

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE ELEMENTO RADIANTE DE
BANDA ANCHA PARA UNA ANTENA
RECONFIGURABLE EN COMUNICACIONES
POR SATÉLITE Y MÓVILES**

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

JUAN MANUEL RUBIO MAYORDOMO

DISEÑO DE ELEMENTO RADIANTE DE BANDA ANCHA PARA UNA ANTENA RECONFIGURABLE EN COMUNICACIONES POR SATÉLITE Y MÓVILES

**AUTOR: Juan Manuel Rubio Mayordomo
TUTOR: José Luís Masa Campos**

**Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Septiembre de 2009**

RESUMEN

Este proyecto tiene como tema principal el diseño y la optimización de un elemento radiante para que funcione en la banda de las comunicaciones móviles y que irá destinado a una antena de haz reconfigurable para comunicaciones satelitales. Está compuesto por una estructura de dos parches circulares de tecnología microstrip apilados uno encima de otro y situados a cierta distancia. Los parches están alimentados por un cable coaxial y tienen diferentes radios, siendo el parche de arriba más pequeño que el parche de abajo.

Los parches están rodeados por una cavidad metálica cuadrada que mejora sus propiedades de radiación. Las cavidades son también objeto de estudio de este proyecto. Se diseñan varios elementos radiantes con diferentes dimensiones de cavidad y se comparan los resultados.

Tras el proceso de diseño, se construyen dos de los elementos radiantes: uno con las paredes de cavidad de altura próxima a la del parche y otro con las paredes de la cavidad a una altura muy superior a la del parche. Así mismo, con los elementos radiantes una vez montados, se forman dos arrays 2x2 y se estudian una serie de parámetros: el efecto que las cavidades tienen en la mejora de los acoplamientos entre puertos de la misma cavidad y de las cavidades colindantes, y la mejora que supone en la polarización circular del conjunto y en el diagrama de radiación el hecho de rotar 90° cada elemento del array respecto de su elemento adyacente (rotación secuencial).

La construcción del array y el estudio del lo anteriormente expuesto implica el diseño y construcción de cuatro circuitos híbridos para conseguir polarización circular en cada parche, un distribuidor de potencia con un reparto balanceado (en fase y amplitud) y otro distribuidor de potencia con un desfase en cada puerta de salida de 90° respecto a la puerta anterior.

De manera paralela, se ha estudiado y optimizado una antena de comunicaciones móviles compuesta por cuatro dipolos rodeados de cavidades. Dicha optimización se ha llevado a cabo colocando una placa metálica cuadrada por encima del dipolo y de manera paralela al mismo, que ha concluido con un considerable aumento del ancho de banda en reflexión y de sus propiedades de radiación

Todos los elementos construidos han sido medidos y contrastados con las simulaciones.

ABSTRACT

The main purpose of this Project is the design and the optimization of a radiant element to allow its performance in the mobile communication band frequencies. This radiant element will be installed in a reconfigurable beam antenna and is made by a structure of two stacked circular microstrip patches placed at a strategic distance. Patches are fed by a coaxial cable and they have different radii, with the top patch being smaller than the bottom patch.

Patches are surrounded by a square shaped metallic cavity which improves its radiation properties. Cavities are also study object of this project. Several radiant elements with different cavity dimensions are designed and results are compared.

After design process, two radiant elements are manufactured: the first element has cavity walls with height near patch height, and the second element has cavity walls higher than patch height. In the same way, once these elements are manufactured, two 2x2 arrays are mounted and several parameters are studied: coupling improvements between ports of the same cavity and between different cavities and improvements in circular polarization of the array and in the radiation pattern after rotating 90° each element of the array.

Array construction and the study of all the things commented above implies also the design and assembly of four branch-line couplers to achieve circular polarization in each patch, a feeding network with a balanced distribution of power (phase and amplitude) and other feeding network with different phases at output ports (90° of difference between adjacent ports)

In a parallel way, a mobile communications antenna composed of four dipoles surrounded by cavities has been studied and optimized. That optimization has been carried out by placing a squared metallic sheet above the dipole and in a parallel way. The result has been a substantial improvement of bandwidth reflection and radiation properties.

All manufactured elements have been measured and contrasted with simulations.

AGRADECIMIENTOS

Empiezo dando las gracias a mi tutor, José Luis Masa, por estar siempre disponible para solucionar mis dudas, por explicarme las cosas con paciencia, por tratarme como un amigo y como un alumno a partes iguales y por abrir mi mente tanto en el campo académico como en otros aspectos importantes de la vida.

Gracias a toda mi familia, por su amor incondicional y por su apoyo a la hora de sacarme esta carrera. A mi madre, por su dedicación hacia mí y por ser un ejemplo de buena persona. A mi padre, por enseñarme a luchar en lo que creo y a no rendirme en esta vida.

A mis amigos del barrio, o como a mí me gusta llamarles: a mis amigos de toda la vida, a los cuales considero casi mis hermanos y sin los cuales me costaría concebir el futuro. Gracias a Marcos, Joaquín, Daniel, Javier, Bernardo, Juan Carlos (Cala) y Juan Carlos (Rubal) por la cantidad de buenos momentos y risas que me habéis dado, por vuestra vitalidad y optimismo. Gracias por estar ahí desde siempre, en lo bueno y en lo malo, y gracias de antemano por todas aquellas veces que sé que estaréis a mi lado y no me fallaréis.

A todos los amigos que he ido haciendo en la facultad a lo largo de estos años, desde los que conocí el primer día que pisé la EPS en la presentación, hasta los que conocí durante el último curso cuando ya todos veíamos más cerca el final del túnel. Gracias en especial a: Elena, Raquel, Alex, Lalo, Gon, Aero, Eva, Dupa, Susana, Arri, Tito Fer, David, Fernando, Riki, Marta, Tato, Viti, Nando, Nacho, Tupi, Abejón... Sin vosotros las clases, la biblioteca, el campus, la cafetería, las fiestas, los aprobados y los suspensos no hubieran sido lo mismo. Espero que el fin de la universidad no sea el fin de nuestra amistad.

A todos esos compañeros con los que he escalado tantas rocas, paredes, montañas, barrancos y desfiladeros durante estos últimos años, por las sensaciones y emociones tan fuertes que me habéis hecho vivir y que probablemente sólo vosotros entendéis.

A toda la gente que he conocido a través de la Erasmus Student Network, por hacerme ver la vida desde diferentes perspectivas, por la diversidad de culturas que he descubierto a vuestro lado y por permitirme viajar sin salir de mi ciudad.

A mis amigos de Villalba y del pueblo, simplemente por esos veranos increíbles.

Y por último, pero no menos importante, a todas esas personas con las que he compartido momentos de mi vida y que han hecho que yo sea lo que soy hoy.

Juan Manuel Rubio
Septiembre de 2009

INDICE DE CONTENIDOS

RESUMEN	5
ABSTRACT	7
AGRADECIMIENTOS	9
INDICE DE CONTENIDOS	11
INDICE DE FIGURAS	14
INDICE DE TABLAS	21
1 - INTRODUCCIÓN	23
1.1 - MOTIVACIÓN	24
1.2 - OBJETIVOS	25
1.3 - ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	26
2 - PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS	29
2.1 - INTRODUCCIÓN	29
2.2 - IMPEDANCIA	29
2.3 - ADAPTACIÓN	30
2.4 - RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (SWR)	32
2.5 - INTENSIDAD DE RADIACIÓN	33
2.6 - DIAGRAMA DE RADIACIÓN	34
2.7 - DIRECTIVIDAD	35
2.8 - ANCHO DE BANDA	38
3 - TEORÍA DE ANTENAS IMPRESAS, DIPOLOS Y CAVIDADES.....	39
3.1 - INTRODUCCIÓN A LOS PARCHES	39
3.2 - MÉTODOS DE ALIMENTACIÓN DE LOS PARCHES	41
3.3 - POLARIZACIÓN CIRCULAR	44
3.4 - PARCHES DE BANDA ANCHA	45
3.5 - ESTRUCTURA Y FUNCIONAMIENTO DE PARCHES APILADOS	47
3.6 - FUNDAMENTOS DE LAS ANTENAS DE DIPOLO	50
3.7 - SIMETRIZADOR O BALÚN	56
3.8 - FUNDAMENTOS DE CAVIDADES	59
3.9 - INTRODUCCIÓN A LAS ANTENAS RECONFIGURABLES	65
4 - DISEÑO DE UNA ANTENA DE COMUNICACIONES POR SATÉLITE MEDIANTE ELEMENTO RADIANTE DE PARCHE EN CAVIDAD	69
4.1 - INTRODUCCIÓN	69
4.2 - ESTUDIO DEL ELEMENTO RADIANTE UNITARIO DE PARTIDA	70
4.3 - FASE DE SIMULACIÓN	74
4.3.1 - <i>VARIACIONES DE LOS PARÁMETROS RELATIVOS AL PARCHE</i>	75
4.3.1.1 - VARIACIÓN DEL TAMAÑO DE LOS PARCHES	75
4.3.1.2 - VARIACIÓN DE LA SEPARACIÓN ENTRE LOS PARCHES	78
4.3.1.3 - VARIACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS PUNTOS DE ALIMENTACIÓN:	80
4.3.1.4 - CONCLUSIONES.....	82
4.3.2 - <i>VARIACIONES DE LOS PARÁMETROS RELATIVOS A LA CAVIDAD</i>	83
4.3.2.1 - VARIACIÓN DE LA ALTURA DE LA CAVIDAD:	83
4.3.2.3 - CONCLUSIONES:	87
4.3.3 - <i>EVOLUCIÓN Y PARAMETRIZACIÓN DE LOS DISEÑOS</i>	88
4.3.3.1 - DISEÑO 1: Elemento radiante con cavidad de altura 0.125λ	89
4.3.3.2 - DISEÑO 2: Elemento radiante con cavidad de altura 0.5λ	95
4.3.4 - <i>OPTIMIZACIÓN Y DISEÑOS FINALES</i>	102
4.3.4.1 - DISEÑO 1: Elemento con cavidad de altura 0.125λ	102
4.3.4.2 - DISEÑO 2: Elemento con cavidad de altura 0.5λ	108
4.3.4.3 - Comparativa y conclusiones:	112
4.4 - DISEÑO Y ESTUDIO DEL ARRAY COMPLETO	113

