones de apuntamiento debidas al montaje deben poder considerarse despreciables.
- Debe facilitar el montaje del conjunto en el posicionador en la medida de lo posible; teniendo en cuenta el acceso al conector coaxial.

La solución propuesta se describe en la siguiente figura. Se decide hacer un montaje con cuatro pilares (estructuras 6) que se atornillan, por un lado a la estructura 3 (*array*) y por el otro extremo a la estructura 5, que es la encargada de la unión al posicionador.

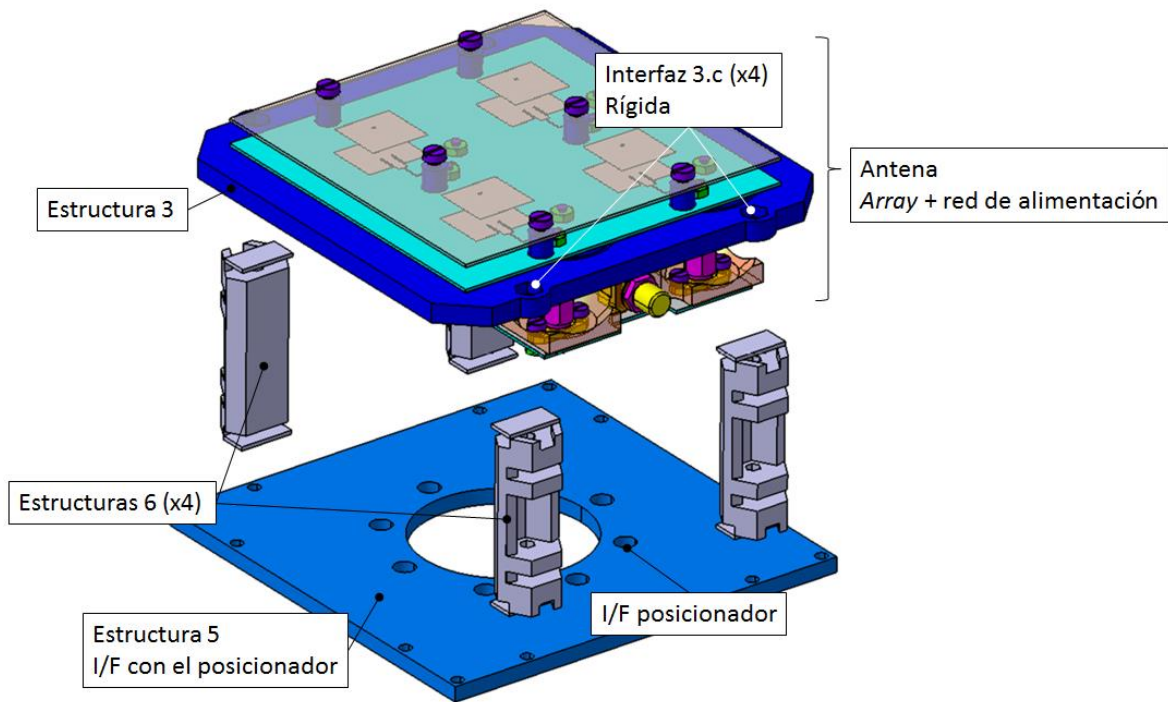


Ilustración 4-12: Explosión vertical del montaje completo

Como puede observarse en la Ilustración 4-13, en las estructuras 6 se han incorporado unos “talones” que ayudan a montar el conjunto garantizando repetibilidad entre montajes y limitando los desalineamientos y desapuntados entre estructuras 5 y 3. Una estimación de estas perturbaciones se propone en **§iError! No se encuentra el origen de la referencia.** Adicionalmente, para facilitar el montaje de cada unión atornillada, se embeben las tuercas de teflón (M3) como muestra la Ilustración 4-13. Finalmente, el espaciado entre estructuras 6 permite el acceso al conector de alimentación de la red.

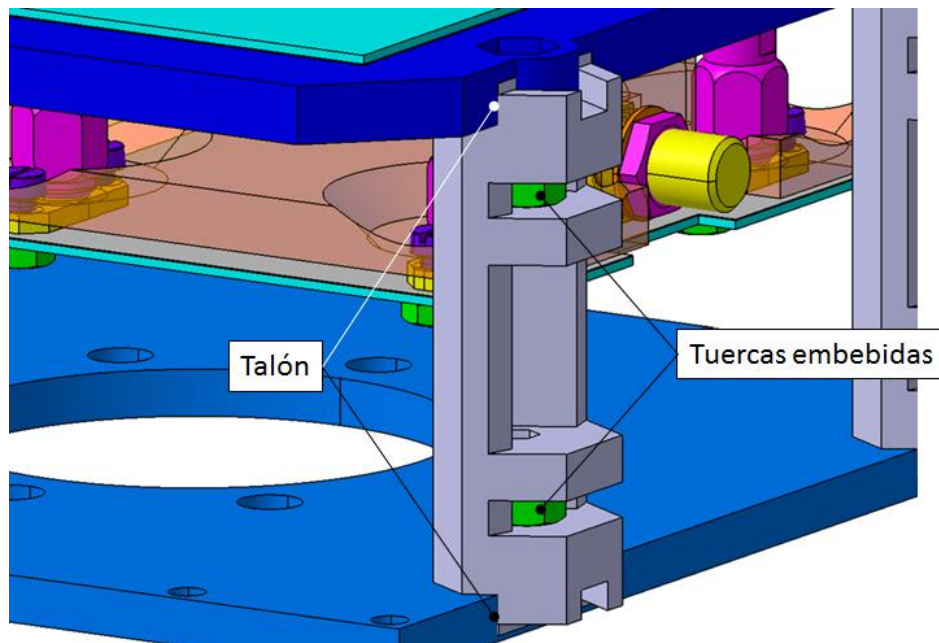


Ilustración 4-13: Estructuras 6. Imagen de detalle

5 Pruebas y resultados

En este apartado se muestran los resultados obtenidos de cada elemento fabricado así como del conjunto integrado. Adicionalmente se hace un estudio de correlación en los casos pertinentes, tras fabricado. Finalmente se incluye un subapartado de caracterización del *setup* fabricado y su estimación de error en el *budget* de apuntado de la antena completa.

5.1 EL PARCHE. FABRICACIÓN Y MEDIDAS

El resultado de la fabricación descrita en §3.1 se puede ver a continuación:

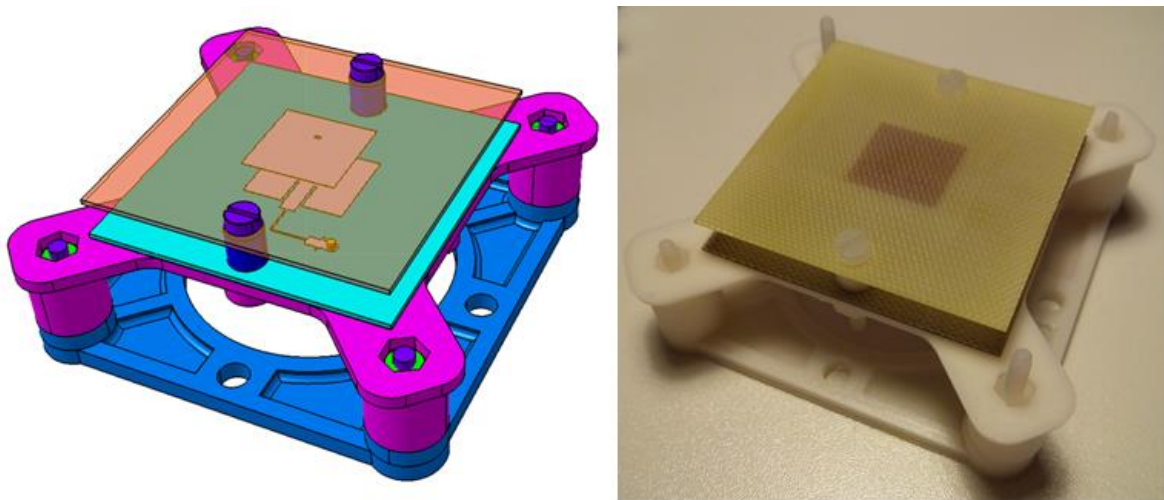


Ilustración 5-1: Parche fabricado

La primera medida realizada es la de caracterización de las reflexiones debidas a la desadaptación. Como se puede ver a continuación, el lazo obtenido, aunque centrado en la impedancia, dista de lo esperado de las simulaciones. Más adelante se propone una correlación que trata de explicar las diferencias obtenidas. La adaptación conseguida finalmente no cumple el requisito ($\leq -15\text{dB}$) entre 5.45 y 5.75 GHz donde se obtiene un valor menor de -13 dB .

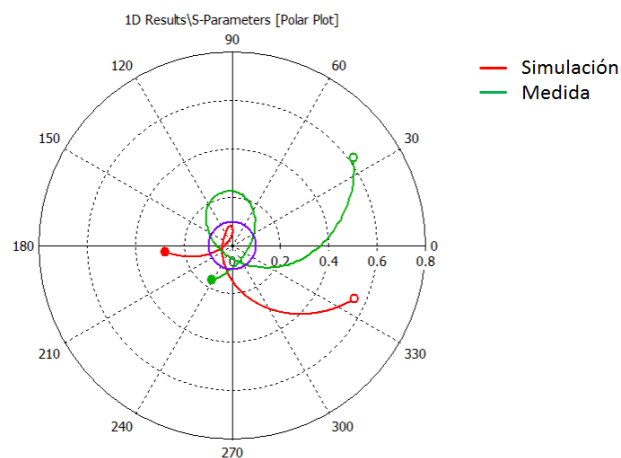


Ilustración 5-2: Medidas parche. Adaptación

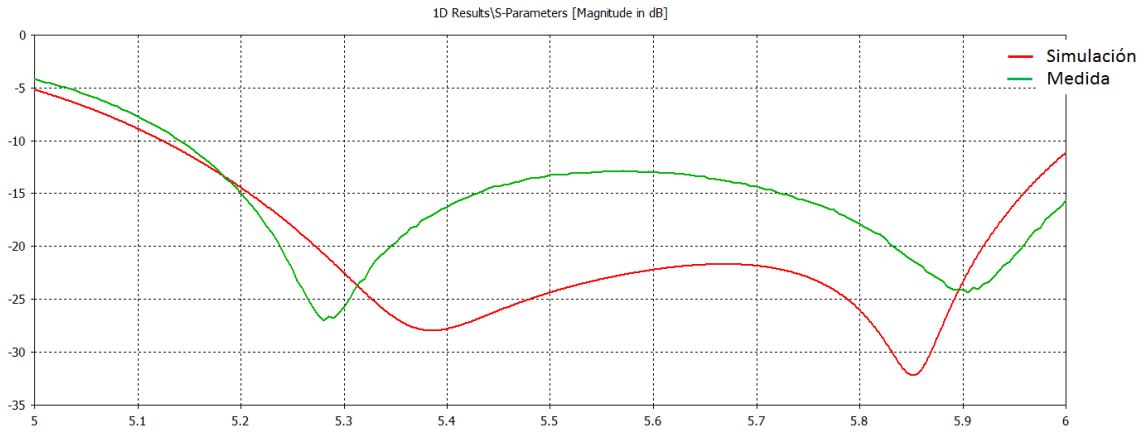


Ilustración 5-3: Medidas parche. Adaptación

En cuanto a la ganancia obtenida en el parche, se puede ver en la Ilustración 5-4 una diferencia máxima de 2dB en el inicio de la banda de trabajo. Se puede resumir una ganancia para el parche de entre 6 y 8 dB.

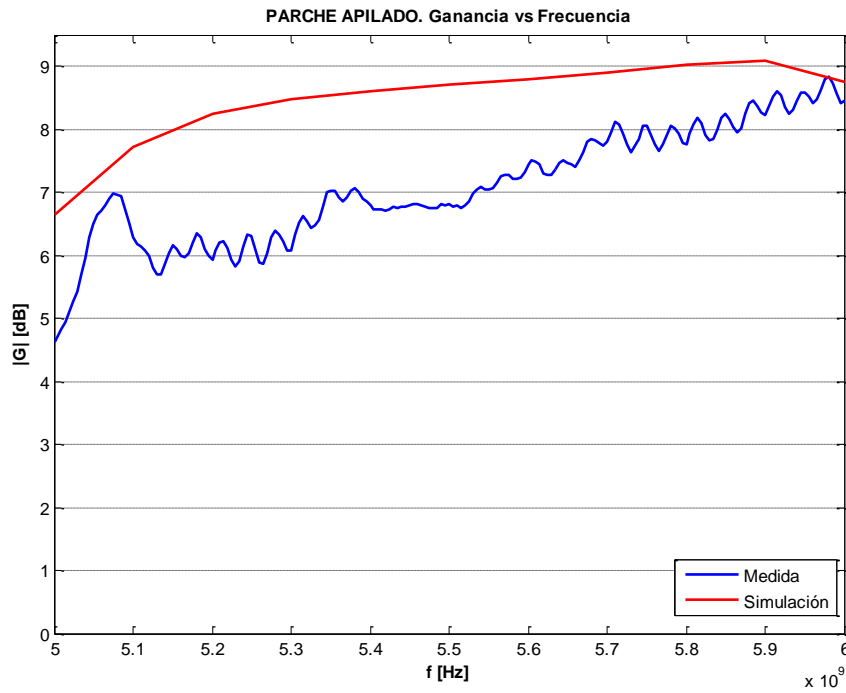


Ilustración 5-4: Medidas parche. Ganancia

Por último se presentan los diagramas de radiación (cortes por planos E y H) normalizados y enfrentados a la simulación para las frecuencias de interés 5.2, 5.5 y 5.8 GHz.