4.4.1 – ARRAY DE PARCHES (ALIMENTACIÓN NORMAL).....	114
4.4.1.1 - Array de parches sin cavidades:.....	114
4.4.1.2 – Array de parches con cavidades de altura 0.125λ	118
4.4.1.3 – Array de parches con cavidades de altura 0.5λ	121
4.4.2 – ARRAY DE PARCHES (ALIMENTACIÓN ROTADA).....	124
4.4.2.1 - Array de parches sin cavidades:.....	124
4.4.2.2 – Array de parches con cavidades de altura 0.125λ	128
4.4.2.3 – Array de parches con cavidades de altura 0.5λ	130
4.4.3 – COMPARATIVAS Y CONCLUSIONES.....	132
4.4.3.1 - Conclusiones relativas a los parámetros S:.....	132
4.4.3.2 - Conclusiones relativas al diagrama de radiación:.....	135
4.4.3.3 - Conclusiones relativas a la relación axial:.....	136
4.5 - FASE DE CONSTRUCCION.....	137
4.5.1 – PLANOS DE MONTAJE.....	138
4.5.2 – MONTAJE DEL ELEMENTO INDIVIDUAL.....	143
4.6 - FASE DE MEDICIÓN.....	146
4.6.1 – MEDICION DEL ELEMENTO INDIVIDUAL.....	146
4.6.1.1 – Diseño 1: elemento con pared de cavidad de altura 0.125λ	146
4.6.1.2 – Diseño 2: elemento con pared de cavidad de altura 0.5λ	147
4.6.1.3 – Comparativa y conclusiones:.....	148
5 - DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN DE UNA ANTENA DE COMUNICACIONES MÓVILES MEDIANTE ELEMENTO RADIANTE DE DIPOLO EN CAVIDAD	149
5.1 - INTRODUCCIÓN.....	149
5.2 - FASE DE SIMULACION.....	151
5.2.1 - DISEÑO INICIAL.....	151
5.2.2 - PROCESO DE OPTIMIZACION.....	154
5.2.3 - DISEÑO CONJUNTO.....	159
5.2.3.1 - Acoplos entre puertos:.....	161
5.2.3.2 - Diagramas de radiación:.....	162
5.3 - FASE DE CONSTRUCCION Y MEDICION.....	168
5.3.1 - FASE DE CONSTRUCCION.....	168
5.3.2 - FASE DE MEDICIÓN DEL ELEMENTO INDIVIDUAL.....	171
5.3.2.1 – Medidas de ancho de banda en reflexión.....	172
5.3.2.2 – Medidas del diagrama de radiación:.....	174
6 - DISEÑO DE LA RED DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA	179
6.1 - INTRODUCCIÓN.....	179
6.2 - ESPECIFICACIONES INICIALES.....	180
6.3 - DISEÑO DEL DISTRIBUIDOR BALANCEADO.....	182
6.3.1 - DISEÑO 1: DISEÑO DE PARTIDA.....	183
6.3.1.1 – Proceso de adaptación.....	183
6.3.1.2 - Generación del Layout.....	198
6.3.2 - DISEÑO 2: DISTRIBUIDOR BALANCEADO DE TAMAÑO REDUCIDO.....	199
6.3.2.1 – Proceso de adaptación.....	199
6.3.2.2 – Generación del layout y simulación electromagnética:.....	205
6.4 - DISEÑO DEL DISTRIBUIDOR DESFASADO.....	208
6.4.1 - ESPECIFICACIONES INICIALES:.....	208
6.4.2 - PROCESO DE ADAPTACIÓN.....	209
6.4.3 - GENERACIÓN DEL LAYOUT Y SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA:.....	213
6.5 - CONSTRUCCION Y MEDICIÓN DE AMBAS REDES DE DISTRIBUCION DE POTENCIA ...	217
6.5.1 - FASE DE CONSTRUCCIÓN:.....	217
6.5.2 - FASE DE MEDICIÓN:.....	220
6.5.2.1 - Distribuidor Balanceado:.....	220
6.5.2.2 - Distribuidor desfasado:.....	225
7- DISEÑO DEL HÍBRIDO	229
7.1 - INTRODUCCION.....	229

7.2 - DISEÑO DEL CIRCUITO HÍBRIDO	231
7.2.1 - DISEÑO 1: DISEÑO DE UN HÍBRIDO IDEAL	231
7.2.2 - DISEÑO 2: DISEÑO DE UN HÍBRIDO REAL	233
7.3 - CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DEL HÍBRIDO	239
7.3.1 - FASE DE CONSTRUCCIÓN.....	239
7.3.2 - FASE DE MEDICIÓN.....	240
8 - CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DE LOS SISTEMAS COMPLETOS.....	245
8.1 - ANTENA DE COMUNICACIONES POR SATÉLITE	245
8.1.1 – CONSTRUCCIÓN DEL ARRAY.....	245
8.1.2.1 – Diseño 1: elemento con pared de cavidad de altura 0.125λ	248
8.1.2.2 – Diseño 2: elemento con pared de cavidad de altura 0.5λ	253
8.1.2.3 – Comparativa:	257
8.1.2 – MEDICIÓN DEL ELEMENTO INDIVIDUAL CON HÍBRIDO INCORPORADO EN LA PLACA DEL ARRAY.....	258
8.1.2.1 – Diseño 1: elemento con pared de cavidad de altura 0.125λ	259
8.1.2.2 – Diseño 2: elemento con pared de cavidad de altura 0.5λ	263
8.1.3 – MEDICION DEL ARRAY.....	267
8.1.3.1 – Array de cavidades de 0.125λ de altura con alimentación normal:	270
8.1.3.2 – Array de cavidades de 0.125λ de altura con alimentación rotada:	275
8.1.3.3 – Array de cavidades de 0.5λ de altura con alimentación normal:	280
8.1.3.4 – Array de cavidades de 0.5λ de altura con alimentación rotada:.....	285
8.1.4 – COMPARATIVA Y CONCLUSIONES	290
8.1.4.1 - Relativas al ancho de banda en reflexión:	290
8.1.4.2 - Relativas a los acoplamientos y los aislamientos:	290
8.1.4.3 - Relativas al diagrama de radiación:.....	291
8.1.4.4 - Relativas a la relación axial:.....	291
8.1.4.5 - Relativas a la ganancia:	294
8.2 - ANTENA DE COMUNICACIONES MÓVILES.....	296
8.2.1 – MEDICION DEL ELEMENTO INDIVIDUAL EN ARRAY.....	296
8.2.1.1 - Medidas de ancho de banda en reflexión:	296
8.2.1.1 - Diagrama de radiación:	297
8.2.2 – MEDICION DEL ARRAY LINEAL DE CUATRO ELEMENTOS	299
8.2.2.1 - Medidas de ancho de banda en reflexión y acoplamientos:.....	299
8.2.2.2 - Medidas del diagrama de radiación:.....	306
8.2.3 – COMPARATIVA Y CONCLUSIONES	309
8.2.3.1 - Relativas a los parámetros S:	309
8.2.3.2 - Relativas al diagrama de radiación:.....	309
9 - CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS	311
9.1 - CONCLUSIONES	311
9.2 - LINEAS FUTURAS DE TRABAJO	312
REFERENCIAS	315
ANEXOS	319
A. INTRODUCCIÓN A LA CARACTERIZACIÓN	319
DE COMPONENTES DE RF	319
B. PUBLICACIONES	323
B.1 -PUBLICACIONES INTERNACIONALES.....	323
B.2 - PUBLICACIONES NACIONALES.....	323
C. PRESUPUESTO	325
D. PLIEGO DE CONDICIONES	327

INDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 – Ejemplo de línea de transmisión	30
Figura 2.2 – Sistema de coordenadas esférico.....	33
Figura 2.3 – Diagrama de radiación en coordenadas polares(izquierda), tridimensional (centro) y en coordenadas cartesianas (derecha).....	35
Figura 2.4 – Directividad de una antena.....	36
Figura 2.5 – Diferentes trazos descritos por una onda en el tiempo	37
Figura 3.1 – Diferentes geometrías de antenas de parche.....	40
Figura 3.2 – Alimentación mediante línea microstrip	41
Figura 3.3 – Alimentación mediante sonda coaxial.....	42
Figura 3.4 – Alimentación mediante acoplo por ranura radiante.....	43
Figura 3.5 – Alimentación mediante acoplo por proximidad	43
Figura 3.6 – Excitación de dos modos ortogonales en un parche cuadrado	45
Figura 3.7 – Aproximación al diseño de un parche circular	46
Figura 3.8 - Esquema de parches apilados.....	47
Figura 3.9 - Líneas de campo en la cavidad resonante	48
Figura 3.10 – Dipolo elemental	50
Figura 3.11 – Diagrama de radiación de un dipolo elemental, tridimensional (izquierda) y corte en el plano E (derecha).....	52
Figura 3.12 – Líneas de campo eléctrico (izquierda) y magnético (derecha)	55
Figura 3.13 - Campos de radiación de un dipolo elemental	55
Figura 3.14- Conexión de un dipolo a un cable coaxial	56
Figura 3.15- Esquema de las corrientes.....	57
Figura 3.16 –Unión de una línea no equilibrada con un dipolo.....	58
Figura 3.17 –Unión de una línea no equilibrada con un dipolo.....	58
Figura 3.18- Estructura de la antena de cavidad de microondas.....	59
Figura 3.19 – Formas básicas de antenas de culata (largas y cortas).....	63
Figura 3.20 – Formas básicas de antenas de culata (largas y cortas).....	63
Figura 3.21 – Diseños de antena de cavidad con aperturas radiantes semitransparentes: (a)rectangular; (b)circular; (c) de dos cavidades; (d) de doble contorno; (e)con forma de anillo.....	64
Figura 3.22 – Antenas de cavidad abierta trasera: (a)apertura rectangular; (b)apertura circular;.....	64
Figura 3.23 – Ejemplo de un enlace de comunicaciones inalámbrico utilizando antenas reconfigurables.....	67
Figura 3.24 – Control básico de señal para el sistema ejemplo	68
Figura 4.1 – Esquema del elemento radiante unitario de partida.....	71
Figura 4.2 – Diagrama de radiación en los planos 0° y 90°	72
Figura 4.3 – Diagrama de relación axial para los planos principales	73
Figura 4.4 – Pérdidas de retorno.....	73
Figura 4.5 – Aislamiento entre las puertas de entrada al parche	74
Figura 4.6 – Esquema de la disposición de los parches.....	75
Figura 4.7 – Pérdidas de retorno de cada una de las simulaciones	77
Figura 4.8 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones	77
Figura 4.9 – Pérdidas de retorno de cada una de las simulaciones	79
Figura 4.10 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones	79
Figura 4.11 – Pérdidas de retorno de cada una de las simulaciones	81
Figura 4.12 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones	81
Figura 4.13 – Pérdidas de retorno de cada una de las simulaciones	84
Figura 4.14 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones	84
Figura 4.15 – Pérdidas de retorno de cada una de las simulaciones	85
Figura 4.16 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones	85
Figura 4.17 – Pérdidas de retorno de cada una de las simulaciones	87
Figura 4.18 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones	87
Figura 4.19 – Comparativa de las pérdidas de retorno de algunos parches de cavidad con las de la antena GEODA.....	88
Figura 4.20 – Ancho de banda en reflexión de las simulaciones llevadas a cabo.....	90