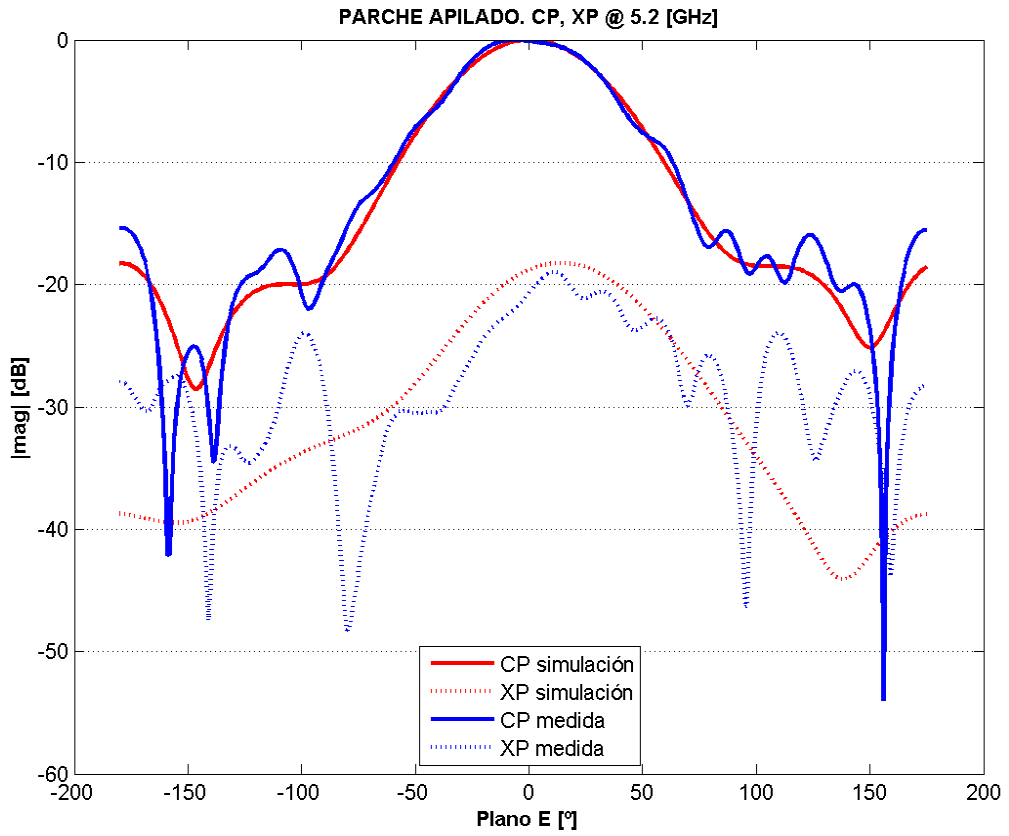


Ilustración 5-5: Medidas parche. Diagrama de radiación plano E @ 5.2GHz

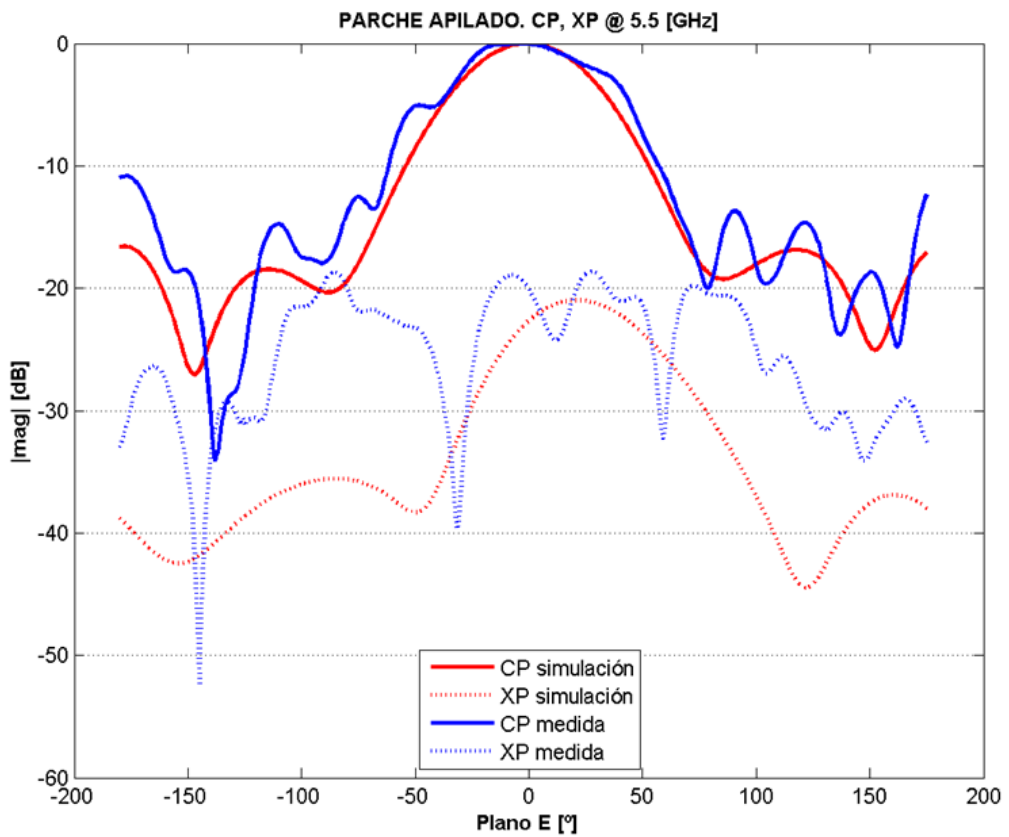


Ilustración 5-6: Medidas parche. Diagrama de radiación plano E @ 5.5GHz

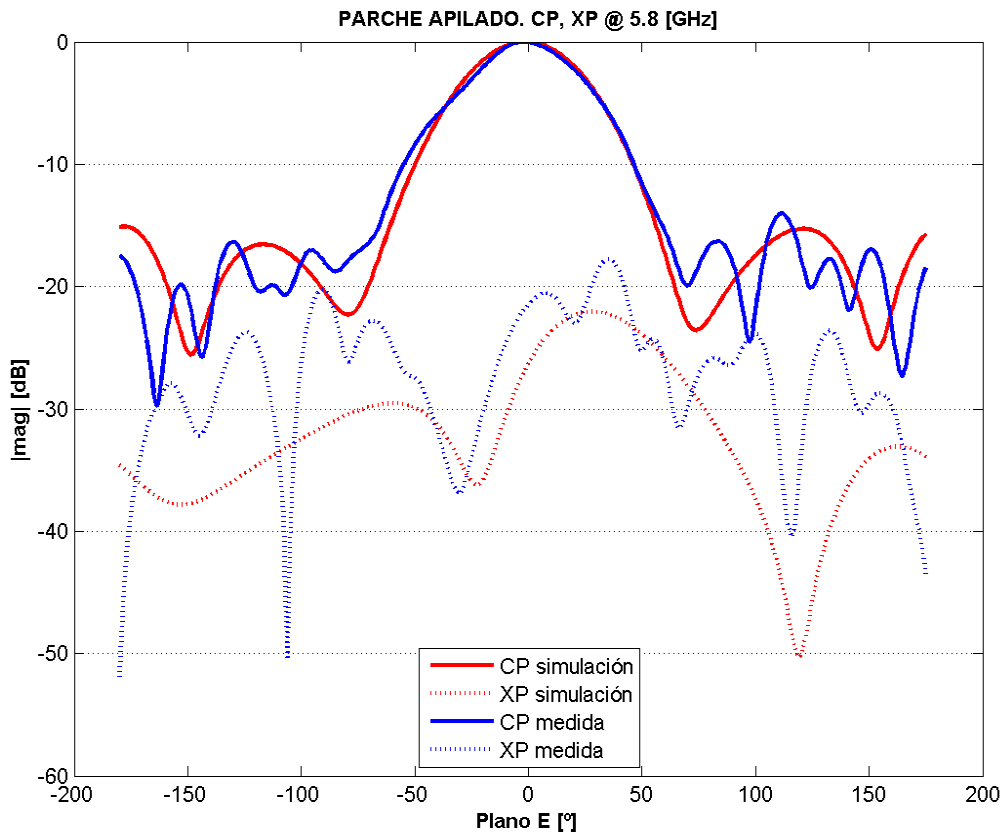


Ilustración 5-7: Medidas parche. Diagrama de radiación plano E @ 5.8GHz

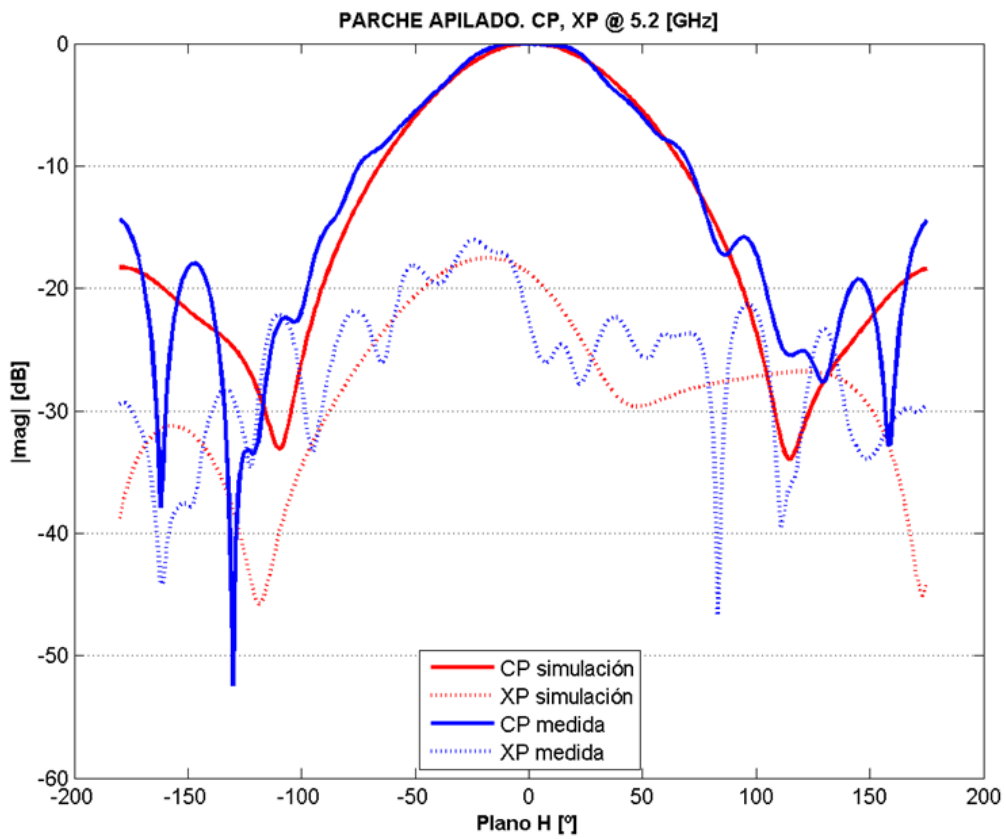


Ilustración 5-8: Medidas parche. Diagrama de radiación plano H @ 5.2GHz

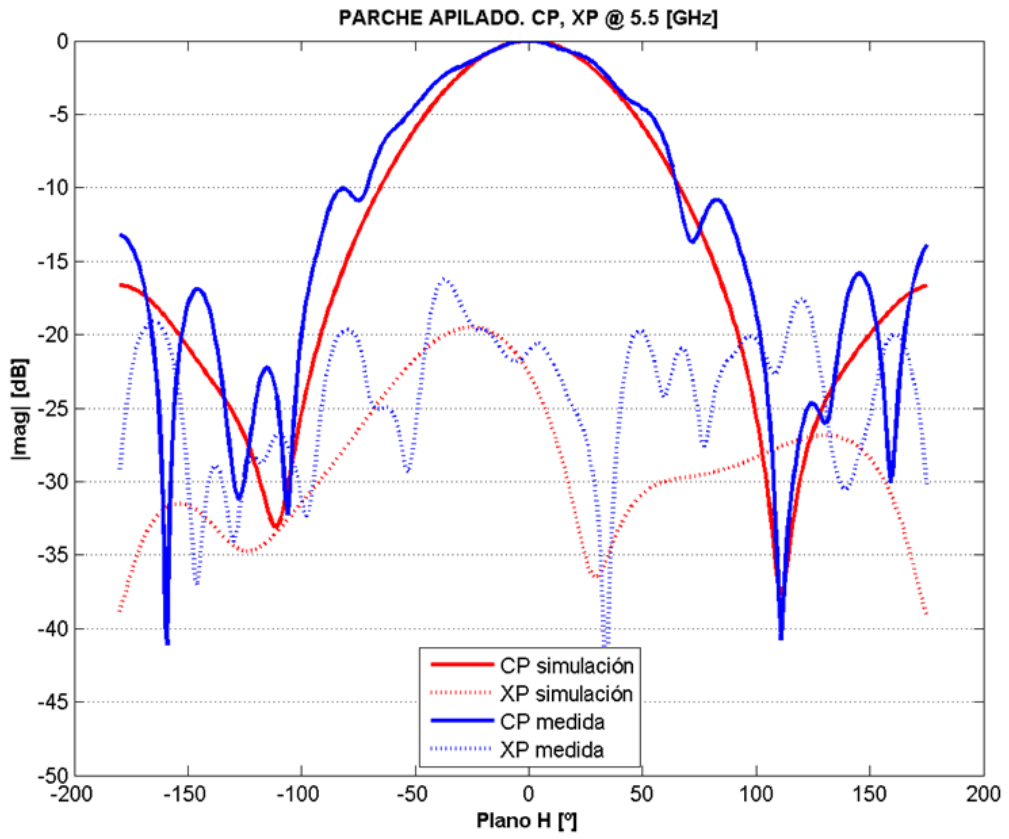


Ilustración 5-9: Medidas parche. Diagrama de radiación plano H @ 5.5GHz

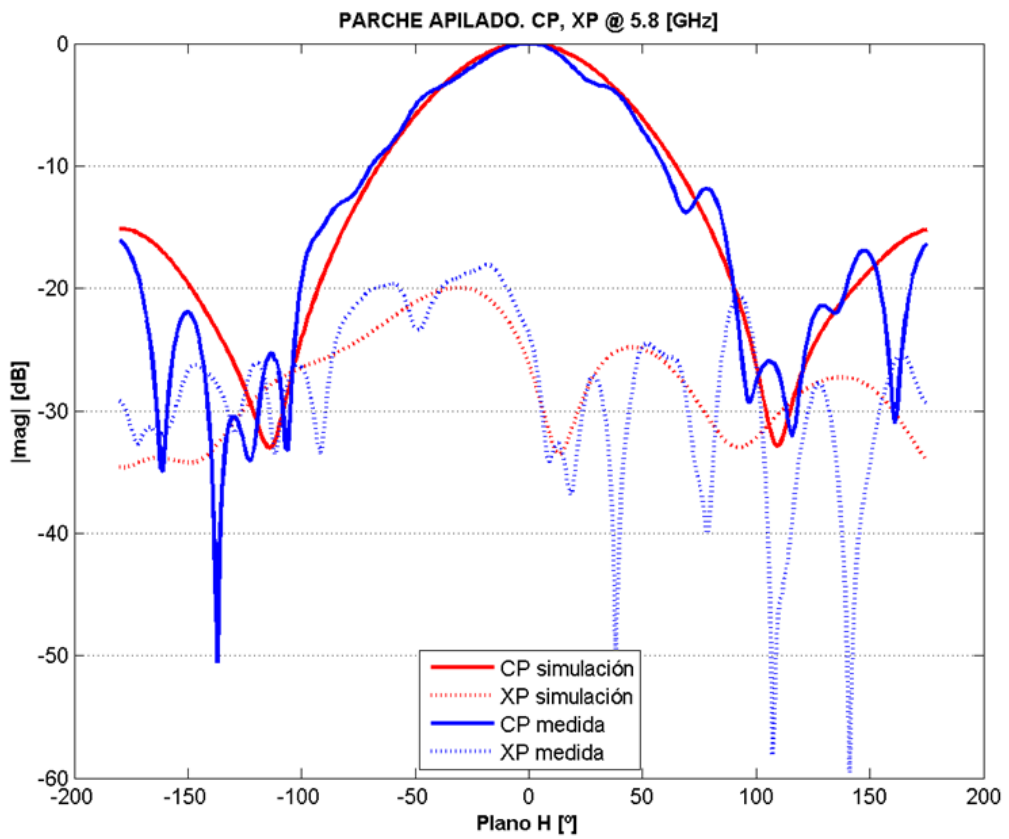


Ilustración 5-10: Medidas parche. Diagrama de radiación plano H @ 5.8GHz

Se concluye que la correlación de los diagramas de radiación del parche es aceptable y que las diferencias notables en cuanto a adaptación y ganancia son suficientes para motivar el ejercicio de correlación de estos parámetros que se presenta a continuación.

5.1.1 CORRELACIÓN DEL PARCHÉ

Dado que se esperaba cierta sensibilidad a la distancia entre parche y parásito en la adaptación, se fabrican al mismo tiempo 3 separadores de PLA con una diferencia en altura de $\pm 0.10\text{mm}$ respecto a la nominal. Se fabrican a la vez todos los separadores necesarios tanto para el parche (x2) como para la antena completa (x6) de manera que se asegure la máxima similitud entre parche y antena. Se caracteriza la influencia de la distancia entre parche y parásito con las tres medidas de separador (ver Ilustración 5-11) así como con el separador flexible que se muestra en la Ilustración 3-26. Estas tres medidas distan mucho de variar como se esperaba (ver Ilustración 3-18) y se toma la decisión de mantener la distancia nominal entre parche y parásito (5.70 mm).

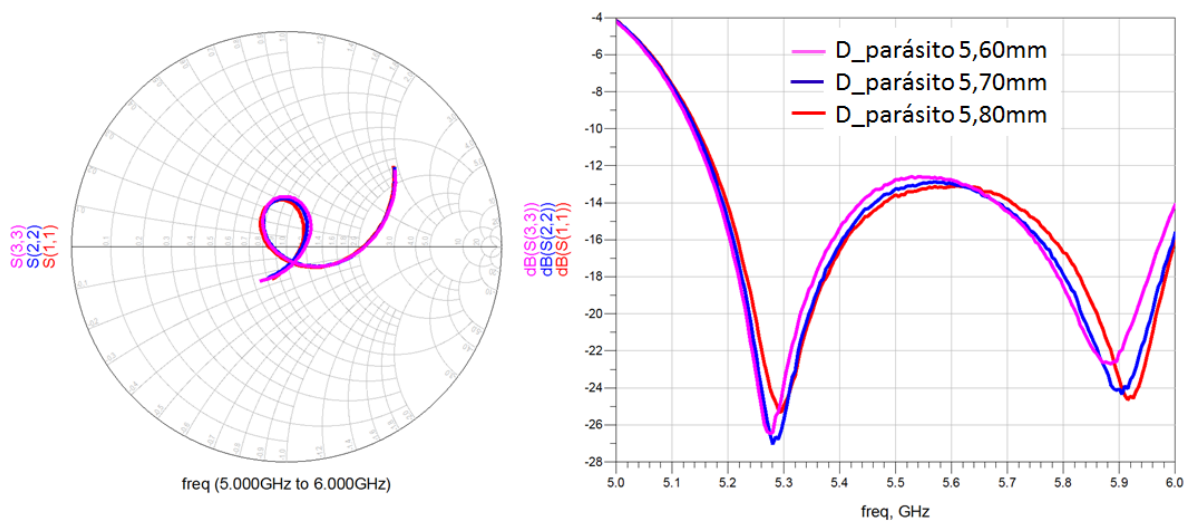


Ilustración 5-11: Medidas parche. Sensibilidad de la adaptación frente a distancia parche-parásito

El espesor del sustrato de RF35 parece explicar en cierta medida la diferente adaptación obtenida. A continuación se presentan 3 curvas: la simulación original, la misma con un espesor menor en 50 micras y la adaptación medida.

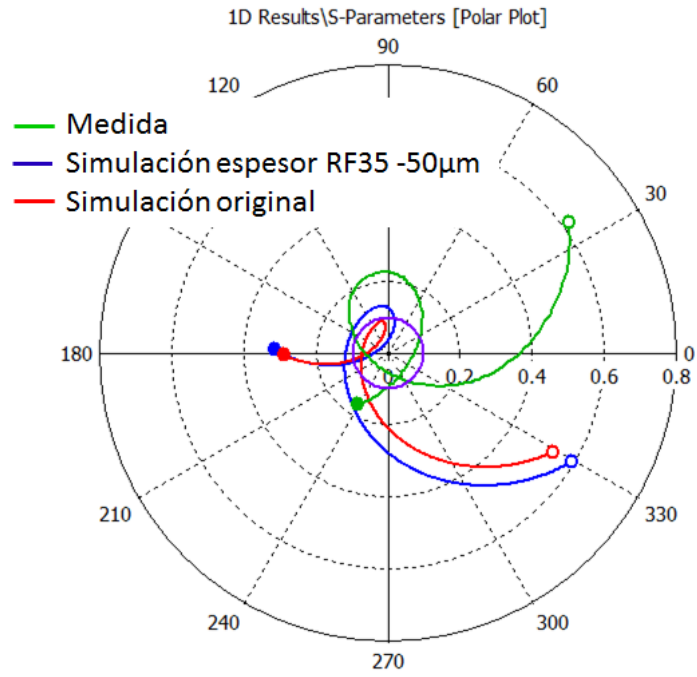


Ilustración 5-12: Efecto espesor RF35 vs medida

Se sospecha que la diferencia en ganancia (Ilustración 5-4) entre modelo y medida puede ser debido a la tangente de pérdidas declarada por el *datasheet* del material y que ésta pueda ser mayor, sin embargo, no se obtiene ningún resultado de análisis concluyente con este parámetro.