Figura 4.21 – Ancho de banda en reflexión de las simulaciones llevadas a cabo.....	91
Figura 4.22 – Curvas sobre la carta de Smith de las simulaciones llevadas a cabo.....	92
Figura 4.23 – Ancho de banda en reflexión de las simulaciones llevadas a cabo.....	93
Figura 4.24 – Pérdidas de retorno con diferentes valores de H1	96
Figura 4.25 – Pérdidas de retorno con diferentes valores de H2	97
Figura 4.26 – Pérdidas de retorno con diferentes valores de D	98
Figura 4.27 – Pérdidas de retorno con diferentes valores de r1	99
Figura 4.28 – Pérdidas de retorno con diferentes valores de r2.....	100
Figura 4.29 – Pérdidas de retorno con diferentes valores de L.....	101
Figura 4.30 – Imagen del diseño 1 en la herramienta Ensemble 8.0	102
Figura 4.31 – Parámetros S de los puertos del diseño 1	103
Figura 4.32 – Adaptación del diseño 1	104
Figura 4.33 – Diagrama de radiación del diseño 1 en theta ($\phi = 0^\circ$).....	104
Figura 4.34 – Diagrama de radiación del diseño 1 en theta ($\phi = 90^\circ$).....	105
Figura 4.35 – Imagen del diseño 1, modificado y realizado en la herramienta CST 2006B	106
Figura 4.36 – Parámetros S en los puertos del diseño 1 en CST 2006B.....	106
Figura 4.37 – Curva sobre la carta de smith del diseño 1 en CST.....	107
Figura 4.38 – Imagen que adquiere el diseño 2 en la herramienta CST	108
Figura 4.39 – Parámetros S en los puertos de entrada del diseño 2.....	109
Figura 4.40 – Curva sobre la carta de Smith del diseño 2	109
Figura 4.41 – Diagrama de radiación de la componente copolar del diseño 2 ($\phi=0^\circ$)	110
Figura 4.42 – Diagrama de radiación de la componente contra polar del diseño 2 ($\phi=0^\circ$)	110
Figura 4.43 – Diagrama de radiación de la componente copolar del diseño 2 ($\phi=90^\circ$)	111
Figura 4.44 – Diagrama de radiación de la componente contra polar del diseño 2 ($\phi=90^\circ$)	111
Figura 4.45 – Representación en CST del array 2x2 de parches sin cavidades	114
Figura 4.46 – Esquema indicativo de la numeración de los puertos de alimentación.....	115
Figura 4.47 – Acoplamiento de los puertos del array con el puerto número 1.....	116
Figura 4.48 – Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente copolar)	116
Figura 4.49 – Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente Contrapolar)	117
Figura 4.50 – Relación axial del array sin cavidades	117
Figura 4.51 – Representación en CST del array 2x2 de parches con cavidades de altura 0.125λ	118
Figura 4.52 – Acoplamiento de los puertos del array con el puerto número 1.....	118
Figura 4.53 – Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.125λ (Componente copolar).....	119
Figura 4.54 – Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.125λ (Componente contrapolar)	119
Figura 4.55 – Relación axial del array con cavidades de altura 0.125λ	120
Figura 4.56 – Representación en CST del array 2x2 de parches con cavidades de altura 0.5λ	121
Figura 4.57 – Acoplamiento de los puertos del array con el puerto número 1.....	121
Figura 4.58 – Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.5λ (Componente Copolar).....	122
Figura 4.59 – Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.5λ (Componente Contrapolar)....	122
Figura 4.60 – Relación axial del array con cavidades de altura 0.5λ	123
Figura 4.61 – Esquema indicativo de la numeración de los puertos de alimentación.....	124
Figura 4.62 – Acoplamiento de los puertos del array con el puerto número 1.....	126
Figura 4.63 - Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente copolar).....	126
Figura 4.64 - Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente contrapolar).....	127
Figura 4.65 - Relación axial del array sin cavidades	127
Figura 4.66 – Acoplamiento de los puertos del array con el puerto número 1.....	128
Figura 4.67 - Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente copolar).....	128
Figura 4.68 - Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.125λ (Componente contrapolar)	129
Figura 4.69 - Relación axial del array con cavidades de altura 0.125λ	129
Figura 4.70 – Acoplamiento de los puertos del array con el puerto número 1.....	130
Figura 4.71 - Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.5λ (Componente copolar)	130
Figura 4.72 - Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.5λ (Componente contrapolar)	131
Figura 4.73 - Relación axial del array con cavidades de altura 0.5λ	131
Figura 4.74 – Parámetros S de los puertos del array rotado sin cavidades	132
Figura 4.75 – Parámetros S de los puertos del array rotado con cavidad de 0.125λ	133
Figura 4.76 – Parámetros S de los puertos del array rotado con cavidad de 0.5λ	133

Figura 4.77 – Pérdidas de retorno en el puerto 1 para las diferentes configuraciones de array con alimentación normal.....	134
Figura 4.78 – Pérdidas de retorno en el puerto 1 para las diferentes configuraciones de array con rotación secuencial.....	134
Figura 4.79 – Plano de la parte superior de la base de la cavidad.....	138
Figura 4.80 – Plano de la parte superior y los laterales de la base de la cavidad.....	139
Figura 4.81 – Plano de las paredes de la cavidad del diseño 1 (Lado grande arriba y lado pequeño abajo) ..	140
Figura 4.82 – Planos de las paredes de la cavidad del diseño 2 (Lado grande arriba y lado pequeño abajo)	141
Figura 4.84 – Imagen de las placas metálicas atornilladas a la cavidad.....	143
Figura 4.86 – Imagen de los parches y las capas de rohacell.....	144
Figura 4.87 – Imagen del elemento radiante individual ensamblado, de cavidad baja (arriba) y de cavidad alta (abajo).....	145
Figura 4.88 – Parámetros S del elemento individual del diseño 1 con y sin híbrido.....	146
Figura 4.89 - Parámetros S del diseño 2.....	147
Figura 5.1 – Antena desmontada con la cavidad a la izquierda y el dipolo a la derecha.....	150
Figura 5.2 - Esquema del elemento radiante individual que compone la antena.....	151
Figura 5.3 - Aspecto que adquiere el elemento radiante individual en CST.....	152
Figura 5.4 - Ancho de banda en reflexión.....	153
Figura 5.5 - Curva sobre la carta de Smith.....	153
Figura 5.6 - Representación polar del ancho de haz (En $\phi = 0^\circ$).....	154
Figura 5.7 - Esquema del elemento radiante individual con el parche adaptador colocado.....	155
Figura 5.8 - Aspecto en CST del elemento radiante individual con el parche adaptador colocado.....	155
Figura 5.9 - Ancho de banda en reflexión.....	156
Figura 5.10 - Ancho de banda en reflexión.....	156
Figura 5.11 - Ancho de banda en reflexión.....	157
Figura 5.12 - Ancho de banda en reflexión.....	157
Figura 5.13 - Ancho de banda en reflexión.....	158
Figura 5.16 - Aspecto en CST de la antena global.....	160
Figura 5.17 - Parámetros de transmisión entre puertos.....	161
Figura 5.18 - Diagrama de radiación de la antena individual sin peralte.....	162
Figura 5.19 - Diagrama de radiación de la antena individual con peralte.....	162
Figura 5.20 - Diagrama de radiación de la antena conjunta con peralte.....	163
Figura 5.21 - Diagrama de radiación de la antena individual sin peralte.....	164
Figura 5.22 - Diagrama de radiación de la antena individual con peralte.....	164
Figura 5.23 - Diagrama de radiación de la antena conjunta con peralte.....	165
Figura 5.24 - Diagrama de radiación de la antena individual sin peralte.....	165
Figura 5.25 - Diagrama de radiación de la antena individual.....	166
Figura 5.26 - Diagrama de radiación de la antena conjunta.....	166
Figura 5.27 - Vista en alzado (arriba) y vista en 3D (abajo) de la placa de cobre.....	169
Figura 5.28 - Vista en alzado (arriba) y vista en 3D (abajo) de los soportes de plástico.....	170
Figura 5.29 - Aspecto real y tamaños relativos de la placa de cobre y del soporte de plástico.....	170
Figura 5.30 - Tamaño relativo del elemento radiante unitario con la placa de cobre montada.....	171
Figura 5.31 – Antena global con las placas de cobre ya montadas.....	171
Figura 5.32 – Pérdidas de retorno del elemento individual con $D=2$ mm y L variable.....	172
Figura 5.33 – Pérdidas de retorno del elemento individual con $D=3$ mm y L variable.....	173
Figura 5.34 – Pérdidas de retorno del elemento individual con $D=4$ mm y L variable.....	173
Figura 5.35 – Pérdidas de retorno del elemento individual con $D=5$ mm y L variable.....	174
Figura 5.36 – Fotografía del elemento radiante unitario en la cámara anecoica.....	175
Figura 5.37 – Componente copolar en $\phi = 0^\circ$	175
Figura 5.38 – Componente contra polar en $\phi = 0^\circ$	176
Figura 5.39 – Componente copolar en $\phi = 90^\circ$	176
Figura 5.40 – Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$	177
Figura 6.1 – Esquema del distribuidor de potencia.....	179
Figura 6.2 - Pista a las que se pretende soldar el conector.....	183
Figura 6.3 – Captura de pantalla de la herramienta LineCalc.....	184
Figura 6.4 – Captura de pantalla de la herramienta Tune.....	185

Figura 6.5 – Captura de pantalla del proceso de diseño en ADS.....	186
Figura 6.6 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada	186
Figura 6.7 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada	187
Figura 6.8 – Captura de pantalla de ADS de la línea con los dos adaptadores $\lambda/4$	188
Figura 6.9 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada	188
Figura 6.10 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada	189
Figura 6.11 – Circuito en ADS con dos ramas del distribuidor.....	189
Figura 6.12 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada	190
Figura 6.13 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada	190
Figura 6.14 – Captura de pantalla del diseño en ADS.....	191
Figura 6.15 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada	192
Figura 6.16 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada	192
Figura 6.17 – Captura de pantalla del diseño en ADS.....	193
Figura 6.18 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada	193
Figura 6.19 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada	194
Figura 6.20 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada	195
Figura 6.21 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada	196
Figura 6.22 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada	196
Figura 6.23 – Potencia en los puertos de salida.....	197
Figura 6.24 – Fase en los puertos de salida	197
Figura 6.25 – Layout generado por ADS tras el proceso de diseño	198
Figura 6.26 – Proceso de diseño en ADS del distribuidor balanceado reducido	200
Figura 6.27 – Curva sobre la carta de Smith de la línea de transmisión	200
Figura 6.28 – Proceso de diseño en ADS tras introducir los dos adaptadores.....	201
Figura 6.29 – Ancho de banda en reflexión de la línea de transmisión	202
Figura 6.30 – Curva sobre la carta de Smith de la línea de transmisión	202
Figura 6.31 – Diseño final en ADS del circuito distribuidor de potencia.....	203
Figura 6.33 – Curva sobre la carta de Smith de la reflexión en el puerto de entrada	204
Figura 6.31 – Curvas de fases en los puertos de salida.....	204
Figura 6.34 – Curvas de reparto de potencia en los puertos de salida	204
Figura 6.35 – Ancho de banda en reflexión del distribuidor balanceado (Simulación electromagnética).....	205
Figura 6.36 – Adaptación del distribuidor balanceado (Simulación electromagnética)	206
Figura 6.37 – Plano del circuito tras la generación del layout en ADS	206
Figura 6.38 – Esquema indicador de las pistas del circuito.....	207
Figura 6.39 – Introducción del adaptador $\lambda / 4$ en el puerto de salida número 2	210
Figura 6.40 – Introducción del adaptador $\lambda / 2$	211
Figura 6.41 – Diseño final en ADS del distribuidor desfasado	211
Figura 6.42 – Ancho de banda en reflexión y carta de Smith del distribuidor desfasado.....	212
Figura 6.43 – Desfases relativos respecto del puerto 1.....	212
Figura 6.44 – Reparto de potencia en cada uno de los puertos.....	213
Figura 6.45 – Ancho de banda en reflexión y carta de Smith del distribuidor desfasado (Simulación electromagnética)	214
Figura 6.46 – Desfases relativos respecto del puerto 1 (Simulación electromagnética).....	214
Figura 6.47 – Plano del circuito tras la generación del layout en ADS	215
Figura 6.48 – Esquema indicador de las pistas del circuito.....	215
Figura 6.49 – Esquema indicador de las dimensiones del distribuidor balanceado.....	217
Figura 6.50 – Esquema indicador de las dimensiones del distribuidor desfasado	218
Figura 6.51 – Conector SMA	218
Figura 6.52 – Distribuidor balanceado construido	219
Figura 6.53 – Distribuidor desfasado construido.....	219
Figura 6.54 – Tamaño relativo de los distribuidores	220
Figura 6.55 – Ancho de banda en reflexión del puerto de entrada	221
Figura 6.56 – Curva sobre la carta de Smith en el puerto de entrada	221
Figura 6.57 – Fase en los puertos de salida	222
Figura 6.58 – Diferencia de fase entre los puertos de salida	222
Figura 6.59 – Reparto de potencia en los puertos de salida.....	223

Figura 6.60 – Reparto relativo de potencia en los puertos de salida.....	223
Figura 6.61 – Pérdidas con la frecuencia del circuito distribuidor de potencia (balanceado).....	224
Figura 6.62 – Ancho de banda en reflexión del puerto de entrada	225
Figura 6.63 – Curva sobre la carta de Smith en el puerto de entrada	225
Figura 6.64 – Fase en los puertos de salida	226
Figura 6.65 – Reparto de potencia en los puertos de salida.....	226
Figura 6.66 – Reparto relativo de potencia en los puertos de salida.....	227
Figura 6.67 – Reparto relativo de potencia en los puertos de salida.....	227
Figura 7.1 - Acoplador híbrido branchline	229
Figura 7.2 – Captura de pantalla del diseño en ADS del híbrido ideal.....	232
Figura 7.3 – Transmisión de potencia entre los puertos del híbrido	232
Figura 7.4 – Desfase entre los puertos 3 y 4.....	233
Figura 7.5 – Captura de pantalla del diseño en ADS del híbrido real.....	234
Figura 7.6 – Ancho de banda en reflexión de las puertas del híbrido.....	235
Figura 7.7 – Reparto y relación de potencias de los puertos 3 y 4	235
Figura 7.8 – Relación de fases entre los puertos 3 y 4.....	236
Figura 7.9 – Ancho de banda en reflexión de las puertas del híbrido (Simulación electromagnética).....	236
Figura 7.10 – Reparto y relación de potencias de los puertos 3 y 4 (Simulación electromagnética).....	237
Figura 7.11 – Relación de fases entre los puertos 3 y 4 (Simulación electromagnética).....	237
Figura 7.12 – Esquema generado por ADS con la forma que tendrá el híbrido	238
Figura 7.13 – Plano en Autocad con las dimensiones del híbrido	239
Figura 7.14 – Híbrido construido	240
Figura 7.15 – Ancho de banda en reflexión de los puertos del híbrido	241
Figura 7.16 – Desfase entre los puertos 3 y 4 del híbrido	241
Figura 7.17 – Reparto de potencia en los puertos 3 y 4 del híbrido.....	242
Figura 7.18 – Reparto relativo de potencia entre los puertos 3 y 4 del híbrido	242
Figura 8.1 – Vista frontal de uno de los arrays.....	246
Figura 8.2 – Imagen del array de cavidades de 0.5λ de altura.....	247
Figura 8.3 – Imagen del array de cavidades de 0.125λ de altura.....	247
Figura 8.4 – Imagen de las conexiones del array con los híbridos y el distribuidor.....	248
Figura 8.5 – Parámetros S del elemento individual del diseño 1 con y sin híbrido	249
Figura 8.6 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$	249
Figura 8.7 - Componente contra polar en $\phi = 0^\circ$	250
Figura 8.8 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$	250
Figura 8.9 - Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$	251
Figura 8.10 – Relación axial elemento radiante cavidad 0.125λ medido de manera aislada.....	251
Figura 8.11 – Ganancia del elemento radiante cavidad 0.125λ medido de manera aislada.....	252
Figura 8.12 - Parámetros S del diseño 2 (con y sin híbrido conectado)	253
Figura 8.13 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$	254
Figura 8.14 - Componente contra polar en $\phi = 0^\circ$	254
Figura 8.15 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$	255
Figura 8.16 - Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$	255
Figura 8.17 – Relación axial elemento radiante cavidad 0.5λ medido de manera aislada.....	256
Figura 8.18 – Ganancia del elemento radiante cavidad 0.5λ medido de manera aislada.....	256
Figura 8.19 – Diagrama de radiación del diseño 1 en la placa de array en $\phi = 0^\circ$ (copolar y contrapolar)..	259
Figura 8.20 – Diagrama de radiación del diseño 1 en la placa de array en $\phi = 90^\circ$ (copolar y contrapolar).	260
Figura 8.21 – Pérdidas de retorno del diseño 1 en la placa del array.....	261
Figura 8.22 – Ganancia del diseño 1 en la placa de array.....	261
Figura 8.23 – Relación axial del diseño 1 en la placa de array.....	262
Figura 8.24 – Diagrama de radiación del diseño 2 en la placa de array en $\phi = 0^\circ$ (copolar y contrapolar)..	263
Figura 8.25 – Diagrama de radiación del diseño 1 en la placa de array en $\phi = 90^\circ$ (copolar y contrapolar).	264
Figura 8.26 – Pérdidas de retorno del diseño 2 en la placa del array.....	265
Figura 8.27 – Ganancia del diseño 2 en la placa de array.....	265
Figura 8.28 – Ganancia del diseño 2 en la placa de array.....	266
Figura 8.29 – Esquema de la vista trasera del array y de la numeración de los híbridos.....	268
Figura 8.30 – Formas de alimentar el array: normal (izquierda) y rotada (derecha)	269

Figura 8.31 - Parámetros S del array de 0.125λ de altura y alimentación normal.....	270
Figura 8.32 – Acoplos entre los híbridos del array de 0.125λ de altura y alimentación normal.....	270
Figura 8.33 – Aislamientos entre los híbridos del array de 0.125λ de altura y alimentación normal.....	271
Figura 8.34 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$	271
Figura 8.35 - Componente contrapolar en $\phi = 0^\circ$	272
Figura 8.36 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$	272
Figura 8.37 - Componente contrapolar en $\phi = 90^\circ$	273
Figura 8.38 – Relación axial del array de 0.125λ de altura y alimentación normal.....	273
Figura 8.39 - Ganancia con la frecuencia.....	274
Figura 8.40 - Parámetros S del array de 0.125λ de altura y alimentación rotada.....	275
Figura 8.42 – Acoplos entre los híbridos del array de 0.125λ de altura y alimentación rotada.....	276
Figura 8.43 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$	276
Figura 8.44 - Componente contrapolar en $\phi = 0^\circ$	277
Figura 8.45 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$	277
Figura 8.46 - Componente contrapolar en $\phi = 90^\circ$	278
Figura 8.47 – Relación axial del array de 0.125λ de altura y alimentación rotada.....	278
Figura 8.48 – Ganancia con la frecuencia.....	279
Figura 8.49 - Parámetros S del array de 0.5λ de altura y alimentación normal.....	280
Figura 8.50 – Acoplos entre los híbridos del array de 0.5λ de altura y alimentación normal.....	280
Figura 8.51 – Aislamientos entre los híbridos del array de 0.5λ de altura y alimentación normal.....	281
Figura 8.52 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$	281
Figura 8.53 - Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$	282
Figura 8.54 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$	282
Figura 8.55 - Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$	283
Figura 8.56 – Relación axial array cavidades 0.5λ con alimentación normal.....	283
Figura 8.57 – Ganancia del array cavidades 0.5λ con alimentación normal.....	284
Figura 8.58 - Parámetros S del array de 0.5λ de altura y alimentación rotada.....	285
Figura 8.60 – Aislamientos entre los híbridos del array de 0.5λ de altura y alimentación rotada.....	286
Figura 8.61 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$	286
Figura 8.62 - Componente contrapolar en $\phi = 0^\circ$	287
Figura 8.63 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$	287
Figura 8.64 - Componente contrapolar en $\phi = 90^\circ$	288
Figura 8.65 – Relación axial del array de 0.5λ de altura y alimentación rotada.....	288
Figura 8.66 - Representación de la ganancia con la frecuencia.....	289
Figura 8.67 – Comparativa de Relación axial entre los diferentes arrays de cavidades.....	292
Figura 8.68 – Evolución de la relación axial en la cavidad baja.....	293
Figura 8.69 – Evolución de la relación axial en la cavidad alta.....	293
Figura 8.70 – Comparativa de la ganancia con la frecuencia de los arrays (copolar).....	294
Figura 8.71 – Comparativa de la ganancia con la frecuencia de los arrays (contrapolar).....	295
Figura 8.72 – Ancho de banda en reflexión del elemento individual en array.....	296
Figura 8.73 – Diagramas de radiación en $\phi = 0^\circ$ (Copolar y contrapolar).....	297
Figura 8.74 – Diagramas de radiación en $\phi=90^\circ$ (Copolar y contrapolar).....	298
Figura 8.75 – Esquema con la nueva disposición de las cavidades.....	299
Figura 8.76 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con $D=3$ y $L=34$	300
Figura 8.77 – Medidas acoplamiento entre puertos del diseño con $D=3$ y $L=34$	300
Figura 8.78 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con $D=3$ y $L=36$	301
Figura 8.79 – Medidas de acoplamiento entre puertos del diseño con $D=3$ y $L=36$	301
Figura 8.80 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con $D=4$ y $L=34$	302
Figura 8.81 – Medidas de acoplamiento entre puertos del diseño con $D=4$ y $L=34$	302
Figura 8.82 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con $D=4$ y $L=36$	303
Figura 8.83 – Medidas de la transmisión entre puertos del diseño con $D=4$ y $L=36$	303
Figura 8.84 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con $D=5$ y $L=34$	304
Figura 8.85 – Medidas de la transmisión entre puertos del diseño con $D=5$ y $L=34$	304
Figura 8.86 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con $D=5$ y $L=36$	305
Figura 8.87 – Medidas de los acoplos entre puertos del diseño con $D=5$ y $L=36$	305
Figura 8.88 – Fotografía de la antena de cuatro elementos en la cámara anecoica.....	306

Figura 8.89 – Componente copolar en $\phi = 0^\circ$	307
Figura 8.90 – Componente contra polar en $\phi = 0^\circ$	307
Figura 8.91 – Componente copolar en $\phi = 90^\circ$	308
Figura 8.92 – Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$	308