5.2 EL ARRAY. FABRICACIÓN Y MEDIDAS

El *array* en su configuración de medida (unido a la estructura 3) se puede ver a continuación incluyendo imágenes de detalle:

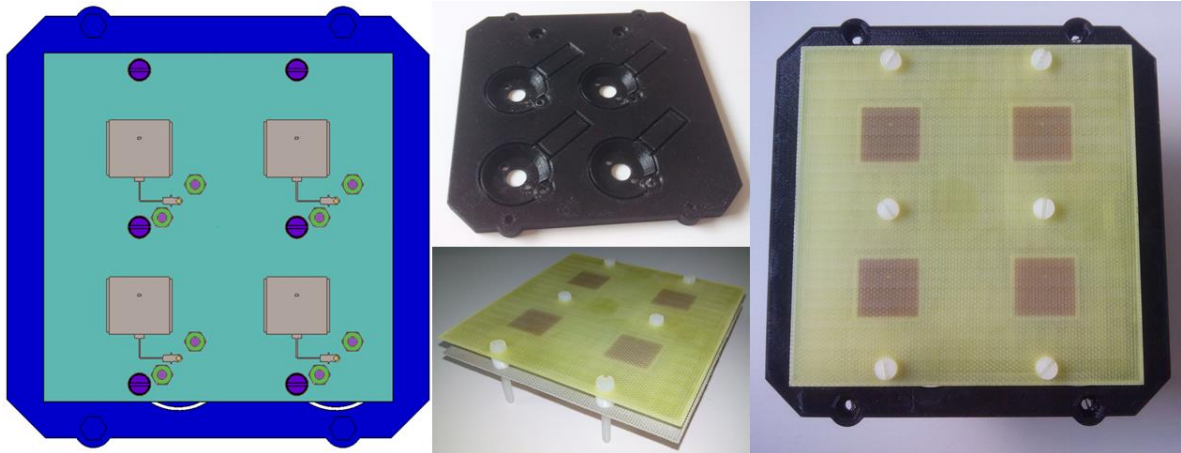


Ilustración 5-13: Array fabricado

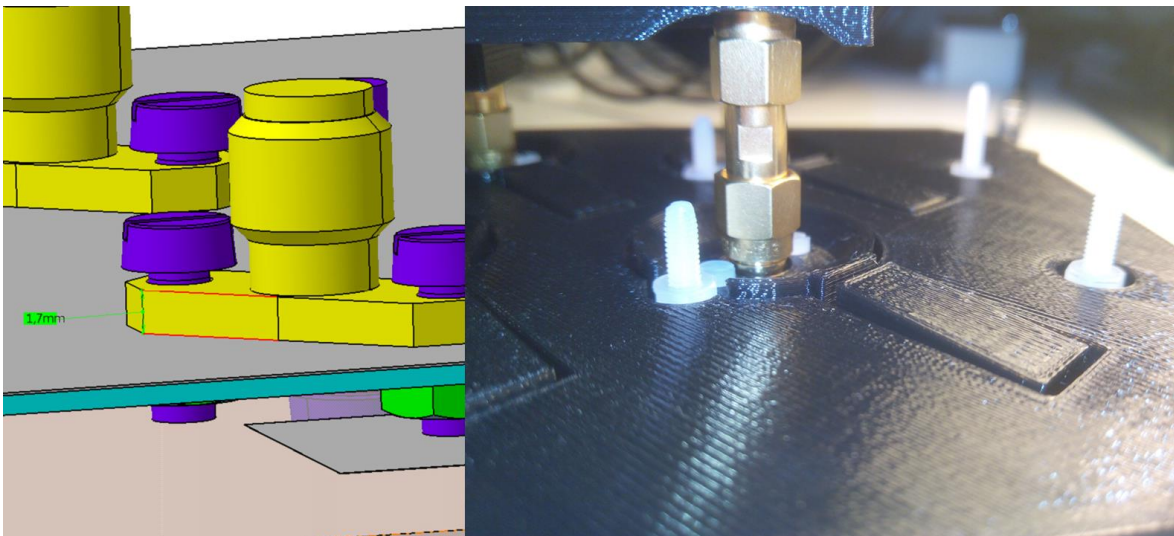


Ilustración 5-14: Array fabricado. Detalle del fleje adaptador de la brida de los conectores

Para la caracterización del *array* se obtuvieron los parámetros de reflexión en cada puerto y los de transmisión entre todos los puertos teniendo en cuenta que:

- La red de cuatro puertos es recíproca (i.e. $S_{xy} = S_{yx}$)
- Los puertos no medidos deben estar cargados con una impedancia de 50Ω para que la potencia recibida por estos puertos se absorba y disipe en calor impidiendo influir en la caracterización que se esté llevando a cabo en cada momento.

A continuación se presentan los parámetros medidos que definen la red de cuatro puertos equivalente al *array* frente a los equivalentes resultado de la simulación. Adicionalmente se incluye en la gráfica la medida del parche como elemento radiante individual. La diferencia en coeficiente de reflexión entre este último y cualquiera de los parches no defectuosos del *array* es mínima pero apreciable.

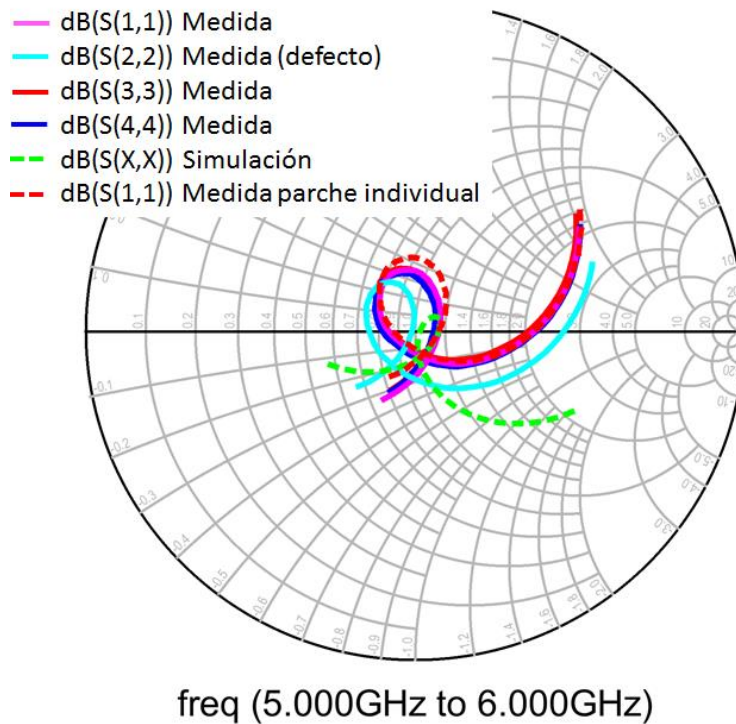


Ilustración 5-15: Medidas *array*. Parámetros de reflexión (carta de Smith)

Como se puede ver en la Ilustración 5-15 uno de los puertos (nº 2) sufre una desadaptación apreciable frente a los otros tres puertos. El motivo es un defecto del parche que se produjo durante la fabricación y que desplaza hacia una impedancia algo menor la adaptación de este parche. Se acepta la desviación y se sigue adelante con la construcción de la antena asumiendo que no tendrá un efecto perceptible en las prestaciones globales de la antena.

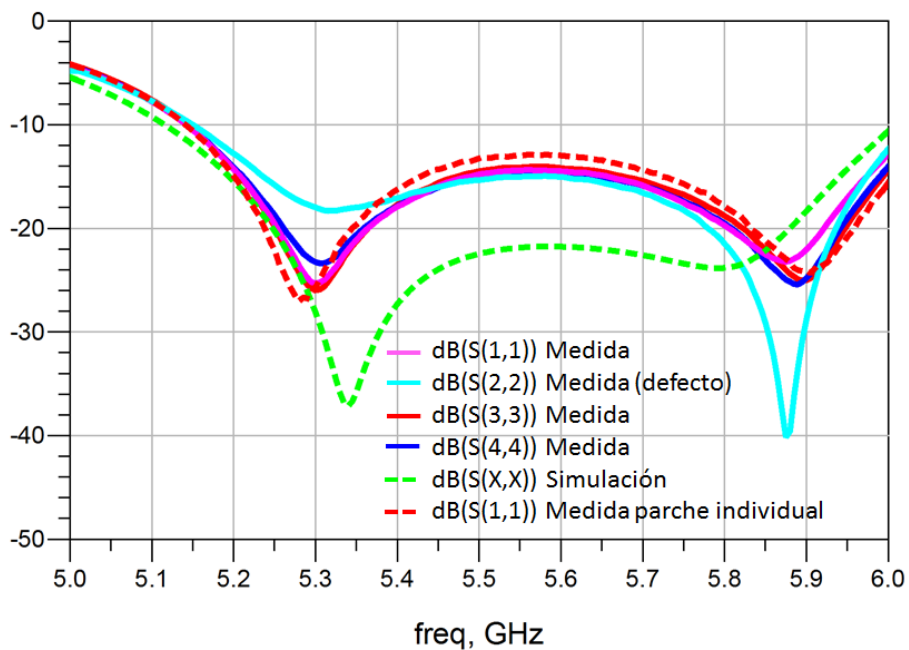


Ilustración 5-16: Medidas *array*. Parámetros de reflexión [dB(S(X,X))]

Las siguientes ilustraciones muestran una muy buena correlación de los acoplos entre los parches del *array*.

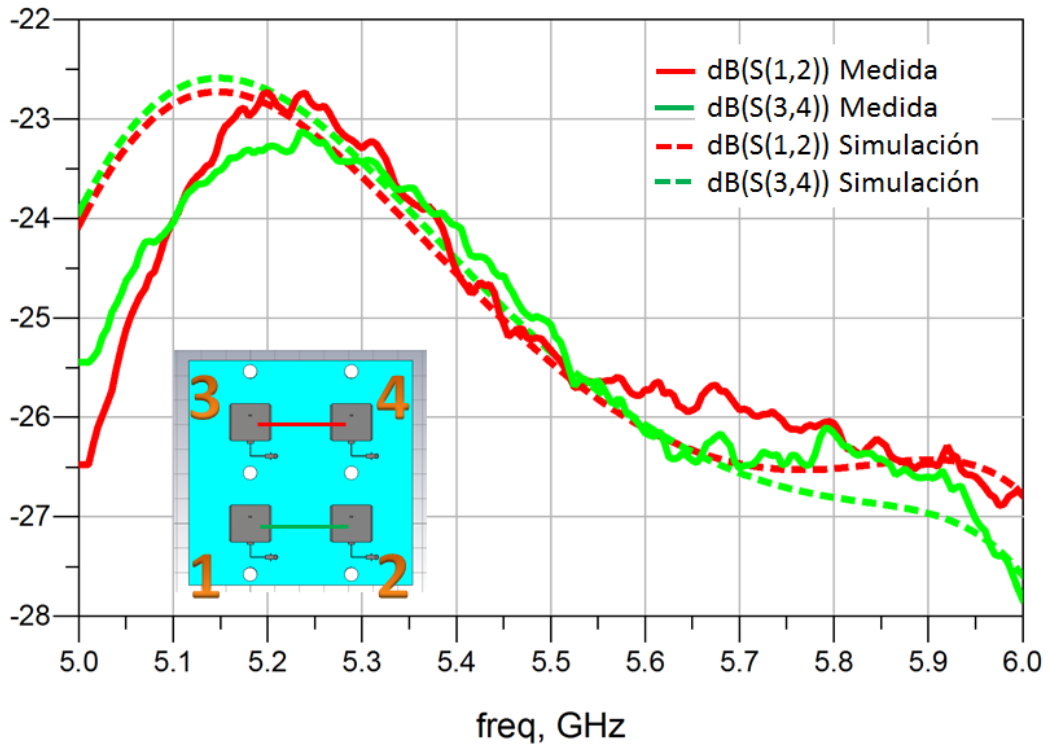


Ilustración 5-17: Medidas array. Parámetros de transmisión (I)

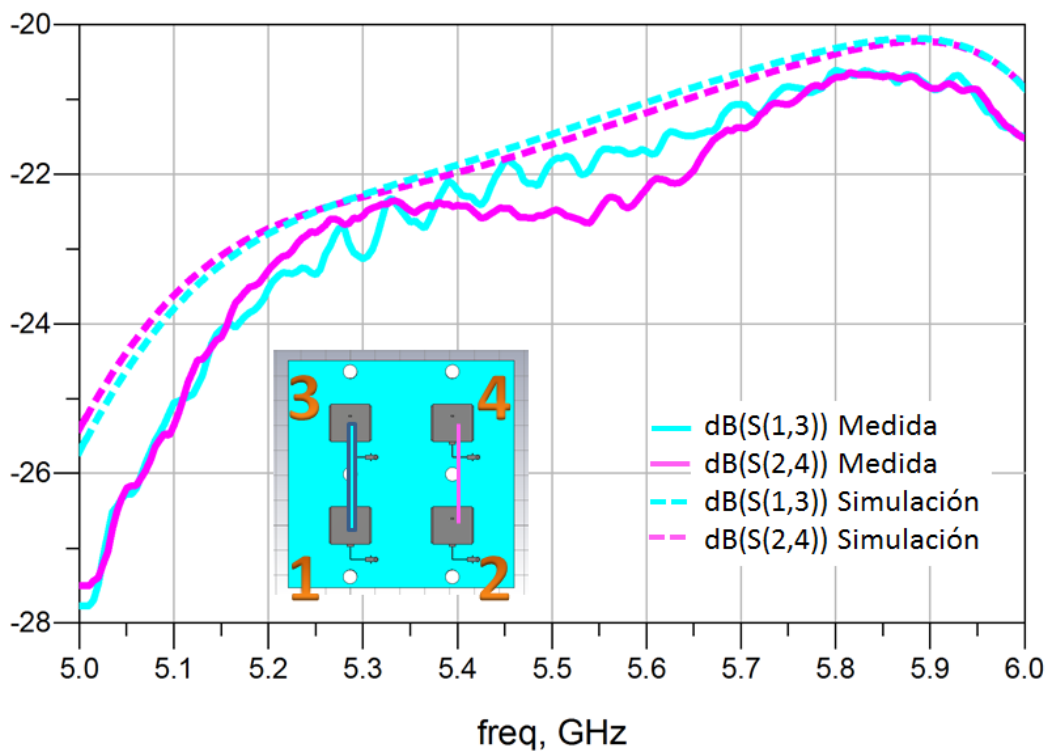


Ilustración 5-18: Medidas array. Parámetros de transmisión (II)

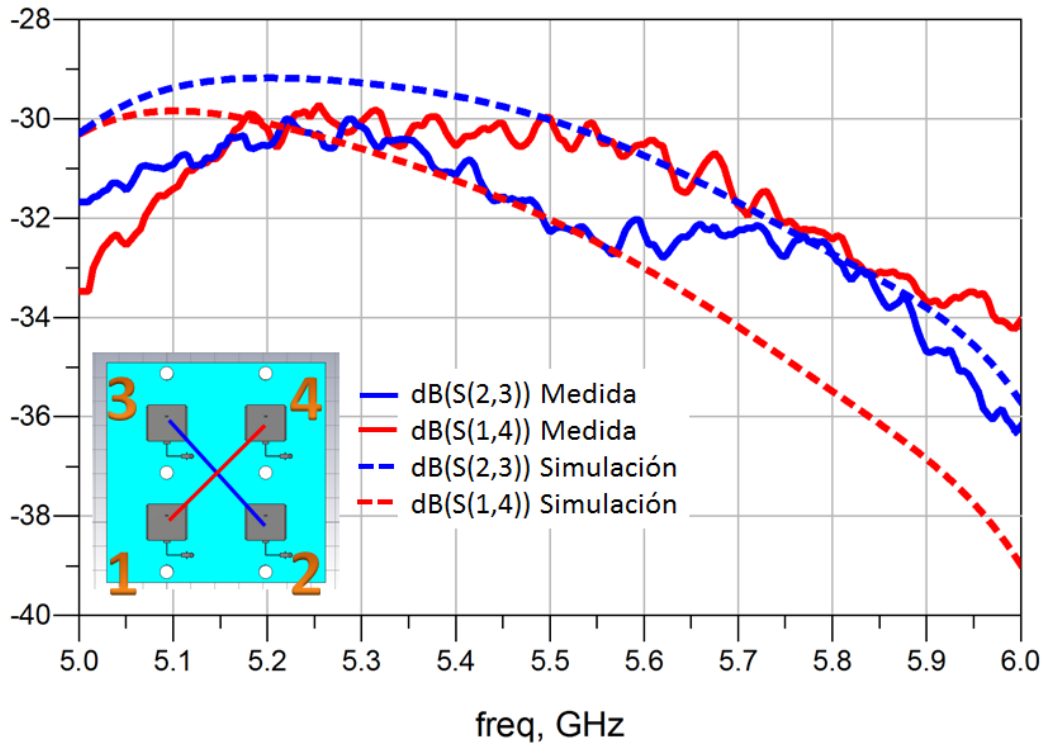


Ilustración 5-19: Medidas array. Parámetros de transmisión (III)

5.3 LA RED DE ALIMENTACIÓN. FABRICACIÓN Y MEDIDAS

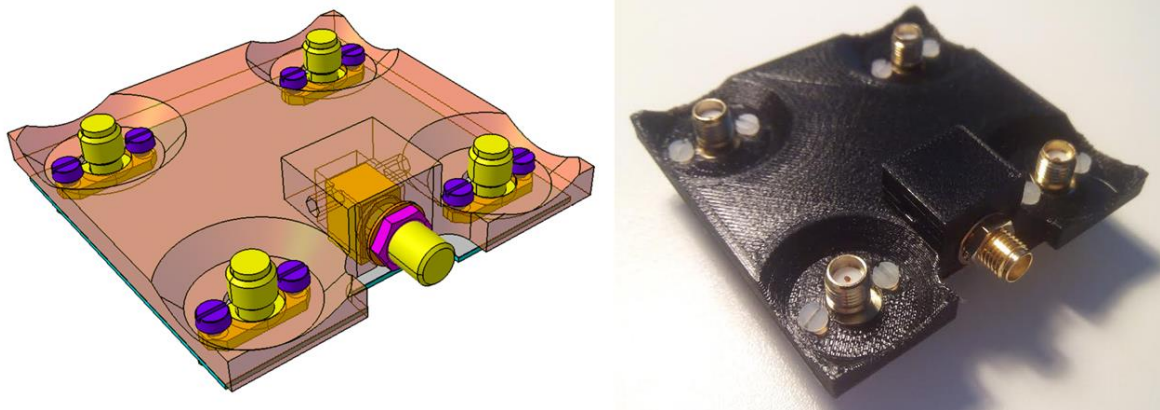


Ilustración 5-20: Red de alimentación fabricada

Una vez fabricada y montada la red de alimentación como se muestra en la Ilustración 5-20 se procede de igual manera que con el array para caracterizar la red que en este caso es de cinco puertos. Como se menciona anteriormente, los puertos no medidos se cargan con impedancias de 50Ω para evitar reflexiones. Como la red diseñada es recíproca por definición, se miden los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} , S_{55} , S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{15} , S_{23} , S_{24} , S_{25} , S_{34} , S_{35} , S_{45} . Con estos parámetros se construye la matriz de parámetros 'S' de la red. A continuación se presentan los parámetros de transmisión en módulo y fase entre el puerto de alimentación (nº 5) y el puerto que posteriormente alimentará cada parche.

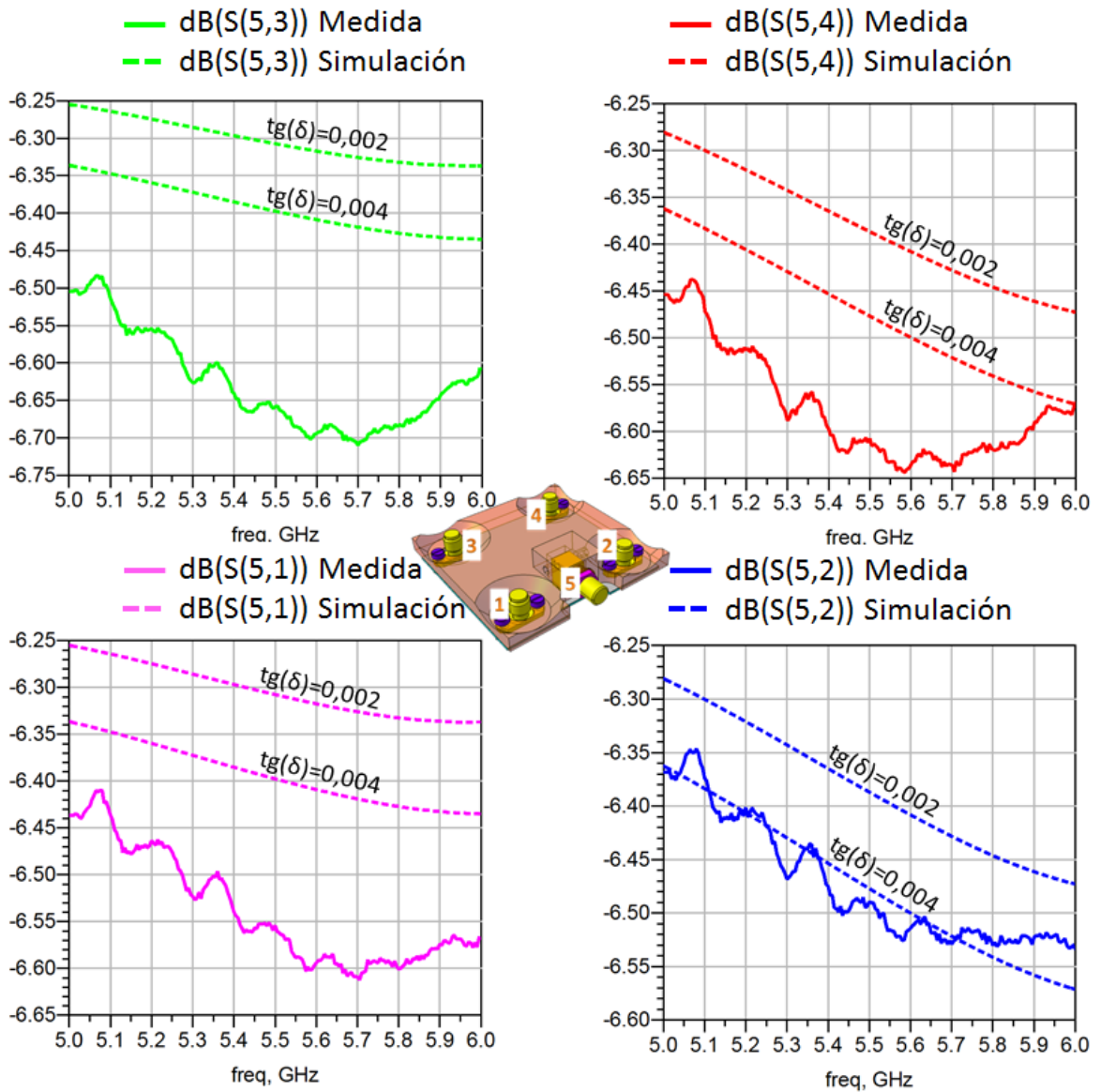


Ilustración 5-21: Medidas red de alimentación. Parámetros de transmisión – $\text{dB}(S(5,X))$

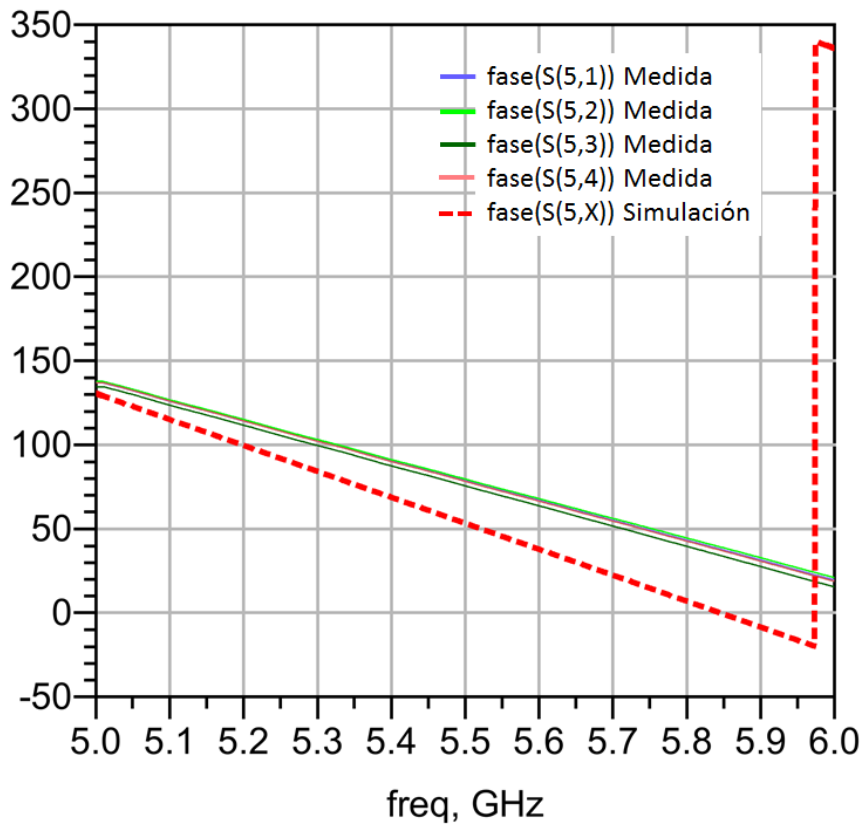


Ilustración 5-22: Medidas red de alimentación. Parámetros de transmisión – fase(S(5,X))

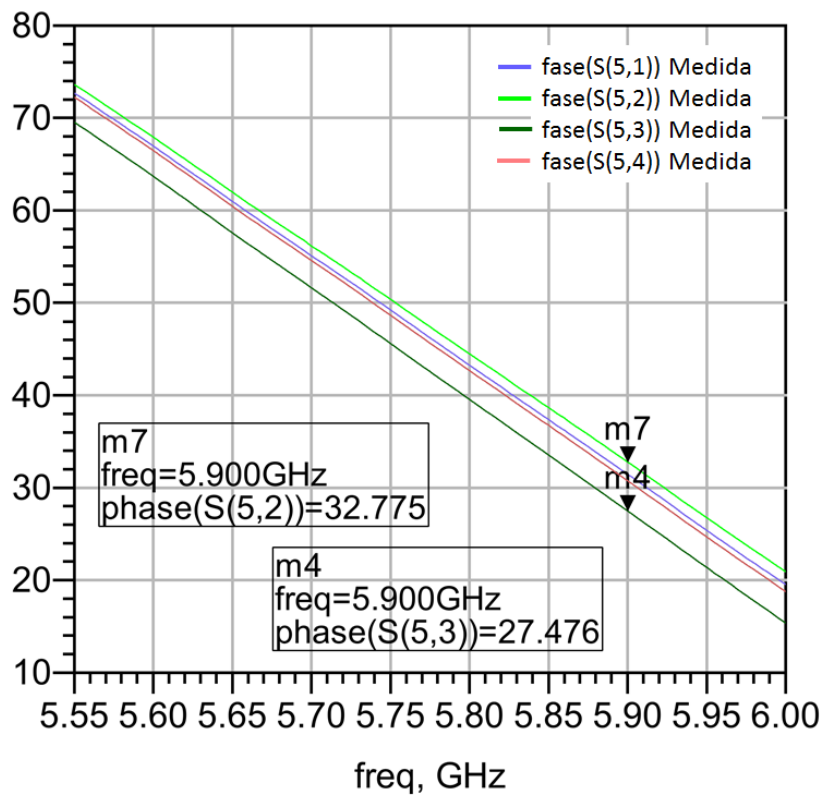


Ilustración 5-23: Medidas red de alimentación. Detalle fase @ [5.55-6.00] GHz

Respecto al módulo de los parámetros de transmisión se aprecia una muy buena correlación con un error menor siempre de 0.35 dB (ver Ilustración 5-21). Esta diferencia, aunque pequeña, induce a pensar que la

tangente de pérdidas declarada en el *datasheet* del RF35 es inferior a la real. Es por esto que se presenta también la gráfica equivalente con una tangente de pérdidas del doble a lo declarado (i.e. 0.004)

En lo referente a la fase, se obtiene una variación de la fase con la frecuencia ligeramente menos marcada que en la simulación (Ilustración 5-22) y un desfase entre puertos de 5 grados (Ilustración 5-24). Ya que el modelo simulado presenta unos 0.5º de desfase máximo entre puertos se asume que los 5º de error en las medidas son producto de la fabricación. Más adelante se muestra el efecto de este desfase en el apuntamiento de la antena (§5.4.2.2.1 Correlación del apuntamiento).

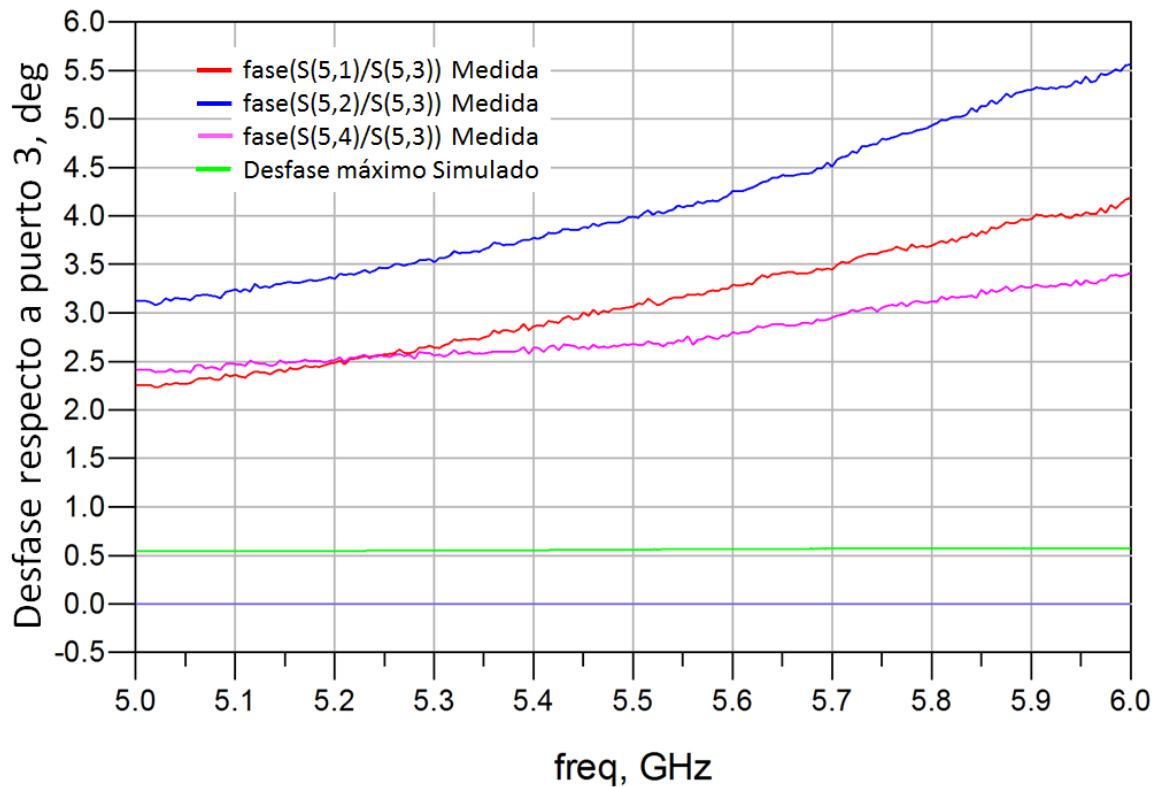


Ilustración 5-24: Desfases normalizados al puerto 3

5.4 LA ANTENA COMPLETA. FABRICACIÓN Y MEDIDAS

Previo a la caracterización de la antena completa se expone en este apartado el estudio preliminar equivalente al propuesto en §4.1 (Análisis preliminar. Combinación de redes) pero en este caso partiendo de las matrices de parámetros medidos de las redes de 4 y 5 puertos (*array* + red de alimentación).

5.4.1 CARACTERIZACIÓN PRELIMINAR. COMBINACIÓN DE REDES

Una vez generadas las matrices de parámetros 'S' se combinan intercalando entre ellas cuatro líneas de transmisión ideales de 18mm de longitud simulando los adaptadores macho-macho que incluye la antena. El resultado que anticipa esta caracterización preliminar predice una mejor adaptación de la antena en la parte más alta de la banda de trabajo especificada.

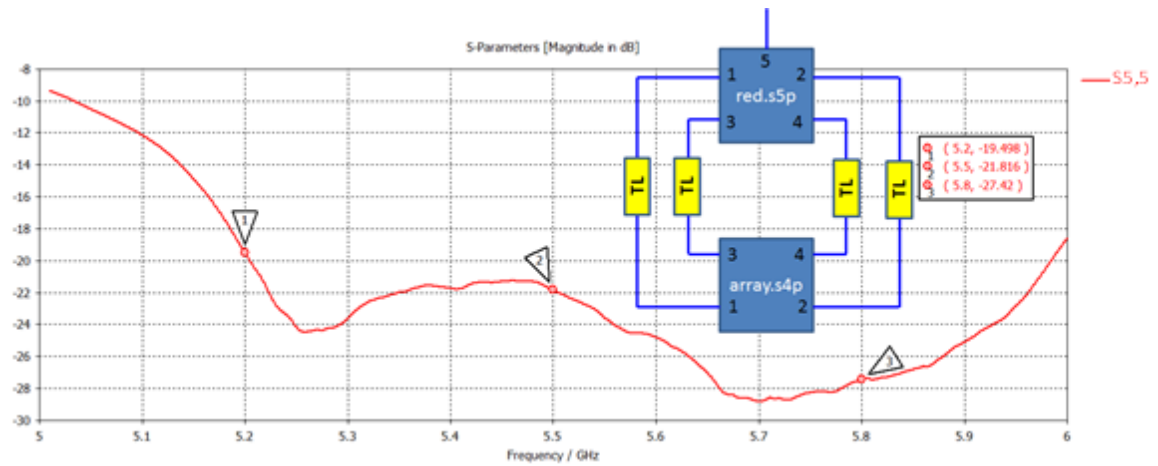


Ilustración 5-25: Antena completa. Caracterización preliminar. Adaptación

5.4.2 CARACTERIZACIÓN DE LA ANTENA COMPLETA

5.4.2.1 ADAPTACIÓN

Para la caracterizar la adaptación de la antena completa se unen red y *array* prestando atención a la orientación de la red, ya que, aunque ésta pretende ser simétrica tanto mecánica como eléctricamente, su caracterización como red aislada ya muestra ligeros desfases propensos a modificar el apuntamiento de la antena.