INDICE DE TABLAS

Tabla 3.1 – Ventajas e inconvenientes de las antenas microstrip	39
Tabla 3.2 – Tabla orientativa para selección del sustrato	40
Tabla 4.1 – Especificaciones del elemento radiante unitario de partida	71
Tabla 4.2 – Estructura de capas del elemento radiante unitario de partida	71
Tabla 4.3 - Valores de los parámetros de la cavidad	76
Tabla 4.4 – Valores de factor de escala usado en cada simulación	76
Tabla 4.5 – Valores fijos y variables de los parámetros de la cavidad	78
Tabla 4.6 – Tabla con los valores de separación entre parches usado en cada simulación.....	78
Tabla 4.7 – Valores fijos y variables de los parámetros de la cavidad	80
Tabla 4.8 – Valores de distancia entre puntos de alimentación usado en cada simulación	80
Tabla 4.9 – Valores fijos y variables de los parámetros de la cavidad	83
Tabla 4.10 – Valores de altura de cavidad usado en cada simulación	83
Tabla 4.11 – Tabla con los valores de altura de cavidad usado en cada simulación	84
Tabla 4.12 – Valores fijos y variables de los parámetros de la cavidad	86
Tabla 4.13 – Valores de anchura de cavidad usados en cada simulación	86
Tabla 4.14 – Leyenda de la gráfica de la figura 4.19	88
Tabla 4.15 – Valores de los parámetros en cada simulación	91
Tabla 4.16 – Valores de los parámetros en cada simulación	93
Tabla 4.17 – Valores de los parámetros en cada simulación	94
Tabla 4.18 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2	95
Tabla 4.19 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2	96
Tabla 4.20 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2	97
Tabla 4.21 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2	98
Tabla 4.22 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2	99
Tabla 4.23 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2	100
Tabla 4.24 – Resumen con las dimensiones del diseño número 1	102
Tabla 4.25 – Resumen con las capas que componen el diseño número 1	103
Tabla 4.26 – Resumen con las dimensiones del diseño número 2	108
Tabla 4.27 – Resumen con los parámetros de estudio de cada diseño simulado	112
Tabla 4.28 – Coordenadas cartesianas de los puertos	115
Tabla 4.29 – Fases en cada uno de los puertos del array	115
Tabla 4.30 – Coordenadas cartesianas de los puertos	125
Tabla 4.31 - Fases en cada uno de los puertos del array	125
Tabla 4.32 – Leyenda de las simulaciones de las figuras 4.77 y 4.78	133
Tabla 4.33 – Cuadro resumen con el ancho de banda relativo de cada simulación	135
Tabla 4.34 – Cuadro resumen con la ganancia máxima de cada simulación	136
Tabla 4.35 – Cuadro resumen con el ancho de haz de cada simulación	136
Tabla 4.36 – Cuadro resumen con la relación axial de cada simulación	136
Tabla 4.37 – Comparativa entre el ancho de banda relativo de los diseños simulados y medidos	148
Tabla 5.1 - Medidas más significativas del elemento individual que compone la antena	151
Tabla 5.2 - Cuadro resumen con los parámetros de las diferentes disposiciones de antena	167
Tabla 6.1 – Valores típicos del sustrato TLX-9	180
Tabla 6.2 – Especificaciones de salida de la red de distribución balanceada	181
Tabla 6.3 – Especificaciones de salida de la red de distribución con salidas desfasadas	181
Tabla 6.4 – Tabla con las dimensiones y número de codos de cada pista	207
Tabla 6.5 – Tabla con las dimensiones y número de codos de cada pista	216
Tabla 7.1 - Distribución de alimentación en módulo y fase acoplador branchline	230
Tabla 7.2 – Tabla con las dimensiones e impedancias de las pistas	234
Tabla 8.1 – Cuadro resumen con los principales parámetros de los diseños	257
Tabla 8.2 – Cuadro resumen con los principales parámetros de los diseños	266
Tabla 8.3 - Cuadro resumen de los anchos de banda en reflexión	290
Tabla 8.4 – Comparativa de la relación axial entre arrays	292
Tabla 8.5 – Comparativa de anchos de haz	310

1 - INTRODUCCIÓN

En este documento se describe el proyecto técnico de ingeniería consistente en el diseño, construcción, medición y estudio de una serie de antenas con diferentes características:

- Dos antenas destinadas a las comunicaciones vía satélite, compuestas cada una por un array de 2x2 elementos radiantes consistentes en dos parches apilados y una cavidad de geometría cuadrada, con polarización circular y que funcionan en la banda de 1'92 a 2'17 Ghz. Ambas antenas son prácticamente idénticas, excepto en que las cavidades tienen paredes de diferentes alturas en una y otra antena. El diseño, construcción, medición y estudio de estas antenas ha sido completamente desarrollado en este proyecto.

-Una antena destinada a las comunicaciones móviles, compuesta por cuatro elementos radiantes en línea consistentes cada uno en un dipolo bow-tie rodeado, como en el caso anterior, por una cavidad de geometría cuadrada, con polarización lineal y que funciona en la banda de 1'7 a 2'3 Ghz. En este caso, la antena ya estaba construida, y este proyecto sólo contempla la optimización de la misma, es decir: el rediseño, la medición y el estudio de dichas mediciones.

Este proyecto es llevado a cabo conjuntamente tanto en las instalaciones de la Escuela Politécnica de la Universidad Autónoma de Madrid para los procesos de diseño, simulación y construcción de circuitos, como en la Universidad Politécnica de Madrid, para la construcción de la estructura y la medición de la antena en su cámara anecoica.

1.1 - MOTIVACIÓN

Actualmente, la mayoría de los usuarios que acceden a los servicios multimedia de la radiodifusión directa por satélite emplean antenas con reflector parabólico para la captación. Se trata de antenas bastante aparatosas que tienen un gran impacto visual en las fachadas de los edificios.

Aunque la elevada potencia de emisión de los transmisores embarcados en los satélites permite el empleo de reflectores cada vez menores, las características de ganancia y directividad requeridas para captar la señal del servicio DBS aún sobrepasan con creces lo que antenas sencillas como el dipolo o la antena de parche pueden ofrecer, por lo que sería preciso agruparlas en arrays [1].

El párrafo anterior describe bastante bien una de las líneas de trabajo del presente proyecto. Las antenas impresas, que resultan muy apropiadas para la implementación de arrays planares, empiezan a ganar terreno a las parabólicas tanto en el ámbito doméstico como en el profesional, gracias, en buena medida, a que son más compactas, robustas, más fáciles de desplegar y de integrar en su entorno. Cabe, además, la posibilidad de aplicar a su fabricación técnicas de producción masiva propias de la tecnología de circuitos impresos o la combinación con otros elementos como cavidades [2].

En lo referente a las antenas de estación base para comunicaciones móviles, hay que decir que el campo de las comunicaciones móviles inalámbricas ha crecido a una tasa explosiva en los últimos años, cubriendo muchas áreas técnicas y ganando cada vez más importancia en la economía: Se estima que en el año 2000, las actividades anuales relacionadas con las mismas superaron los 100 billones de dólares.[3]

Una aplicación de los arrays de antenas es precisamente este campo, dando una posible solución al problema de limitación de ancho de banda y, por tanto, cubriendo la creciente demanda para un elevado número de móviles en canales de comunicación [4].

Se ha demostrado a través de varios estudios que, cuando un array se usa de manera apropiada en un sistema de comunicaciones móviles, ayuda a mejorar el rendimiento incrementando la capacidad del canal y la eficiencia del espectro, aumentando el rango de cobertura, adaptando la forma del haz, dirigiendo múltiples haces para rastrear muchos móviles y compensando la distorsión de apertura electrónicamente. Así mismo, reduce el desvanecimiento por multitrayecto, las interferencias cocanal, la complejidad del sistema y la VER. Se ha argumentado que las antenas adaptativas y los algoritmos para controlarlas son vitales para el desarrollo de un sistema de comunicaciones de alta capacidad [5].

Un array de antenas se puede usar de varias formas para mejorar el rendimiento de un sistema de comunicaciones, quizá la más importante es su capacidad para cancelar interferencias cocanal. Un array trabaja sobre la premisa de que la señal deseada y las interferencias cocanal indeseadas proceden de diferentes direcciones. El diagrama de radiación se ajusta para adaptarse a las necesidades a través de la combinación de señales procedentes de diferentes antenas con una ponderación apropiada.

1.2 - OBJETIVOS

Este trabajo persigue cumplir varios objetivos relacionados con antenas destinadas a las comunicaciones móviles y por satélite:

Para la antena de comunicaciones por satélite, se nos presentan los siguientes objetivos:

- El primero de ellos es la mejora de las características de un elemento radiante ya construido destinado a las comunicaciones vía satélite. Para que nos hagamos una idea previa del mismo, a grandes rasgos comentaremos lo siguiente: dicho elemento funciona centrado a una frecuencia de 1.7 Ghz, tiene un ancho de banda en reflexión de 8.2% a -15 dB y tiene ciertos problemas de acoplos entre los elementos adyacentes del array en el que está ubicado. Información detallada de esta antena la encontramos en el apartado 4.2.

El rediseño de dicho elemento ha de conseguir, mediante el uso de cavidades metálicas de geometría cuadrada y dimensiones aún por determinar, aumentar el ancho de banda en la medida de lo posible, mejorar el diagrama de radiación y tratar de reducir dichos acoplos.

- El siguiente objetivo es, partiendo del elemento radiante mejorado en el apartado anterior, la construcción de una antena de array de 2x2 elementos radiantes y la demostración de que la introducción de una rotación secuencial de fase de 90° entre cada elemento adyacente de dicho array, mejora la polarización circular del conjunto, reduciendo la componente contrapolar no deseada.

Para la antena de comunicaciones móviles, los objetivos son los siguientes:

- Como en el apartado anterior, establecemos como primer objetivo la mejora de las características de la antena de comunicaciones móviles descrita brevemente en la introducción (se describe en más detalle en el apartado 5.1), especialmente intentaremos mejorar el ancho de banda en reflexión y el diagrama de radiación.
- Al tratarse de una antena de muy altas prestaciones, hemos establecido como objetivo secundario, el estudio en detalle de todas las técnicas usadas en la misma para conseguir esas prestaciones, y contrastar, mediante simulaciones y medidas, las mejoras introducidas por cada una de esas técnicas.

Como objetivo común a los dos ámbitos anteriores, planteamos el siguiente:

- El estudio de los efectos que tiene rodear con una cavidad un elemento radiante, en concreto, una estructura de parches apilados y también un dipolo. Se tratará de determinar cuáles son las dimensiones adecuadas (en altura y en anchura) en relación con el elemento radiante que permiten mejorar al máximo algunos de los parámetros del elemento radiante al cual rodean, tales como: el diagrama de radiación, la adaptación, el ancho de banda en reflexión y los acoplos.

1.3 - ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

La memoria de este proyecto está organizada en 7 bloques:

- El bloque número es la introducción de este proyecto.
- El bloque número dos explica brevemente los parámetros básicos de las antenas usando [6] como referencia principal.
- El bloque número tres es una introducción teórica de las antenas impresas, las antenas de dipolo, las cavidades y las antenas reconfigurables. Las referencias usadas para estos bloques han sido [6],[7],[8], [9] y [10]
- El bloque número cuatro es el más denso y entra de lleno con el desarrollo del proyecto.

En este bloque se trata el estudio y diseño de un elemento radiante combinando parches circulares de tecnología microstrip con cavidades de geometría cuadrada. Dicho elemento radiante será la base para una antena terrena de seguimiento de satélites en órbita baja (LEO).

Se estudiará la variación de las características de dicho elemento radiante en función de la variación de los siguientes parámetros relativos al mismo: radio de los parches, distancia de separación entre los mismos, posición relativa de la alimentación, altura y anchura de la cavidad. Se hará hincapié en aspectos básicos en radiación como el ancho de banda en reflexión y la ganancia según su diagrama de radiación.

Se hace también un estudio de las cavidades y su capacidad como elemento para adaptar impedancias.

Este bloque incluye la fabricación y medición de dos elementos radiantes diferentes con los que se han conseguido buenos resultados en el proceso de diseño: Uno de ellos tiene una cavidad con unas paredes elevadas muy por encima de los parches mientras que el

otro tiene una cavidad con paredes de altura muy similar a la de los parches ($0'5\lambda$ y $0'125\lambda$ de altura respectivamente).

-El bloque número cinco explica el proceso seguido para optimizar una antena de comunicaciones móviles, formada por dipolos rodeados, como en el caso anterior, por cavidades cuadradas. Mediante una placa metálica colocada dentro de la cavidad y por encima del dipolo, se mejora el ancho de banda de la antena y, mediante un peralte metálico entre el plano de masa y el plano reflector, se mejora el ancho de haz de la antena.

- El sexto bloque de este proyecto será el diseño, adaptación general y fabricación de dos redes distribuidoras de potencia con cuatro puertos de salida y uno de entrada para la antena array 2x2 formada por elementos radiantes creados según el cuarto bloque de este apartado y para la antena de array lineal formada por los cuatro elementos radiantes explicados en el bloque cinco de este apartado.

La primera red de alimentación deberá ser simétrica y equitativa, repartiéndose la misma potencia en sus salidas y manteniendo en ellas la misma fase.