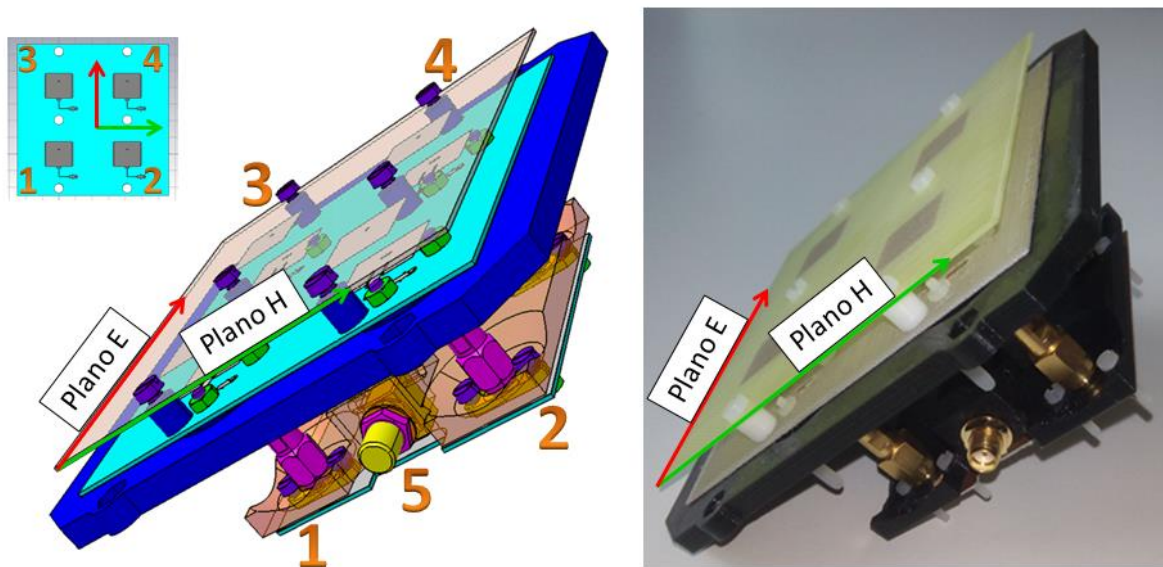


Ilustración 5-26: Montaje de antena completa

A continuación se presenta la adaptación conseguida en la antena enfrentada a la esperada resultado del FEM (i.e. Ilustración 4-5) y de la combinación de redes de parámetros S (Ilustración 5-25).

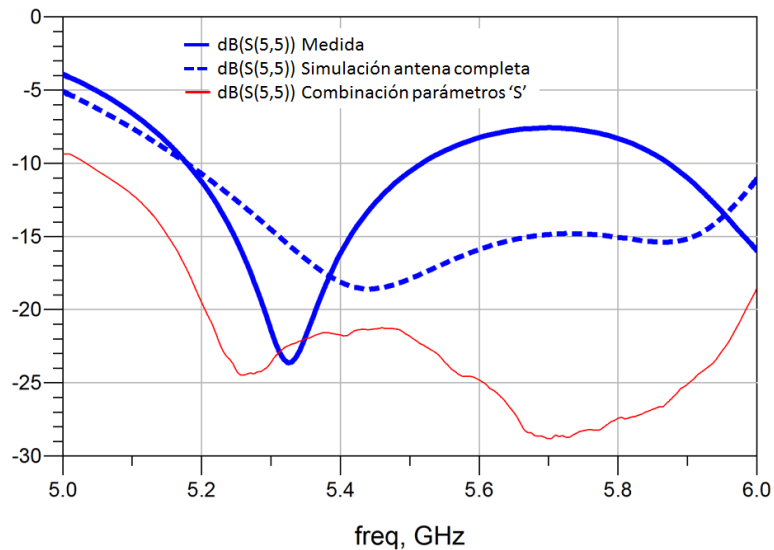


Ilustración 5-27: Medidas antena. Adaptación medida vs FEM vs redes de parámetros S

Es importante destacar de la figura anterior la gran diferencia que se observa con la combinación de redes de parámetros S medidos. El único elemento interpuesto entre ambas redes caracterizadas son los adaptadores SMA macho-macho y que se han simulado como líneas de transmisión ideales de impedancia 50Ω y 18mm de longitud. Se considera entonces que son los causantes, en una alta proporción, de la desadaptación del conjunto.

A la vista de los resultados obtenidos en este momento se percibe que la zona de adaptación de la parte alta de la banda se desplaza hacia más altas frecuencias, es por eso que se caracteriza la antena hasta 6.2 GHz (Ilustración 5-28). En cualquier caso, llama la atención el nivel de adaptación tan optimista que predice el FEM frente a la medida, lo que da lugar al siguiente apartado (Correlación de la adaptación de la antena)

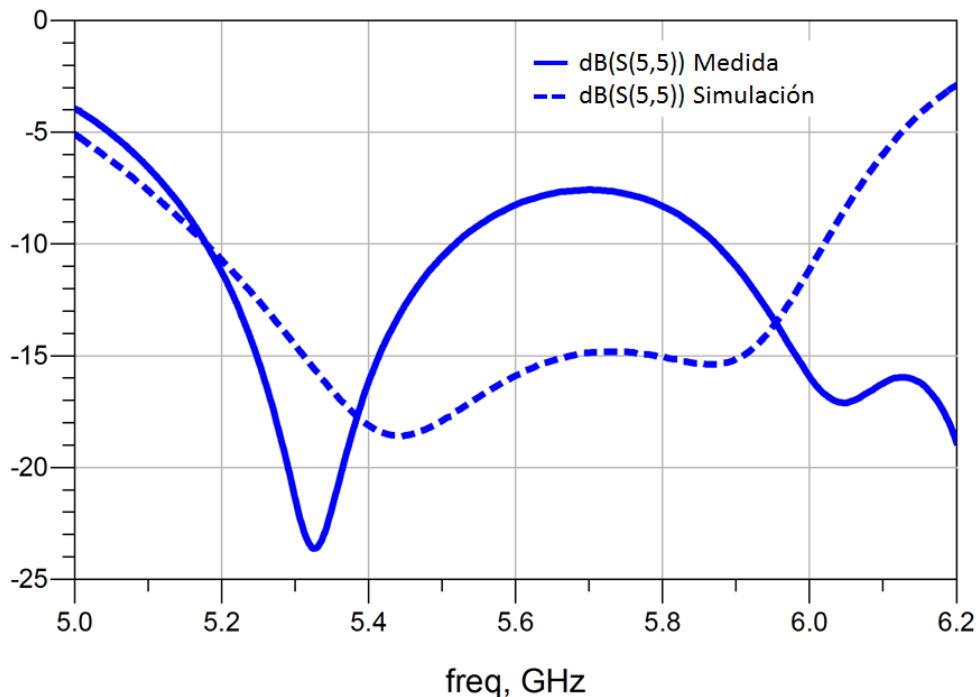


Ilustración 5-28: Medidas antena. Adaptación

5.4.2.1.1 CORRELACIÓN DE LA ADAPTACIÓN DE LA ANTENA

Al igual que con el parche en §5.1.1 y basado en las conclusiones de éste, se propone una correlación del modelo con la medida. De igual manera se sospecha del material RF35 y se juega con las tolerancias esperadas en características como la tangente de pérdidas, la permitividad eléctrica y su espesor. Algunos de los resultados de estas simulaciones se muestran a continuación pero no se llega a ningún resultado concluyente.

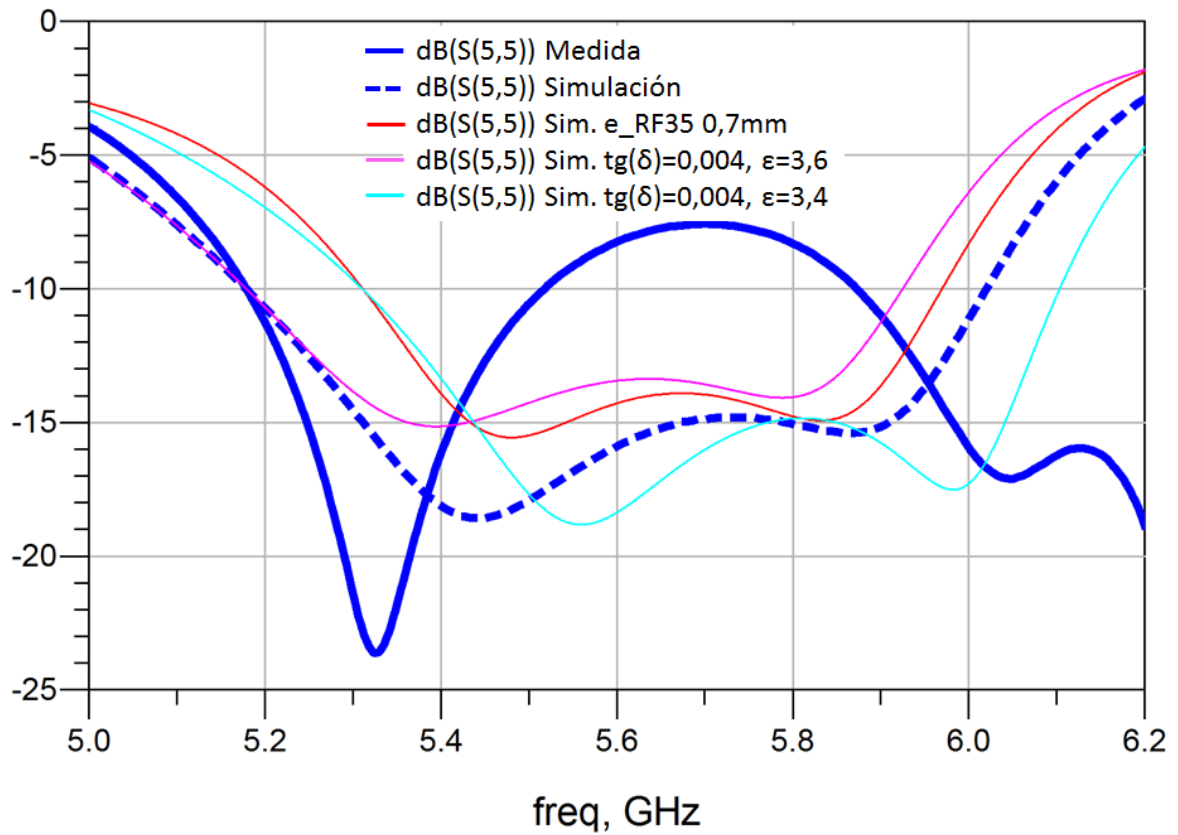


Ilustración 5-29: Análisis de sensibilidad frente a distancia parche-parásito, ϵ , $\text{tg}(\delta)$

5.4.2.2 GANANCIA Y DIAGRAMAS DE RADIACIÓN

Una vez montada la antena completa como muestra la Ilustración 5-30 se procede a la toma de medidas.

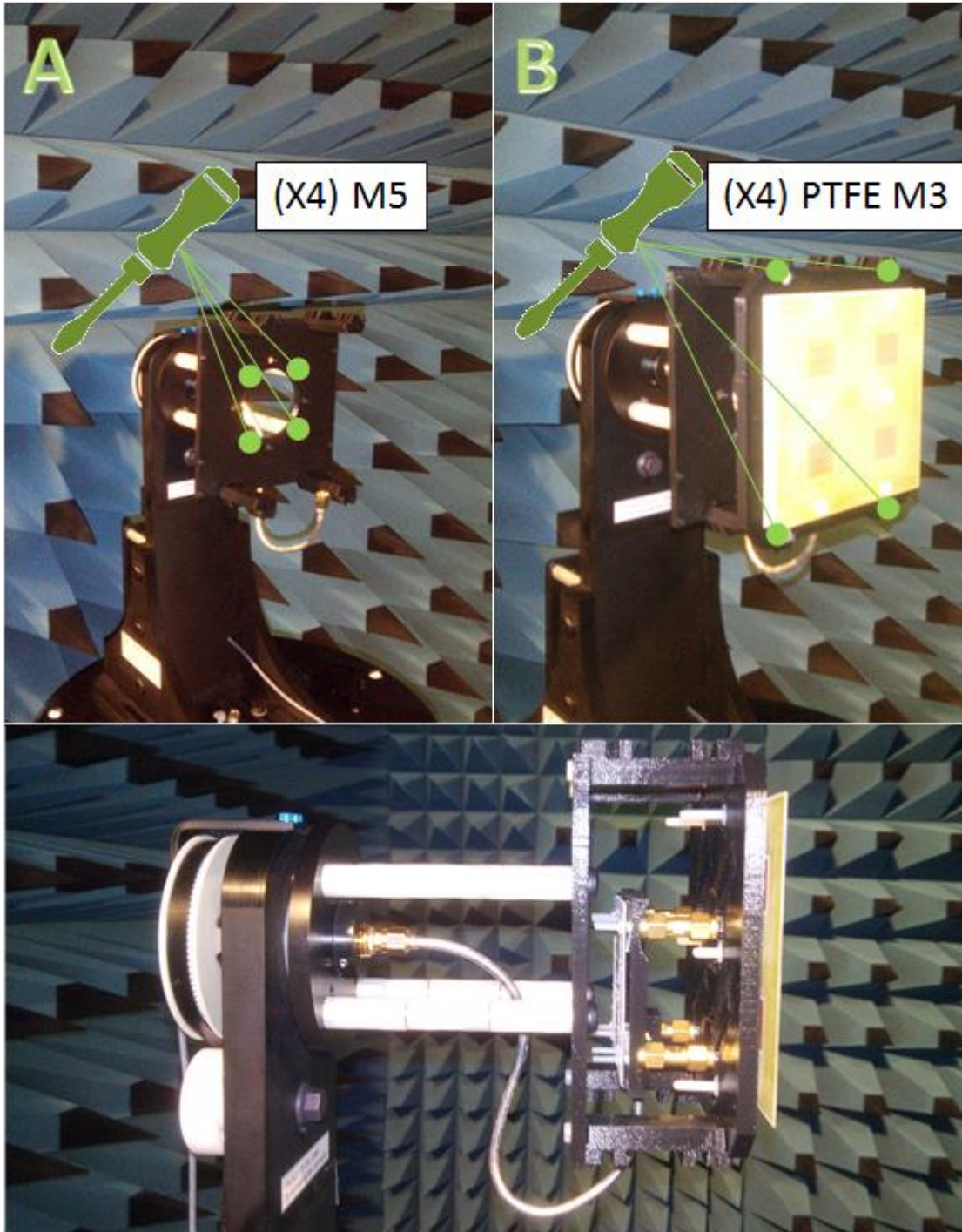


Ilustración 5-30: Medidas antena. Montaje en cámara anecoica

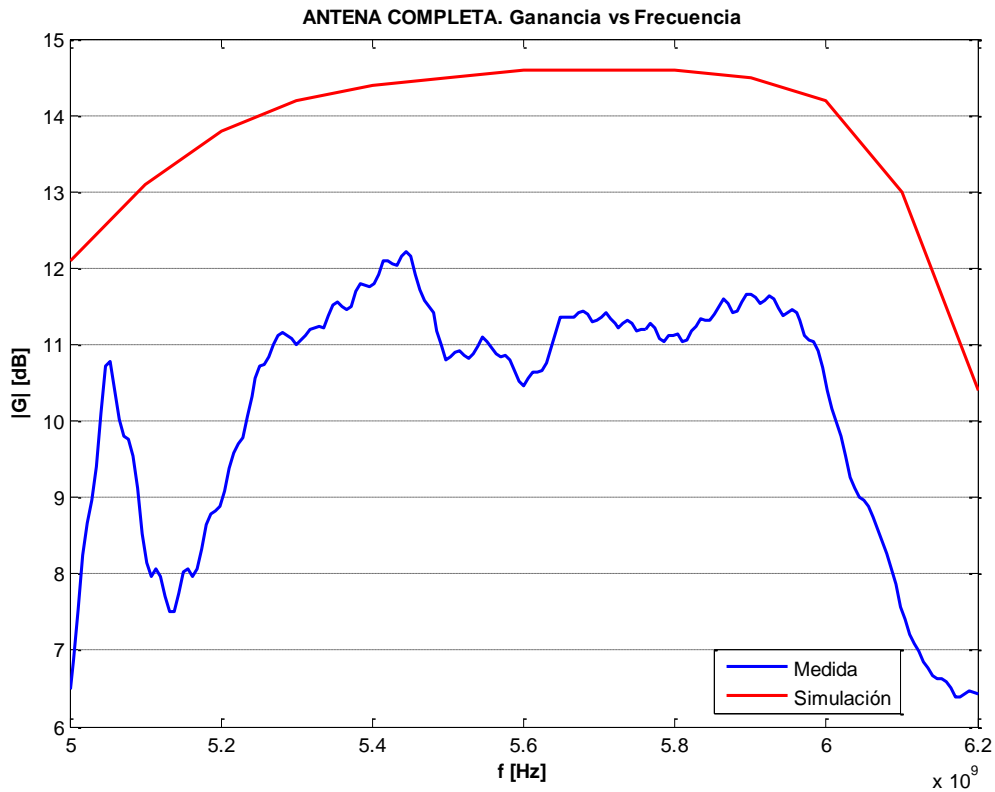


Ilustración 5-31: Medidas antena. Ganancia

Como se puede ver en la Ilustración 5-31 la ganancia obtenida, al igual que con el parche, es notablemente inferior a la simulada. La antena fabricada prácticamente 11dB de ganancia en toda la banda de trabajo y la mantiene incluso por encima de ésta. Es importante destacar que esta ganancia obtenida, debido al método de medida empleado, no tiene por qué coincidir con la máxima ganancia de la antena si ésta no coincide con el vector director del plano de masa. De hecho, como vemos más adelante en los diagramas de radiación, éstos se ven ligeramente desapuntados a altas frecuencias con respecto al punto de ganancia mostrado en esta figura (Ilustración 5-31).

A continuación se presentan los diagramas de radiación (cortes por planos E y H) normalizados y enfrentados a la simulación para las frecuencias de interés 5.2, 5.5 y 5.8 GHz. Dado que el comportamiento de la antena sigue presentando prestaciones interesantes por encima de los requeridos 5.8 GHz se incluyen también los cortes a 5.9 GHz.

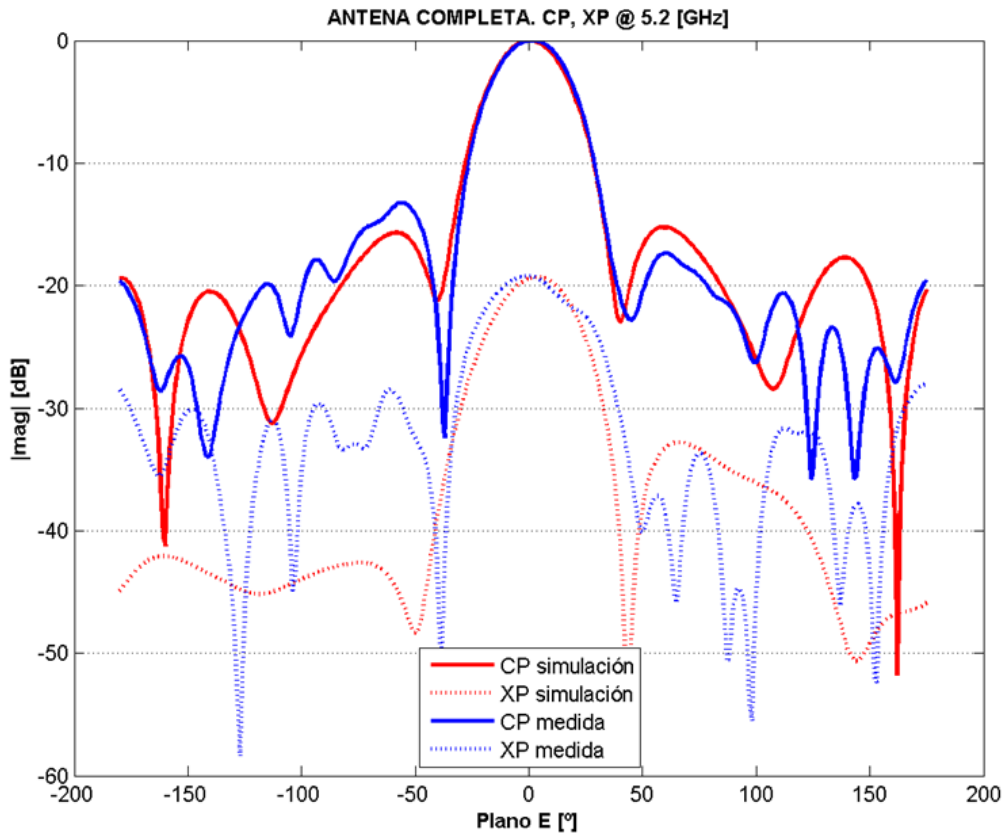


Ilustración 5-32: Medidas antenna. Diagrama de radiación plano E @ 5.2GHz

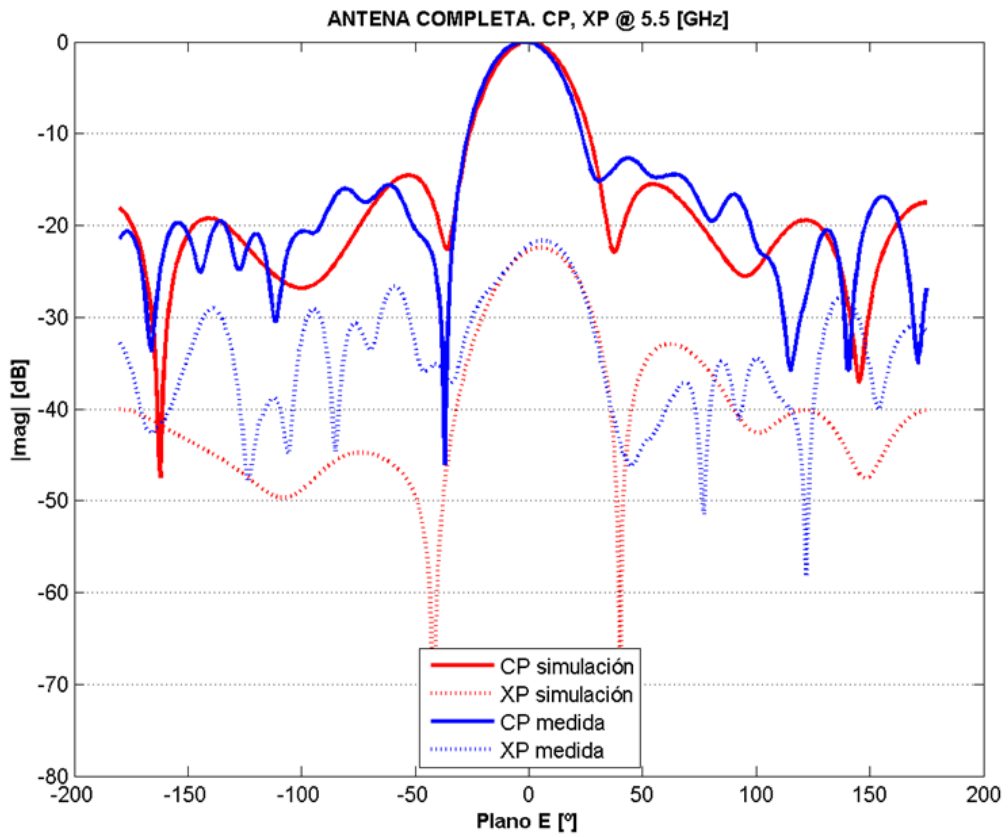


Ilustración 5-33: Medidas antenna. Diagrama de radiación plano E @ 5.5GHz

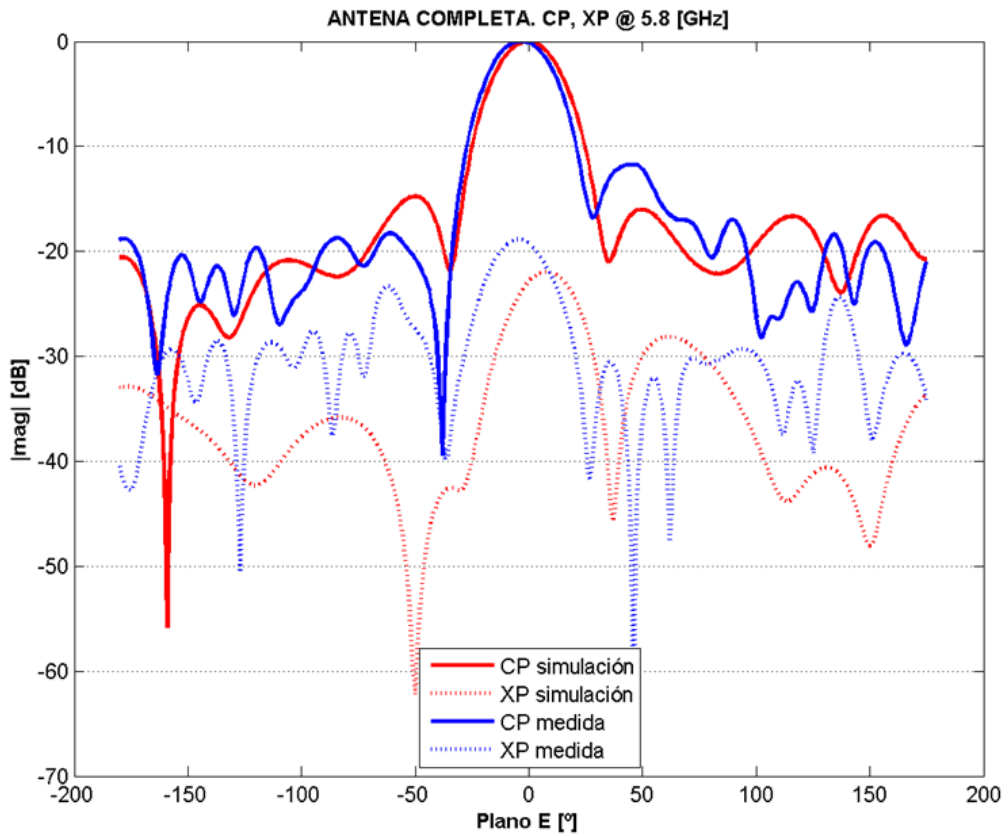


Ilustración 5-34: Medidas antenna. Diagrama de radiación plano E @ 5.8GHz

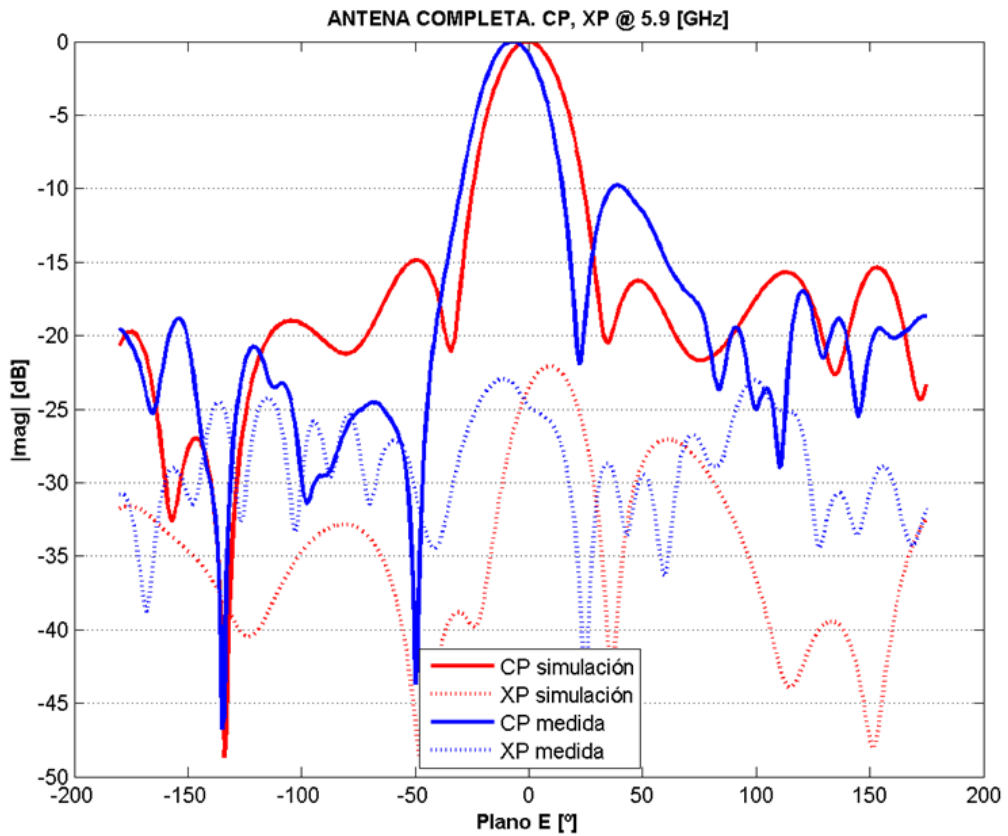


Ilustración 5-35: Medidas antenna. Diagrama de radiación plano E @ 5.9GHz

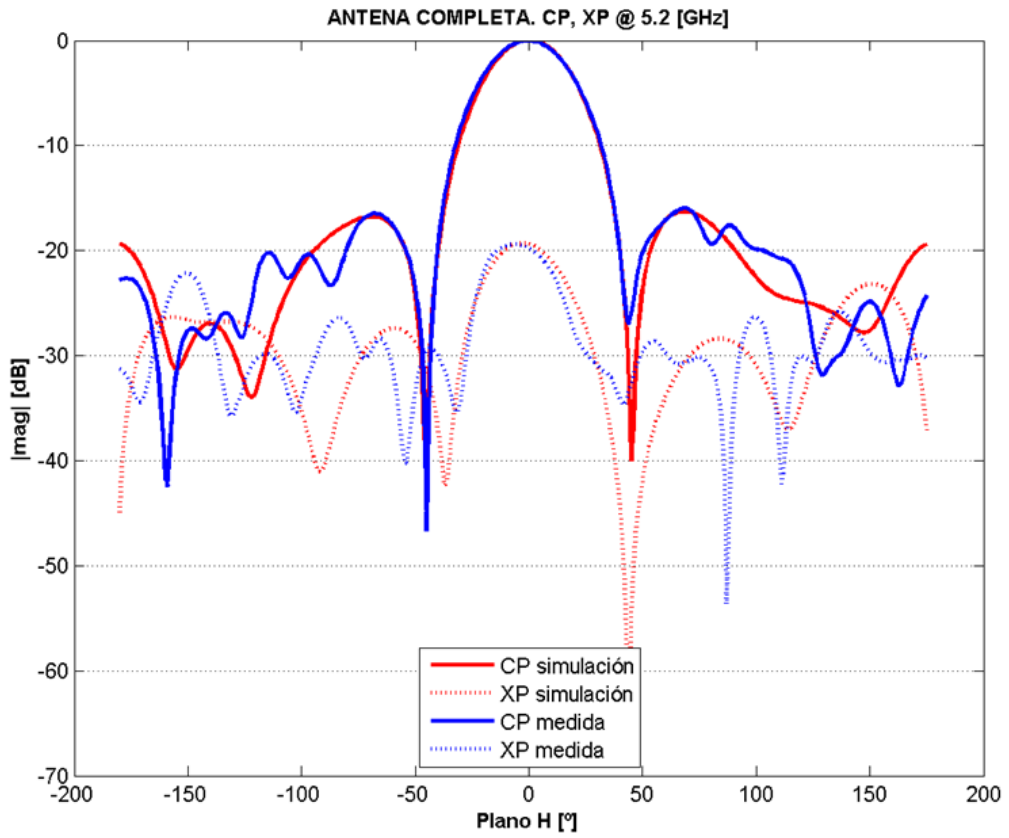


Ilustración 5-36: Medidas antenna. Diagrama de radiación plano H @ 5.2GHz

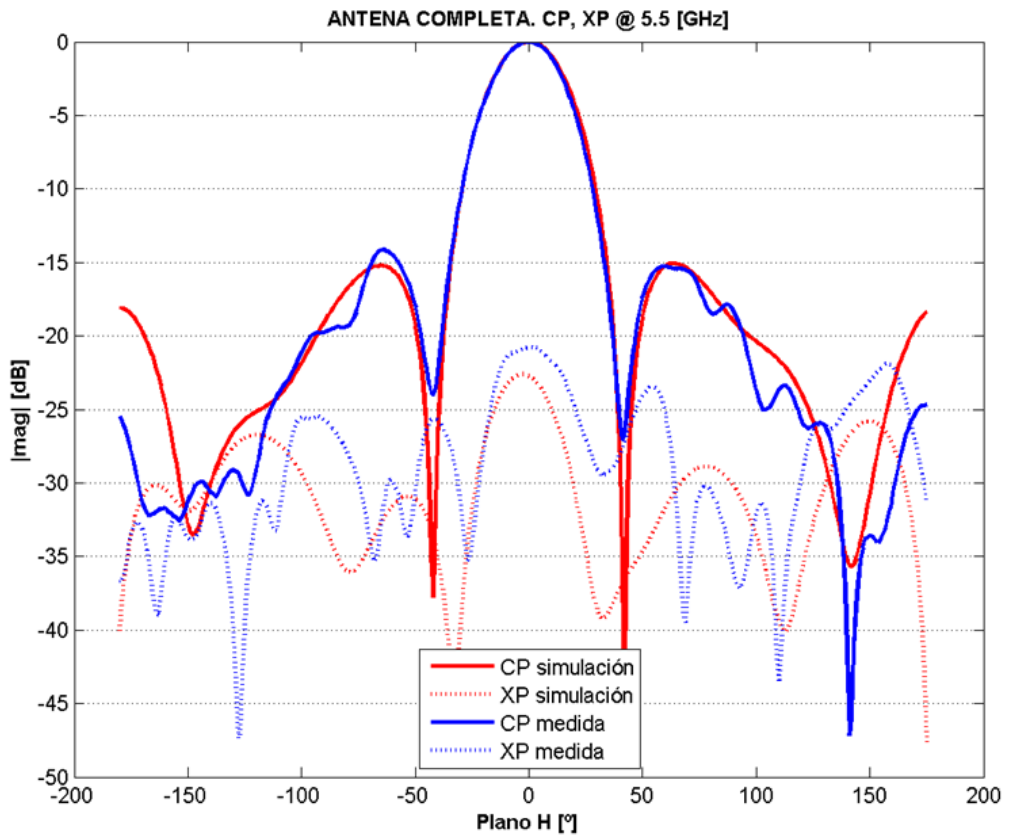


Ilustración 5-37: Medidas antenna. Diagrama de radiación plano H @ 5.5GHz

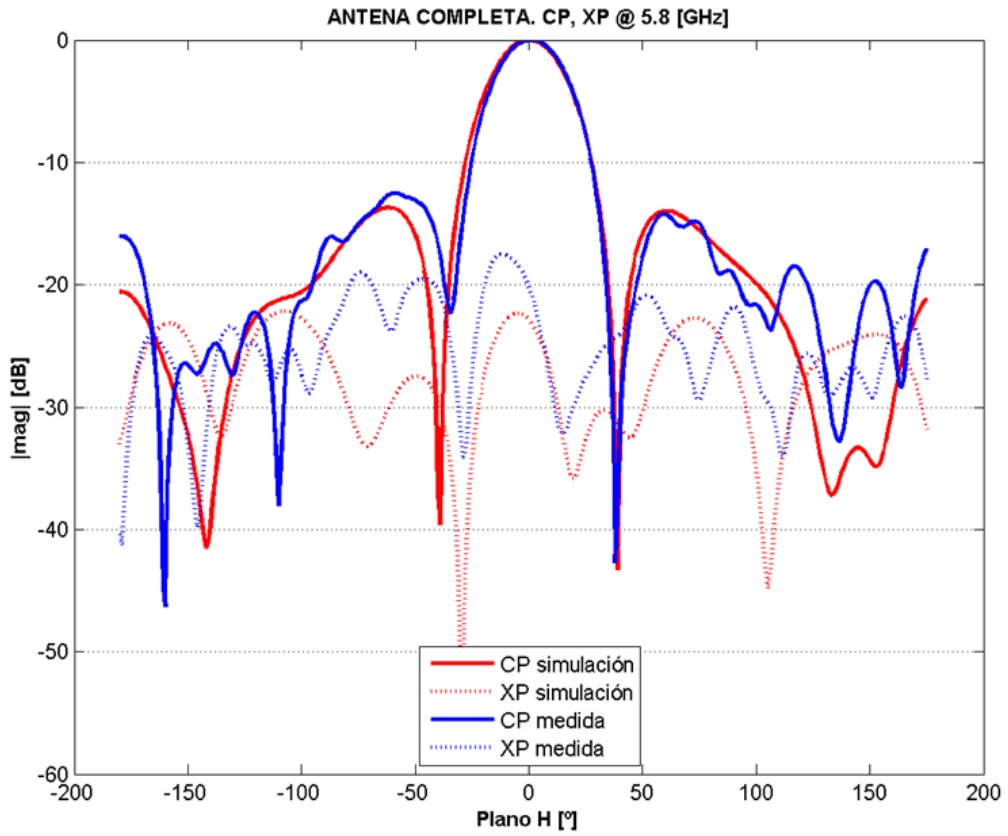


Ilustración 5-38: Medidas antenna. Diagrama de radiación plano H @ 5.8GHz

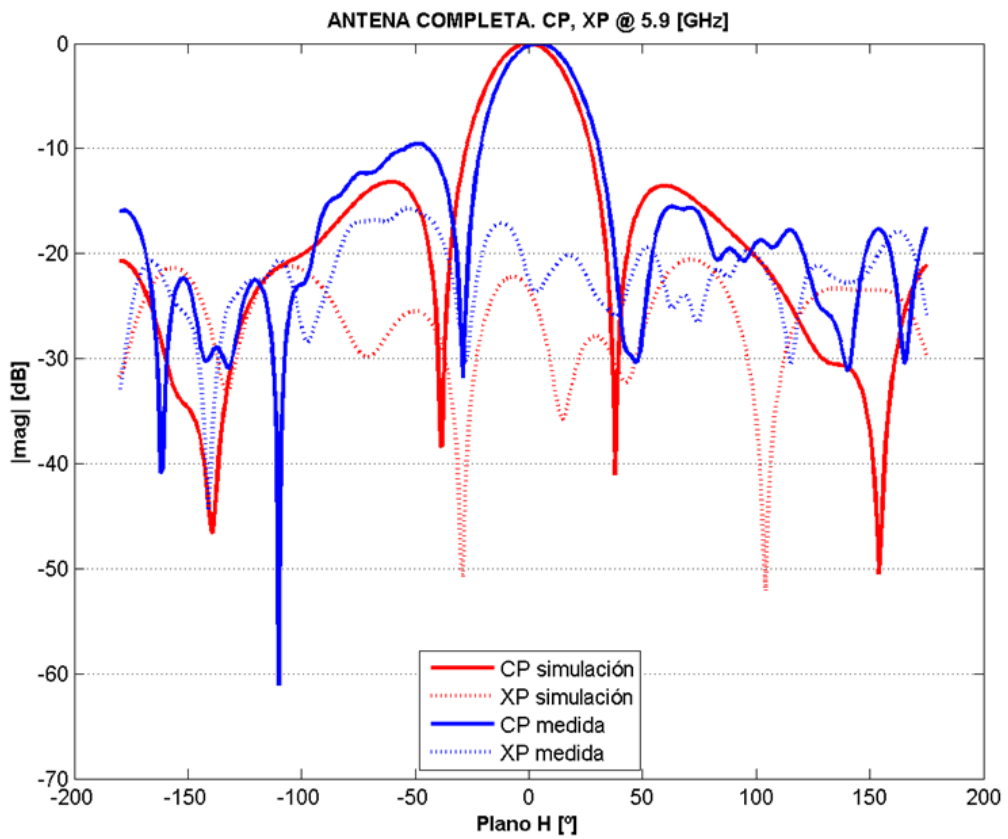


Ilustración 5-39: Medidas antenna. Diagrama de radiación plano H @ 5.9GHz

Con los diagramas de radiación normalizados se confirman tanto los niveles de lóbulos secundarios como el ancho de haz que se esperaba. Hay que destacar el desapuntado no despreciable que se observa en ambos cortes a 5.8 y 5.9 GHz. Finalmente, las medidas corroboran que el plano propicio para conformar una antena sectorial con celdas base como la antena que se presenta en este proyecto es el H.

5.4.2.2.1 CORRELACIÓN DEL APUNTAMIENTO

La desviación de entre 4 y 5 grados se confirma que está muy condicionada por la diferencia de fases ofrecida por la red de alimentación que se adelantaba en §5.2. Esta confirmación se obtiene alimentando el modelo del *array* con los desfases mostrados en Ilustración 5-23. Los resultados se muestran a continuación.

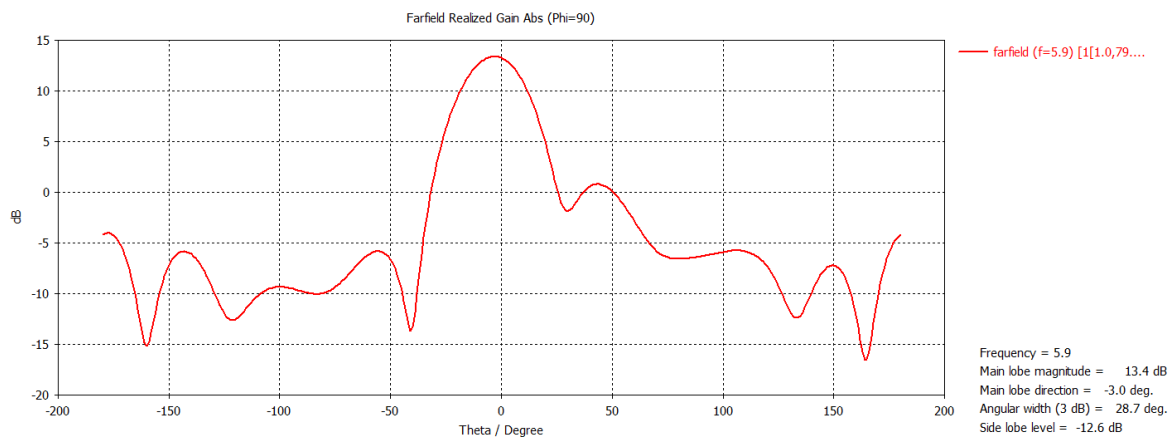


Ilustración 5-40: Diagrama de radiación plano E @ 5.9 GHz. Puertos desfasados

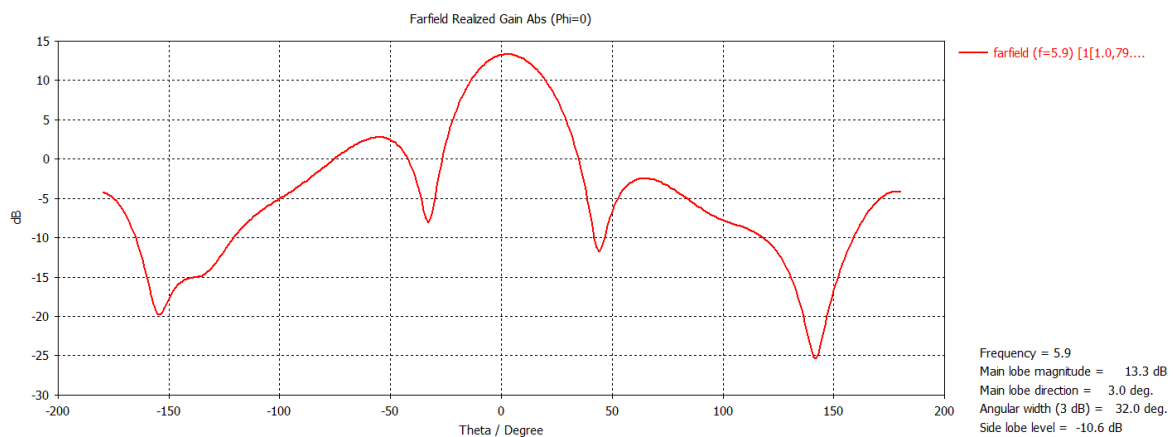


Ilustración 5-41: Diagrama de radiación plano H @ 5.9 GHz. Puertos desfasados

Las figuras anteriores muestran un desapuntado de -3 y 3 grados en los cortes por planos E y H respectivamente que correla con lo medido y mostrado en Ilustración 5-35 e Ilustración 5-39. Sin embargo, este desapuntado tan sólo explica una pérdida de ganancia de 0.2 dB y 1 dB a 5.8 y 5.9 GHz respectivamente.

Adicionalmente se hace una valoración del paralelismo entre la interfaz del posicionador y el plano de masa del *array*. Se considera que la mayor aportación viene de las estructuras 6 (Ilustración 4-13). La máxima variación en altura de éstas es de 0.2mm. La mínima distancia entre estructuras 6 es de 65mm. El error de paralelismo se concluye:

$$\Delta\theta, \Delta\varphi \leq \tan^{-1}\left(\frac{0.2mm}{65mm}\right) = 0.17(^{\circ})$$

Con lo que se confirma que la influencia de las estructuras fabricadas en el presupuesto de apuntamiento se puede considerar despreciable.

5.4.3 PRESTACIONES FINALES DE LA ANTENA

En la tabla siguiente se presentan las prestaciones obtenidas a las frecuencias que finalmente se han considerado representativas:

Frecuencia [GHz]	mag(S ₁₁) [dB]	Ganancia [dB]	Ancho de haz plano E a -3 dB [deg]	Ancho de haz plano H a -3 dB [deg]	Lóbulo secundario vs principal (plano E) [dB]	Lóbulo secundario vs principal (plano H) [dB]
5.2	-11.3	9.0	34.0	37.0	-13.0/-17.0	-16.0/-16.0
5.3	-21.4	11.0	33.0	35.5	-13.0/-16.0	-16.0/-16.0
5.5	-10.5	11.0	30.0	33.0	-15.5/-12.5	-14.0/-15.0
5.8	-8.3	11.0	29.0	32.0	-18.0/-12.0	-12.5/-14.0
5.9	-11.0	11.6	26.0	31.5	-24.0/-10.0	-9.5/-15.5

Tabla 5-1: Prestaciones finales de la antena completa

6 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

A continuación se resume el estado de cumplimiento de los requisitos que han dirigido desde el inicio del proyecto el diseño de la celda base. Adicionalmente se hace referencia en cada caso al capítulo en el que se muestra la evidencia del estado de cumplimiento.

6.1 CONCLUSIONES

La siguiente tabla resume las

Característica	Requisito	Estado de cumplimiento	Comentarios/ Referencia
Polarización	Lineal	OK	§3.1
Frecuencia central	5.5 [GHz]	OK	§5.4.2
Ancho de banda	5.2-5.8 [GHz]	OK	§5.4.2
Coefficiente de reflexión	≤ -15 [dB]	KO	§5.4.2.1
Interfaz eléctrica	SMA (50 [Ω]) de $\frac{1}{4}$ de pulgada y 36 hilos por pulgada	OK	§3.3.1