La segunda red de alimentación deberá repartir la potencia de manera equitativa, pero cada salida deberá incluir un desfase de $\pi/2$ radianes con respecto a las salidas adyacentes y servirá para compensar la rotación secuencial física que aplicaremos sobre los elementos del array 2x2.

- El séptimo bloque tratará acerca del estudio, diseño y fabricación de un circuito híbrido. Dicho circuito no será el elemento central de estudio de este proyecto y no enfocaremos nuestros esfuerzos a conseguir un diseño óptimo, sino a un diseño que cumpla con los requisitos necesarios para lograr una buena adaptación a las puertas y para lograr una polarización y un reparto de potencia adecuados.

La referencia principal usada en los bloques seis y siete ha sido [31].

- El bloque número ocho engloba todo lo relativo a la construcción y medición de cada uno de los arrays de elementos radiantes comentados anteriormente.

Para el caso de la antena de comunicaciones por satélite se construirán dos arrays de 2x2, uno para el elemento de cavidad baja y otro para el elemento de cavidad alta. Se aplicará rotación secuencial sobre sus elementos y se estudiarán los efectos en acoplamientos, ancho de banda en reflexión, ancho de haz, ganancia y polarización.

Para el caso de la antena de comunicaciones móviles, se construirá y medirá el array de cuatro elementos en línea.

- El noveno bloque hace referencia a las conclusiones finales que se pueden sacar tras el proceso de diseño, construcción, medición y estudio de las tareas explicadas en los ocho bloques anteriores. De manera complementaria, se introducen las posibles líneas de continuación del presente trabajo.

-Por último, se incluye una serie de anexos que completan o complementan la información desarrollada con anterioridad.

2 - PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS

2.1 - INTRODUCCIÓN

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observan por medio de las fuerzas que actúan sobre cargas y corrientes, pero esta representación no permite estudiar fácilmente los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el concepto de campo. Un campo existe en un punto, o se mide, colocando cargas y corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas.

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. La solución general de las ecuaciones, en el caso variable en el tiempo, es en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una estructura, como es el caso de una línea de transmisión o guía de ondas, o bien libres en el espacio, como ocurre con las producidas por las antenas. El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas.

La principal función de una antena es la radiación de una potencia suministrada con las características de directividad deseadas. Por directividad se entiende la capacidad que tiene una antena de concentrar la radiación en una determinada dirección. En radiodifusión o comunicaciones móviles se pretende una radiación omnidireccional, es decir, una radiación en todas las direcciones, mientras que en radiocomunicaciones punto a punto suelen interesar antenas directivas. A continuación se van a ofrecer una serie de definiciones con el objetivo de favorecer la comprensión de los parámetros básicos con los que se trabaja en el campo de las antenas.

2.2 - IMPEDANCIA

La impedancia de entrada de la antena se define como la relación entre tensión y corriente en sus terminales. Consta de una parte real $R_a(\omega)$ y una parte imaginaria $X_a(\omega)$ que dependen ambas de la frecuencia:

$$Z_a = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.1)$$

La parte real se puede descomponer como $R_a(\omega) = R_r + R_L$ donde R_r es la resistencia de radiación de la antena y R_L es la resistencia de pérdidas óhmicas de la misma. Esto nos permite distinguir entre la potencia radiada por la antena y la potencia disipada en calor como:

$$P_r = \frac{1}{2}|I_0|^2 R_r \quad (2.2) \quad P_L = \frac{1}{2}|I_0|^2 R_L \quad (2.3)$$

donde I_0 es el valor de corriente de entrada de la antena. Si el valor de la reactancia $X_a(\omega)$ es nulo a una frecuencia determinada, se dice que la antena es resonante.

2.3 - ADAPTACIÓN.

En transmisión y recepción, la antena suele estar conectada a una línea de transmisión, o bien directamente al transmisor o bien al receptor como se muestra en la Figura 2.1.

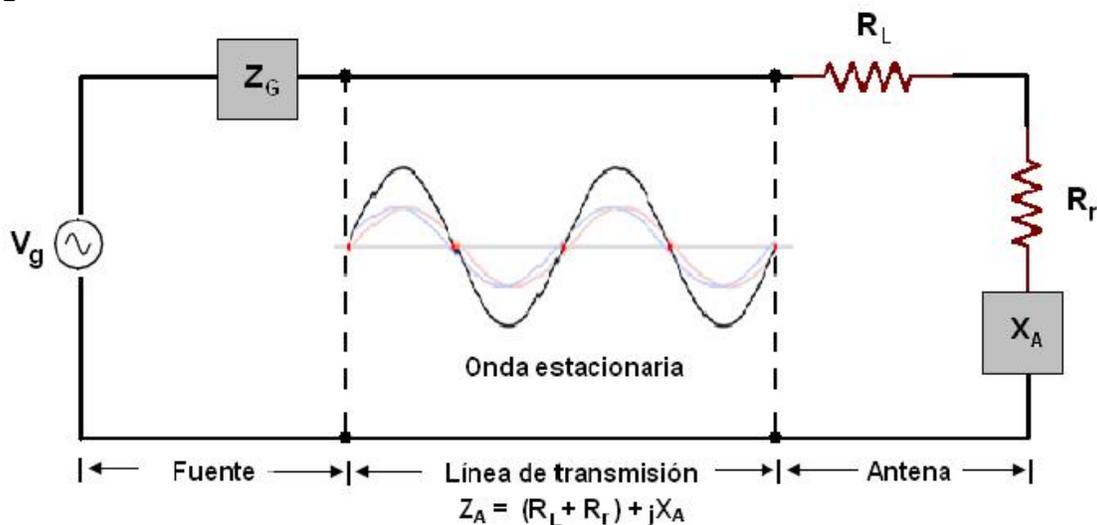


Figura 2.1 – Ejemplo de línea de transmisión

El parámetro de adaptación S_{11} nos da una idea de la transferencia de potencia a la antena. Dicho parámetro denominado también coeficiente de reflexión se define como la relación entre la onda reflejada respecto a la onda incidente:

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.4)$$

donde Z_A es la impedancia de entrada de la antena y Z_0 la impedancia característica de la línea de transmisión conectada a la antena. En la Figura 2.1 se muestra una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 conectada a una fuente de tensión de valor $Z_g = R_g + jX_g$ y a una impedancia de carga de valor $Z_a = R_a + jX_a$. La impedancia vista desde la fuente se describe como $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ y la potencia de entrada en la red la podemos describir como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.5)$$

A partir de la potencia de entrada se puede determinar que la máxima transferencia de potencia se producirá cuando se cumpla que:

$$Z_g = Z_{in}^* \text{ es decir, para } R_g = R_{in} \text{ y } X_g = -X_{in} \quad (2.6)$$

Cuando se cumplen estas condiciones se dice que existe adaptación conjugada. En este caso, el coeficiente de reflexión no va a ser nulo, pero sí que se va a producir máxima transferencia de potencia a la carga. Es importante notar la diferencia entre adaptación (en la que no existe onda reflejada) y adaptación conjugada (en la que se transmite la máxima potencia a la carga), aunque ambas situaciones se dan cuando Z_0 y Z_g son reales. En este caso la potencia de entrada se puede escribir como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{R_g + R_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_g|^2}{4R_g} \quad (2.7)$$

En el diseño de una antena es muy importante la máxima transmisión de potencia a la carga, es decir, conseguir una adaptación conjugada según (2.7). Cuando no se produce

adaptación, la potencia entregada es P_t . Para conseguir que se entregue un mínimo del 90% de la potencia máxima a la carga, el valor del coeficiente de reflexión a una frecuencia de 2.4 GHz deberá estar por debajo de -10 dB según la relación:

$$P_t = P_{\max} (1 - |S_{11}|^2) \quad (2.8)$$

2.4 - RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (SWR)

La relación de onda estacionaria SWR (Standing wave ratio) se define como la relación entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o de corriente que se forma a la salida del generador tal como se muestra en la Figura 2.1. Para el caso concreto de relación en tensión, las siglas utilizadas son VSWR (Voltage standing wave ratio).

Este parámetro está directamente relacionado con la adaptación de la antena ya que se puede obtener como:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.9)$$

La relación de onda estacionaria ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga, o la reflexión que se ha producido en la carga por falta de adaptación. Un valor de VSWR = 1 indica que la antena está perfectamente adaptada ($S_{11} = 0$). Si se considera que $|S_{11}| < -10$ dB implicará una $VSWR < 2$.

2.5 - INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Otra de las características de la antena es la capacidad de radiar potencia en una cierta dirección. Este comportamiento se debe cuantificar para poder realizar una comparación entre diferentes tipos de antenas. Previamente a esto, debemos establecer el sistema de referencia en el que vamos a ubicar la antena. El sistema de referencia utilizado es el sistema de coordenadas esféricas, de esta manera una dirección quedará definida por los vectores unitarios $(\vec{r}, \vec{\phi}, \vec{\theta})$ que entre ellos forman una base ortogonal, tal y como se muestra en la Figura 2.2:

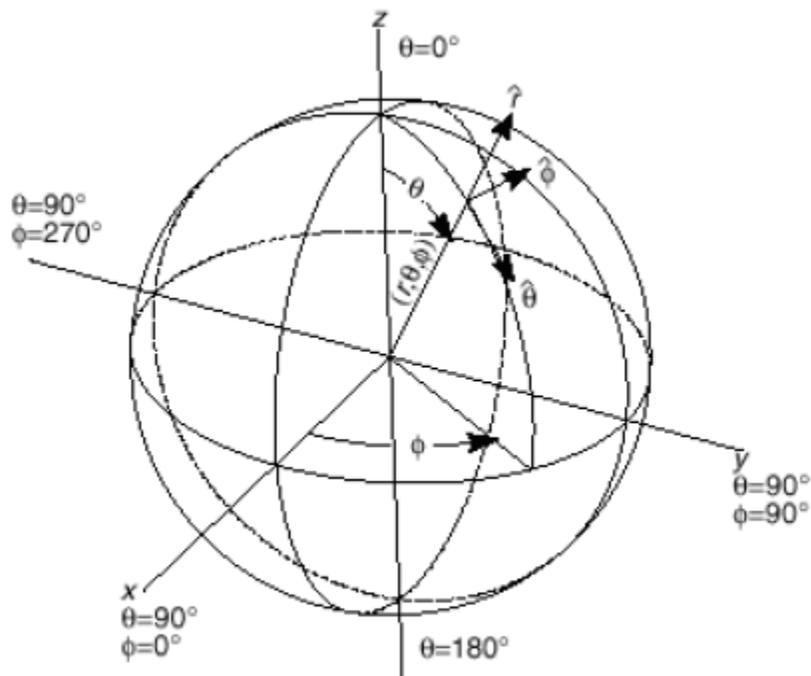


Figura 2.2 – Sistema de coordenadas esférico

A partir de la obtención del campo eléctrico y magnético, podemos encontrar mediante las leyes de Maxwell la densidad de potencia radiada a grandes distancias.

$$S(\theta, \phi) = \frac{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2}{2 * \eta} \quad (2.10)$$

donde \vec{E}_ϕ y \vec{E}_θ , son las componentes transversales del campo eléctrico en la dirección de interés. A partir de ella obtendremos la potencia total radiada integrando la densidad de potencia en una superficie esférica S que encierra a la antena:

$$P_r = \iint_S \wp(\theta, \phi) d\vec{S} \quad (2.11)$$

La intensidad de radiación se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección y su relación con la densidad de potencia radiada es de la forma:

$$K(\theta, \phi) = \wp(\theta, \phi)r^2 \quad (2.12)$$

A grandes distancias, la intensidad de radiación tiene la propiedad de ser totalmente independiente a la distancia a la que se encuentra la antena.