Interfaz mecánica	Según Ilustración 1-4	OK	§4.3

Tabla 6-1: Matriz de cumplimiento de requisitos

Respecto a la adaptación de la antena, el requisito se cumple parcialmente, sólo en una banda relativamente estrecha, sin embargo, se considera que los niveles conseguidos en el resto de la banda especificada son suficientes para considerar la antena funcional.

Como se adelantaba prácticamente al inicio de la memoria, el tipo de celda base elegida se considera poco apropiada para una antena conformada omnidireccional. Sin embargo, sí se considera viable una antena sectorial conformada según el plano H del *array*.

Aunque a nivel parche el efecto del espesor del material parece aproximarse a los resultados medidos, no se llega a una correlación concluyente a nivel antena completa.

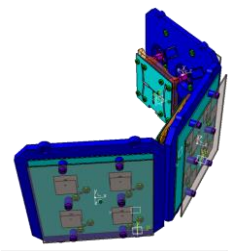
6.2 TRABAJO FUTURO

La adaptación del parche en la banda de trabajo viene determinada por dos resonancias, la del parche y la del parásito. Dado que se ha visto que hay margen de ancho de banda, sería interesante acercar ambas resonancias bajando en frecuencia la segunda. De esta manera, la zona más penalizada de la banda de trabajo, la central, se vería beneficiada con unos niveles de adaptación que ofrecerían más margen de cara a las prestaciones medidas.

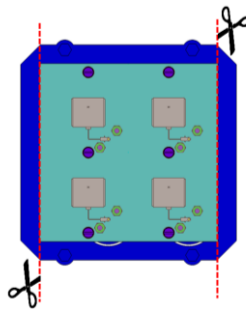
Dado que no se ha llegado a ningún resultado concluyente que explique la diferencia entre el modelo y las medidas, un ejercicio de caracterización de prestaciones de los materiales usados sería de gran utilidad para proyectos futuros.

De cara a una antena conformada sectorial usando celdas base como la antena descrita en este proyecto se debería:

- Diseñar un *setup* compatible con el posicionador y que permitiese unir varias celdas base modificando el ángulo entre éstas en posiciones discretas de cara a una caracterización y posterior selección del ángulo óptimo en base a las medidas.



- La estructura 3 diseñada, encargada de sujetar el *array*, debería ser más estrecha en la dirección del corte con el plano H. Esto ayudaría a juntar las celdas base y tener mayor libertad a la hora de elegir la distancia entre éstas.



REFERENCIAS

- [1] **Constantine A. Balanis**, “Antenna Theory, Analysis and Design”, John Wiley and Sons, 2005.
- [2] **Jorge Cámara Fernández, José Luis Masa Campos**, “Diseño de nuevas estructuras de antenas de UWB”, PFC Universidad Autónoma de Madrid, Marzo 2011
- [3] **Paula Sánchez Dancausa, José Luis Masa Campos**, “Diseño de antenas de parches conformada para sistemas de comunicaciones de banda ancha”, TFG Universidad Autónoma de Madrid, Julio 2014.
- [4] **Sergey Sevskiy, Werner Wiesbeck**, “Air-Filled Stacked-Patch Antenna”, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, University of Karlsruhe.
- [5] **David M. Pozar**, “Microwave Engineering”, John Wiley and Sons, 2005.
- [6] <http://www.antenna-theory.com/>

GLOSARIO

f_c	Frecuencia central
FEM	Finite Elements Method/Método de elementos finitos
I/F	Interfaz
k_0	Constante de propagación en el vacío
λ	Longitud de onda
PCB	Printed Circuit Board
PLA	Ácido Poliláctico
$\text{tg}(\delta)$	Tangente de pérdidas del material
UWB	Ultra Wide Band

ORCER RF-35

Low Cost
Excellent Peel Strength
Exceptionally Low Dissipation Factor
Low Moisture Absorption
Enhanced Surface Smoothness

APPLICATIONS

Power Amplifiers
Filters and Couplers
Passive Components

ORCER RF-35

RF-35 is an organic-ceramic laminate in the ORCER family of Taconic products. It is based on woven glass reinforcement. RF-35 is a result of Taconic's expertise in both ceramic fill technology and in coated PTFE fiberglass.

RF-35 is the best choice for low cost, high volume commercial microwave and radio frequency applications.

RF-35 has excellent peel strength for 1/2 ounce and 1 ounce copper (even in comparison to standard epoxy materials), a critical aspect whenever rework is required.

RF-35's Tg is over 600°F (315°C)

RF-35's ultra low moisture absorption rate and low dissipation factor minimize phase shift with frequency.

RF-35 is dimensionally stable due to the use of woven fabrics in its design.

RF-35 laminates are generally ordered clad on one or both sides with 1/2, 1, and 2 oz. electrodeposited copper.

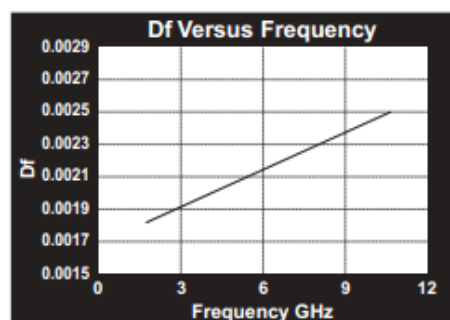
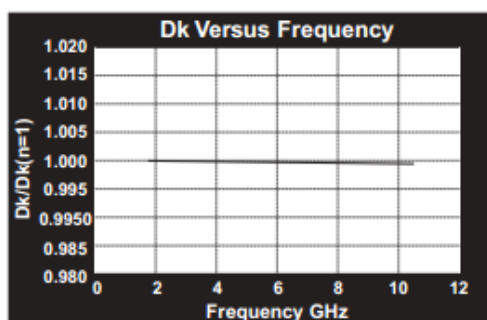
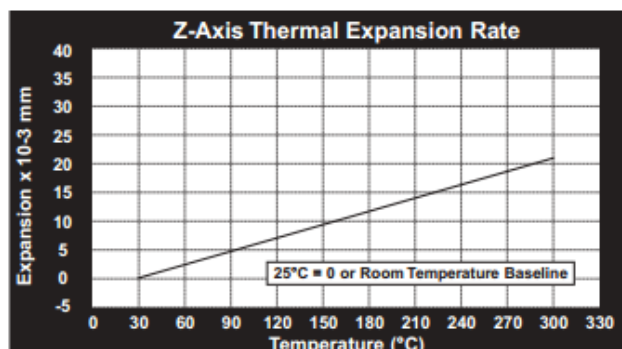
RF-35 laminates exhibit flammability of V-0, and are tested in accordance with IPC-TM 650. A certificate of compliance containing lot-specific test data accompanies each shipment.