2.6 - DIAGRAMA DE RADIACIÓN

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena. Éste se genera a partir de la expresión del campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) , que corresponden al sistema de coordenadas esféricas visto en la Figura 2-2. Ya que a grandes distancias el campo magnético es directamente proporcional al campo eléctrico, la representación podría desarrollarse a partir de éste último. El diagrama de radiación se puede representar en 3D utilizando técnicas gráficas diversas o mediante cortes en planos. En este sentido, el plano E (plano que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección) y el plano H (análogamente, plano formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección) constituyen los planos más representativos. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena. En lo que refiere a representación 2D, se utilizan coordenadas polares, que dan una información más clara de la distribución de la potencia en diferentes puntos del espacio, y coordenadas cartesianas, que ofrecen un buen detalle en antenas muy directivas.

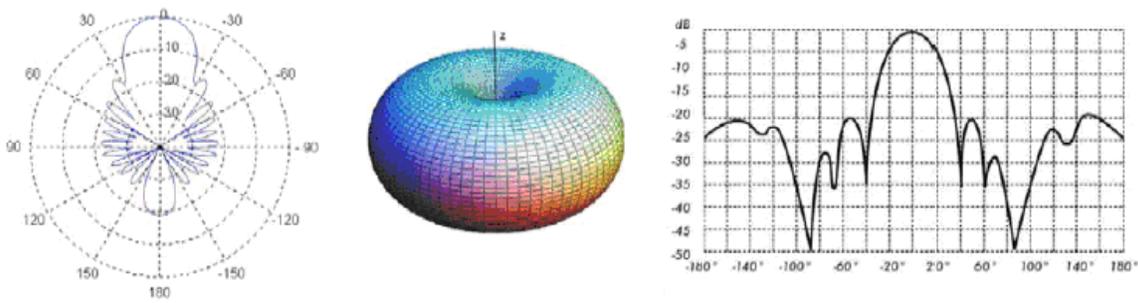


Figura 2.3 – Diagrama de radiación en coordenadas polares(izquierda), tridimensional (centro) y en coordenadas cartesianas (derecha).

En la Figura 2.3 (izquierda) podemos ver el diagrama de radiación en coordenadas polares donde el radio del lóbulo indica la intensidad de campo eléctrico.

En la Figura 2.3 (centro) se observa un diagrama de radiación en 3D y en la Figura 2.3 (derecha) un diagrama de radiación en coordenadas cartesianas donde en el eje de abscisas queda representado el ángulo y en el eje de ordenadas la densidad de potencia.

El lóbulo principal es aquella zona, en una dirección, en la que la radiación de potencia es máxima. Así, las zonas que rodean a los máximos y tienen una amplitud menor se denominan lóbulos secundarios. El ancho de haz a -3 dB es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo, y será muy útil para determinar visualmente la directividad de una antena.

Existen varios tipos de diagrama de radiación dependiendo de la directividad de la radiación: los diagramas de radiación isótropos en los que se radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones, los diagramas de radiación omnidireccionales que presentan simetría de revolución en torno a un eje (tienen forma toroidal) y, finalmente, los diagramas de radiación directivos en los que el máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.

2.7 - DIRECTIVIDAD

Podemos definir la directividad de la antena como la relación entre la intensidad de radiación de una antena en cada dirección a una distancia dada y la intensidad de radiación que radiaría a esa misma distancia, una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena, como se muestra en la Figura 2.4.

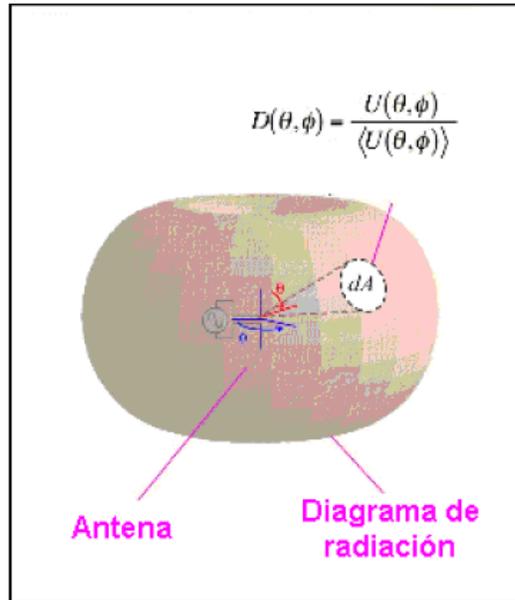


Figura 2.4 – Directividad de una antena

Así, la relación anteriormente comentada viene dada por la expresión:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.13)$$

y si no se especifica la dirección angular se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección máxima de radiación y se expresa como:

$$D = \frac{\wp_{\max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.14)$$

Hasta ahora se ha analizado la antena partiendo de la densidad de potencia o de la intensidad de los campos radiados, pero en cada punto del espacio existe un vector de campo eléctrico $\vec{E}(\vec{r}, t)$, que es función de la posición y el tiempo. Así, la polarización de una antena en una dirección es la variación temporal del campo radiado en esa dirección. Si el giro del campo radiado sigue el movimiento de las agujas del reloj se dice que la polarización es a derechas, y en caso contrario a izquierdas. Se puede considerar el caso general de la polarización elíptica por la trayectoria que describe, tal como se muestra en la Figura 2.5. A partir de este caso general, existen dos casos particulares de interés: si la figura trazada en el tiempo es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada. A continuación se muestra la ecuación (2.15) que define el caso general para la polarización elíptica.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \left(a \hat{x} + j b \hat{y} \right) e^{(j\omega t - kz)} \quad (2.15)$$

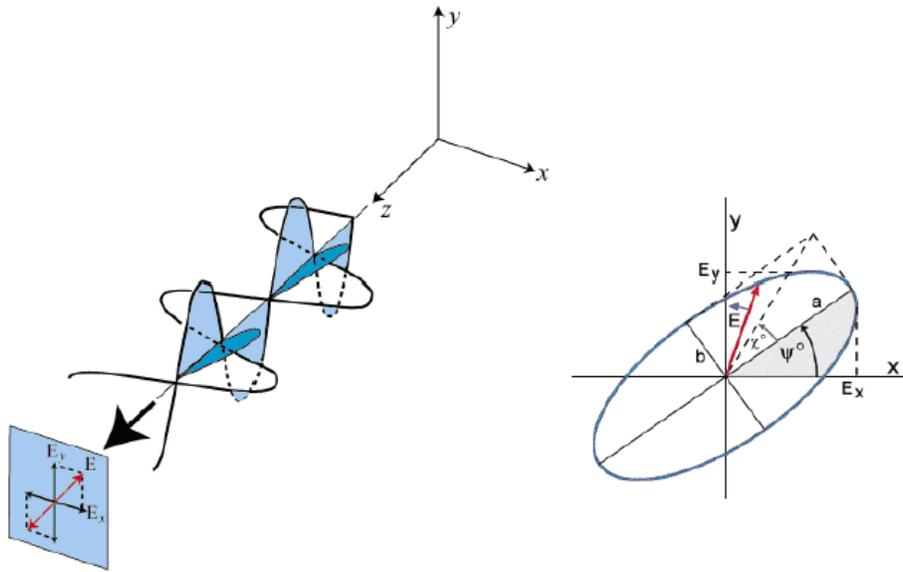


Figura 2.5 – Diferentes trazos descritos por una onda en el tiempo

Para la polarización circular a y b toman el mismo valor en magnitud mientras que toman valores reales en la polarización lineal. En cada punto de esta esfera, la polarización se puede descomponer en dos componentes ortogonales, la componente copolar (deseada) y la componente contra polar (no deseada). Para mantener esto, la copolarización debe ser especificada para cada punto de la esfera.

2.8 - ANCHO DE BANDA

Debido a la geometría finita de las antenas, éstas están limitadas a funcionar bajo las especificaciones deseadas para un rango de frecuencias determinado y limitado. El rango de frecuencias para el que el comportamiento de la antena es similar, es decir, el rango en el que un parámetro de antena no sobrepasa un límite prefijado se conoce como ancho de banda.

Esta relación se representa en forma de porcentaje:

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2.17)$$

donde (f_{\min}, f_{\max}) son las frecuencias que delimitan el rango de frecuencias donde se cumplen las especificaciones y f_0 la frecuencia central. El sistema del que forma parte la antena tendrá una influencia importante en la definición del ancho de banda. Este ancho de banda vendrá determinado por la criticidad de cualquier parámetro básico de la antena, que por su naturaleza, puede ser de dos tipos, según se relacione con el diagrama (directividad, polarización, ancho de haz, nivel de lóbulo principal a secundario, dirección máxima de radiación) o con la impedancia (impedancia entrada de la antena, coeficiente de reflexión y relación de onda estacionaria).

3 - TEORÍA DE ANTENAS IMPRESAS, DIPOLOS Y CAVIDADES

3.1 - INTRODUCCIÓN A LOS PARCHES

La constitución de las antenas microstrip se basa principalmente en una tira metálica muy fina $w \ll \lambda_0$ situada sobre un sustrato de altura $h \ll \lambda_0$ que se encuentra sobre un plano de masa. A partir de esta formación podemos encontrar desde los más sencillos, hasta estructuras con varias composiciones de sustratos y parches en paralelo. El parche está constituido por una lámina metálica de tamaño resonante (aprox. 0.5λ). El parche se diseña de forma que el máximo de radiación sea normal a su superficie, lo cual se consigue escogiendo apropiadamente el modo de excitación de este. Las características básicas así como sus limitaciones se listan en la siguiente tabla:

A favor:	En contra:
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Bajo perfil, peso y volumen reducidos ➤ Bajo coste ➤ Robustez mecánica (montado en superficies rígidas) ➤ Facilidad de fabricación ➤ Repetividad ➤ Versátiles (frecuencia, polarización, diagramas,...) ➤ Compatibles con dispositivos activos ➤ Fáciles de agrupar en arrays ➤ Adaptables a superficies curvas 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Alto Q (> 50) \Rightarrow banda estrecha : 1%-5% ➤ Radiación espuria (línea de alimentación, onda de superficie (modos de sustrato), bordes ...) \Rightarrow estropean el comportamiento de la antena ➤ Requieren sustratos de calidad ➤ Limitación de potencia \Rightarrow baja potencia ➤ Impedancia de entrada: difícil de calcular y de ajustar ➤ Polarización cruzada \Rightarrow pobre pureza de polarización (Contrapolar alta)! \Rightarrow Relación (CP/XP) > 20 dB ➤ Eficiencia reducida en arrays (pérdidas en las líneas de la red de alimentación)

Tabla 3.1 – Ventajas e inconvenientes de las antenas microstrip

Se pueden usar numerosos sustratos en este tipo de diseños, estando la constante dieléctrica (ϵ_r) comprendida entre $1 < \epsilon_r < 12$. Los sustratos gruesos de constante dieléctrica cercana a la parte baja de este rango son los más aconsejables para lograr un apropiado funcionamiento de la antena, ya que proveen mejor eficiencia y mayor ancho de banda, con el inconveniente de tener circuitos de mayor tamaño y aumentar de la misma manera la

formación de ondas de superficie que restarán potencia al diagrama de radiación. En el caso de tener circuitos de microondas, es apropiado elegir sustratos más finos de mayores ϵ_r para minimizar radiaciones y acoplamientos indeseados y obtener circuitos de menor tamaño, aunque en general presentarán mayores pérdidas, con lo que bajará su eficiencia y su ancho de banda relativo. Así, habrá que buscar un compromiso entre un funcionamiento óptimo de la antena y el diseño de los circuitos que la acompañen. A continuación, mostramos una tabla orientativa que puede ayudar a seleccionar el sustrato (Tabla 3.2).