See "How to Order" on back page for a complete product listing.

RF-35 TYPICAL VALUES

Property	Test Method	Units	Value	Units	Value
Dielectric Constant @ 1.9 GHz	IPC-TM 650 2.5.5		3.50		3.50
Dissipation Factor @ 1.9 GHz	IPC-TM 650 2.5.5		0.0018		0.0018
Moisture Absorption (.060")	IPC-TM 650 2.6.2.1	%	0.02	%	0.02
Peel Strength (1/2 oz. copper)	IPC-TM 650 2.4.8	lbs./linear inch	>8.0	N/mm	>1.5
Peel Strength (1 oz. copper)	IPC-TM 650 2.4.8	lbs./linear inch	>10.0	N/mm	>1.8
Dielectric Breakdown	IPC-TM 650 2.5.6	kV	41	kV	41
Volume Resistivity	IPC-TM 650 2.5.17.1	Mohm/cm	1.26×10^9	Mohm/cm	1.26×10^9
Surface Resistivity	IPC-TM 650 2.5.17.1	Mohm	1.46×10^4	Mohm	1.46×10^4
Arc Resistance	IPC TM 650 2.5.1	seconds	>180	seconds	>180
Flexural Strength Lengthwise	ASTM D 790	psi	>22,000	N/mm ²	>152
Flexural Strength Crosswise	ASTM D 790	psi	>18,000	N/mm ²	>124
Thermal Conductivity	ASTM F 433	W/m/K	0.24	W/m/K	0.24
Tensile Strength Lengthwise	ASTM D 638	psi	27,000	N/mm ²	187
Tensile Strength Crosswise	ASTM D 638	psi	21,000	N/mm ²	145
Dimensional Stability Lengthwise	IPC-TM 650 2.4.39	in/in	0.00004	mm/mm	0.00004
Dimensional Stability Crosswise	IPC-TM 650 2.4.39	in/in	-0.00010	mm/mm	-0.00010
x-y CTE	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	19-24	ppm/°C	19-24
z CTE	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	64	ppm/°C	64
Flammability	UL-94		V-0		V-0
Hardness	Rockwell M Scale		34		34

Type	Dk
TLY-5A	2.17
TLY-5	2.20
TLY-3	2.33
TLT-0 TLX-0	2.45
TLT-9 TLX-9	2.50
TLT-8 TLX-8	2.55
TLF-7 TLX-7	2.60
TLT-6 TLX-6	2.65
TLE-95	2.95
TLC-27	2.75
TLC-30	3.00
TLC-32	3.20
RF-30	3.00
RF-35 RF-35P	3.50
RF-60	6.15
CER-10	10



All reported values are typical and should not be used for specification purposes. In all instances the user shall determine suitability in any given application.

How to Order

Designation	Dielectric Constant
RF-35	3.5+/- 0.1

Available Thickness	Normal Dielectric Constant
0.0100" (0.25mm)	3.5
0.0200" (0.50mm)	3.5
0.0300" (0.76mm)	3.5
0.0600" (1.52mm)	3.5

Standard sheet size is 36" x 48" (914mm x 1220mm). Please contact our Customer Service Department for availability of other sizes and claddings.

RF-35 can be ordered with the following electrodeposited copper:

Designation	Weight	Copper Thickness	Copper Thickness
CH	1/2 oz./sq. ft.	~ .0007"	~ 18 μ m
C1	1 oz./sq. ft.	~ .0014"	~ 35 μ m
C2	2 oz./sq. ft.	~ .0028"	~ 70 μ m

Panels may be ordered cut to size

Typical Panel Sizes	
12" x 18"	304mm x 457mm
16" x 18"	406mm x 457mm
18" x 24"	457mm x 610mm
16" x 36"	406mm x 914mm
24" x 36"	610mm x 914mm
18" x 48"	457mm x 1220mm

An example of our part number is: RF-35-0600-CH/CH-18" x 24" (RF-35-0600-CH/CH-457mm x 610mm)

TACONIC ADVANCED DIELECTRIC DIVISION

PO. Box 69 • 136 Coonbrook Road
Petersburgh, New York 12138 • USA
TEL: 518-658-3202 • FAX: 518-658-3988
TOLL FREE: 800-833-1805 • FAX: 800-272-2503

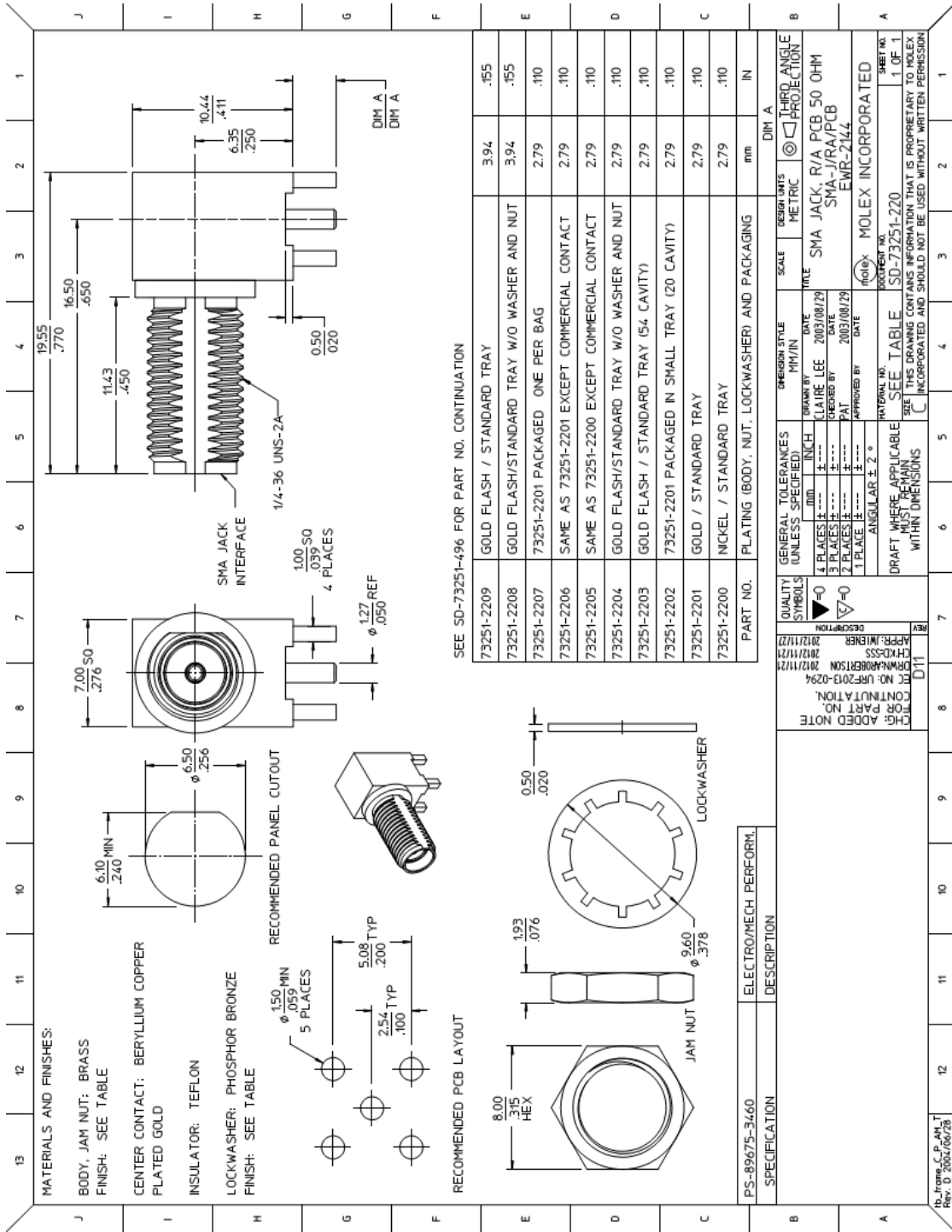
Mullingar Business Park
Mullingar, Co. Westmeath,
Republic of Ireland
TEL: +353-44-9395600 • FAX: +353-44-9344369

702 Se-Sung Plaza
366-4 Yatap-dong Bundang-ku
Sungnam-si, Kyungki-do, Republic of Korea
TEL: 82-31-704-1858/9 • FAX: 82-31-704-1857



FR4 Data Sheet :-

Test/Specification	FR4 Laminate Typical Values
Thermal Stress, Solder bath 288 deg. C	>60
Dimensional Stability, E-2/150	<0.04% Warp/fill <1.00% Bow/Twist
Flammability, Classification UL94	V0
Water Absorption E-1/105	0.10%
Peel Strength After Thermal Stress	11 lb./in After 10s/288 Deg. C
Flexural Strength	100,000 lbf/in ² Lengthwise 75,000 lbf/in ² Crosswise
Resistivity After Damp Heat Volume	10 ⁻⁸ M ohms cm
Resistivity After Damp Heat Surface	10 ⁻⁸ M ohms
Dielectric Breakdown. Parallel to laminate	>60KV
Dielectric Constant @ 1MHz	4.7
Dissipation Factor @ 1MHz	0.014
Q-Resonance @ 1 MHz	>75
Q-Resonance @ 50 MHz	>95
Arc Resistance	125 s
Glass Transition Temperature	135 Deg. C
Temperature Index	130 Deg. C
A Few Other Relevant Facts from other Sources	
Specific Gravity	1.8-1.9
Rockwell Hardness (M scale)	110
Coefficient of Thermal Expansion	11 microns/m/Deg.C Lengthwise 15 microns/m/Deg.C Crosswise
Thermal Conductivity	2.2-2.5 cal/h. cm Deg C



Data sheet

SMA Straight Square Flange Jack Receptacle

RS stock No: 5463181

NO	DESCRIPTION	DATE
1	BACKGROUND FORMAT UPDATED	05.06.08
2	BACKGROUND FORMAT UPDATED	12.01.09
3	WORKING VOLTAGE RATING	09.07.13
4	REL. HUMID. VOLTAGE	

1.0 ELECTRICAL
 1.1 FREQUENCY RANGE: DC - 18 GHz
 1.2 POWER CAPABILITY: 100 WATT MAX.
 1.3 VOLTAGE RATING: 500 VOLTS MAX.
 1.4 VSWR: 1.05 MAX.

2.0 MATERIALS
 2.1 CONTACT BRASS PER JIS-C3604
 2.2 INSULATION: TETRAFLUOROETHYLENE POLYMER PER ASTM D188 AND ASTM D7103
 2.3 INSULATION: TETRAFLUOROETHYLENE POLYMER PER ASTM D188 AND ASTM D7103
 2.4 SEE BELOW TABLE FOR DETAILS

3.0 DIMENSIONS AND TOLERANCES
 3.1 SEE BELOW TABLE FOR DETAILS

4.0 MECHANICAL
 4.1 INTERFACE BY REFERENCE WITH: MIL-STD-348A

5.0 ENVIRONMENTAL
 5.1 OPERATING TEMPERATURE RANGE: -40° C TO +85° C

NO	CENTER CONTACT	HERNIUM COPPER	1	GOLD 0.01" MIN.
4	INSULATION	TEFLON	1	NIOSIE
3	WASHER	BRASS	1	GOLD 3μ" MIN.
2	INSULATION	TEFLON	1	NIOSIE
1	BODY	BRASS	1	GOLD 3μ" MIN.

NO DESCRIPTION MATERIAL FINISH
 477 FINISH

APPROVED _____ by _____ DATE: _____

NO	DRAWN	TOLERANCE	品名	19-13-2	T.G.G	REV.
1	YOKO	X	F0.2	TITLE	NR.DHS. COMPLIANT	1500
2	CHECK	XX	F0.1	UNIL	DWG. NO.	19-0128
3	APPROVAL	XXX	F0.05	SCALE		
4	DATE			4:1		



B SOFTWARE

A continuación se describen brevemente los paquetes de software utilizados en este proyecto

CST MICROWAVE STUDIO 2014

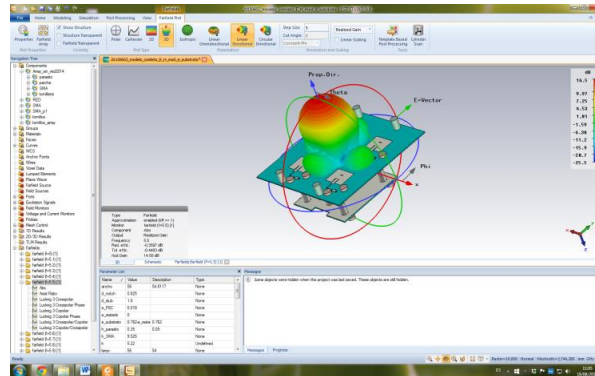


Ilustración 0-1: Interfaz gráfica CST Microwave Studio

Herramienta principal para el diseño y optimización de todos los elementos de radiofrecuencia de este proyecto. Este software permite modelar en 3D los elementos para posteriormente mallarlos. Introduciendo las condiciones de contorno es capaz de solucionar el problema de campos electromagnéticos a alta frecuencia aplicando el método de elementos finitos.

ADVANCED DESIGN SYSTEM (ADS)

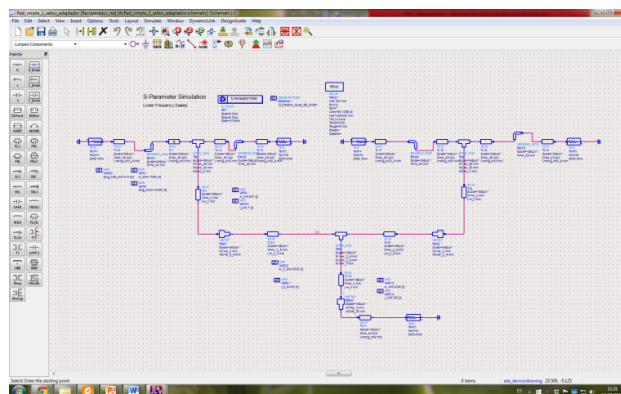


Ilustración 0-2: Interfaz gráfica ADS

Herramienta para la simulación y el diseño multicircuito que permite, entre otras capacidades, trabajar con dispositivos de microondas y radiofrecuencias. Permite diseñar circuitos de microondas en base a modelos equivalentes evitando el tiempo de cálculo de un análisis por elementos finitos y obteniendo resultados muy próximos. Además, es una herramienta perfecta para el post-procesado de datos y su comparación con los resultados de análisis.

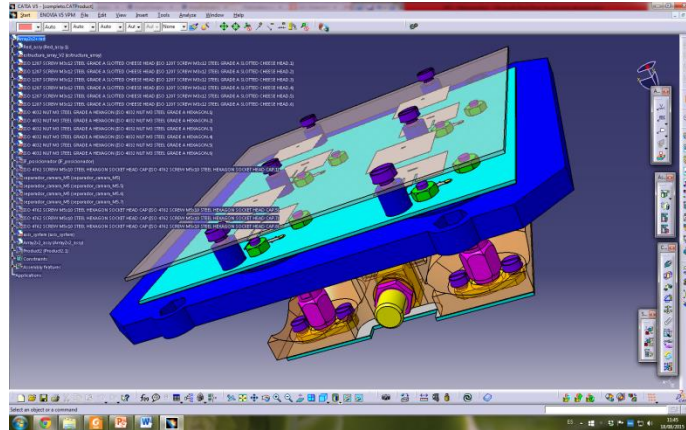


Ilustración 0-3: Interfaz gráfica CATIA V5

Herramienta de *Dassault Systemes* para el diseño por ordenador líder en sector espacial, automóvil e industrial. Con múltiples herramientas y funciones permite generar objetos 3D complejos de forma muy fluida así como generar productos compuestos por múltiples piezas y chequear posibles interferencias, accesos, etc.

C PRESUPUESTO

Concepto general ▼	Concepto ▼	Coste ▼
Ejecución Material		
	Compra de ordenador personal (SW incluido)	3.000,00 €
	Alquiler de impresora láser durante 6 meses	50,00 €
	Material de oficina	150,00 €
	Material de construcción (PCBs)	120,00 €
	Prototipado de piezas en PLA	30,00 €
	SUBTOTAL	3.350,00 €
Gastos generales		
	16% sobre ejecución material	536,00 €
	SUBTOTAL	536,00 €
Beneficio industrial		
	6% sobre ejecución material	201,00 €
	SUBTOTAL	201,00 €
Honorarios proyecto		
	horas invertidas	240,00 €
	Coste horario 55€/hora	55,00 €
	SUBTOTAL	13.200,00 €
Material fungible		
	Gastos de impresión	60,00 €
	Encuadernación	200,00 €
	SUBTOTAL	260,00 €
Subtotal del presupuesto		
	TOTAL (iva no incluido)	17.547,00 €
	I.V.A. 21%	3.684,87 €
Total presupuesto	TOTAL	21.231,87 €

Tabla 0-1: Presupuesto

Madrid, Septiembre de 2015

Fdo.: Luis Ordóñez Peña

Ingeniero de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un diseño de antenas de parches conformadas para cobertura sectorial y omnidireccional. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.