Si espesor del sustrato disminuye	Ancho de banda disminuye
	Frecuencia de resonancia aumenta
	Longitud resonante del parche disminuye
Para aumentar el ancho de banda	Aumentar el espesor del sustrato
	Aumentar la longitud resonante del parche
	frecuencia de resonancia disminuye
	Dimensiones pequeñas del plano de masa

Tabla 3.2 – Tabla orientativa para selección del sustrato

Los elementos radiantes pueden ser cuadrados, rectangulares, circulares, elípticos, triangulares o de cualquier otra configuración (aconsejablemente simétricos). Lo más común es elegir diseños con forma cuadrada, rectangular, circular o en forma de tira, ya que son más fáciles de fabricar y sobre todo de analizar.

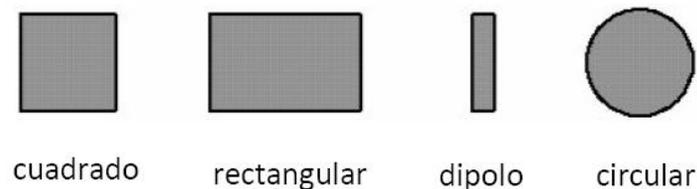


Figura 3.1 – Diferentes geometrías de antenas de parche

3.2 - MÉTODOS DE ALIMENTACIÓN DE LOS PARCHES

La configuración de los métodos para la alimentación de antenas varía en función de la estructura de estas (p.e monopolos o bocinas cónicas). En esta ocasión, trabajamos con antenas impresas, en las que los principales modos de alimentación son la línea microstrip, la sonda coaxial (a través de las capas mediante una vía), el acoplamiento por apertura y el acoplamiento por proximidad.

- **Línea microstrip**

La alimentación mediante línea microstrip puede verse en la Figura 3.2. Se trata de una línea conductora generalmente de anchura mucho menor que la del parche. Sus principales aspectos positivos son la facilidad en la fabricación, simplicidad en la unión controlando la posición de inserción y bastante sencilla de modelar. Por el contrario, en el aumento del grosor del sustrato, aumentan las ondas de superficie y las radiaciones espurias, lo que limita el ancho de banda de diseño típicamente entre un 2-5%. Además se produce un importante acoplo entre el parche y la línea, lo que genera altos niveles de contrapolar y de campos inducidos.

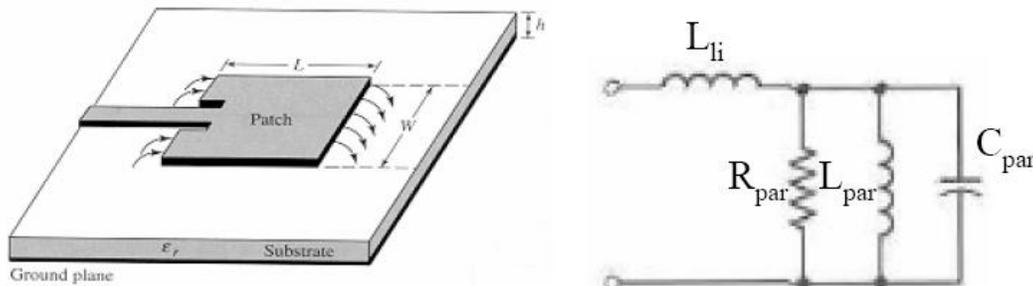


Figura 3.2 – Alimentación mediante línea microstrip

Otro aspecto negativo de este modo de alimentación es su inevitable falta de simetría una vez la antena ha sido llevada a fabricación. Este hecho hace que se generen modos de orden mayor y que aumenta el nivel de radiación contrapolar, tal y como se ha indicado.

- **Sonda coaxial**

Otro tipo de alimentación muy utilizado es la alimentación mediante sonda coaxial, en la que el conductor interior está unido al parche radiante y el conductor exterior está conectado al plano masa. Asimismo, es fácil de fabricar y unir y tiene un bajo nivel de radiaciones espurias. Sin embargo, tiene un ancho de banda estrecho y es más difícil de modelar, sobre todo en sustratos gruesos ($h > 0.02 \lambda_0$), ya que la propia vía puede llegar a funcionar como una antena propia, perturbando la señal generada por el parche.

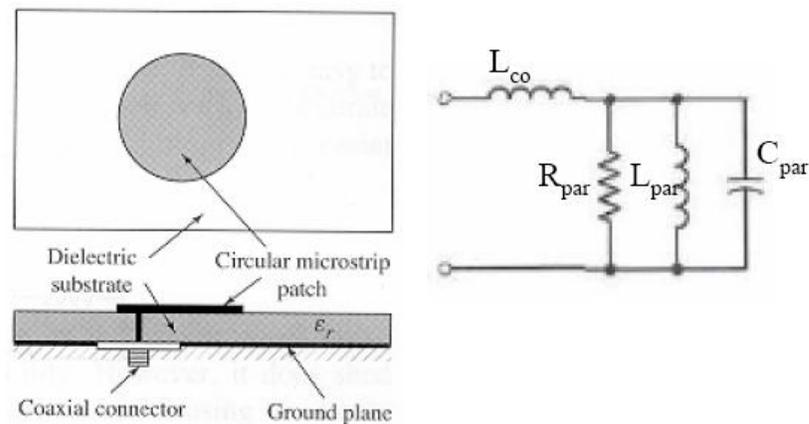


Figura 3.3 – Alimentación mediante sonda coaxial

En este modo de alimentación ocurren los mismos efectos negativos que se han descrito en el caso de la línea de transmisión, y que son debidos a la inherente asimetría (aunque en menor medida).

- **Acoplo por ranura radiante**

En este método se solucionan los efectos contrapolares y de aparición de órdenes superiores. Es el más difícil de fabricar aunque es el que mayor ancho de banda proporciona (hasta un 13%), el más fácil de modelar y el que tiene un menor nivel de radiaciones espurias. Consiste en dos sustratos separados por un plano de masa. En la superficie inferior del sustrato situado debajo se sitúa la línea impresa cuya energía se acopla al parche a través de una ranura que tiene el plano de masa que separa ambos dieléctricos.

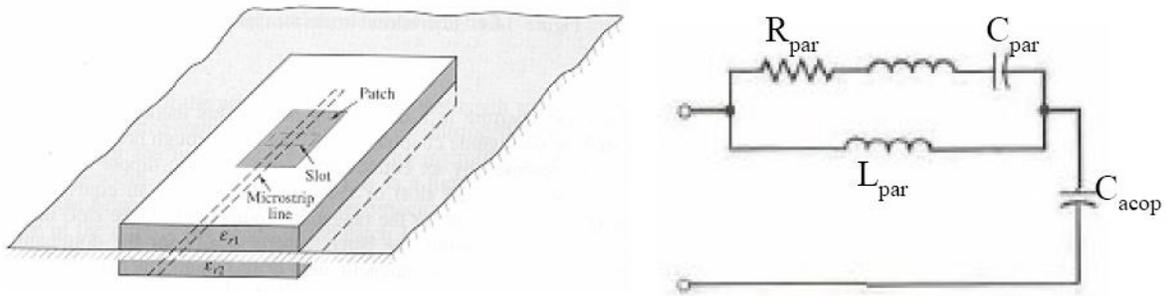


Figura 3.4 – Alimentación mediante acoplo por ranura radiante

Esta configuración permite optimizar de forma independiente el mecanismo de alimentación y el elemento radiante, variando la anchura de la línea de alimentación o la longitud de la ranura. Por otro lado, el plano de masa aísla la alimentación del elemento radiante y minimiza la interferencia de las radiaciones espurias.

Su mayor inconveniente es la radiación trasera de la ranura, que hace necesaria la inclusión de un plano reflector que lo reduzca.

- **Acoplo por proximidad**

Los efectos negativos comentados en los dos primeros métodos de alimentación tampoco hacen su aparición con este modo, tal y como ocurría con el acoplo por ranura radiante. Éste método se basa en el acoplo de energía desde la línea de transmisión utilizada como alimentación al elemento radiante. Este acoplo se produce directamente a través del sustrato superior, que suele ser delgado, dando lugar a una buena pureza de polarización y a la ausencia de radiación contrapolar en los planos principales.

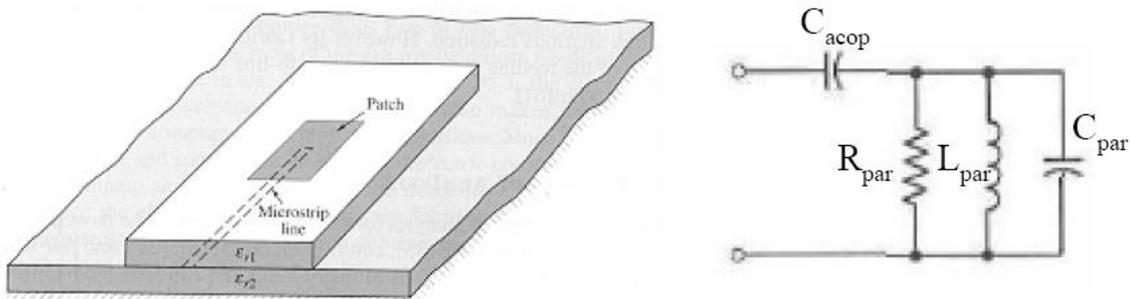


Figura 3.5 – Alimentación mediante acoplo por proximidad

3.3 - POLARIZACIÓN CIRCULAR

Los parches anteriores de los que se ha hablado presentan polarización lineal con cualquiera de los modos de alimentación de los que se ha tratado hasta ahora. En el sistema a realizar se propone una polarización circular, con lo que se presentan a continuación varias opciones para conseguir dicha polarización.

Para conseguir este tipo de polarización, debemos cumplir tres condiciones necesarias y suficientes:

- El campo resultante debe tener dos componentes lineales ortogonales.
- Las dos componentes deben tener el mismo módulo.
- Las dos componentes deben tener una diferencia de fase de múltiplos impares de 90°.

Para medir la pureza de la polarización creada, utilizaremos la relación axial:

$$AR(\theta, \phi) = \frac{\left| E_{RHC}(\theta, \phi) + E_{LHC}(\theta, \phi) \right|}{\left| E_{RHC}(\theta, \phi) - E_{LHC}(\theta, \phi) \right|} \quad \begin{array}{l} \bullet \text{ Si } AR = \infty \rightarrow \text{Pol. Lineal} \\ \bullet \text{ Si } AR = 1 \rightarrow \text{Pol. circular} \end{array} \quad (3.1)$$

Donde, E_{RHC} y E_{LHC} , son las componentes copolar y contrapolar en función de si la polarización es circular a izquierdas o a derechas.

$$\begin{aligned} E_{RHC}(\theta, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta}(\theta, \phi) - jE_{\phi}(\theta, \phi)) e^{-j\phi} \\ E_{LHC}(\theta, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta}(\theta, \phi) + jE_{\phi}(\theta, \phi)) e^{j\phi} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Los valores de AR oscilarán entre 1 para la polarización circular y ∞ para la polarización lineal. Además, en cualquier punto de la esfera de radiación, la polarización se puede descomponer en dos polarizaciones ortogonales, la componente co-polar y la contrapolar. Así pues, la diferencia entre estas dos componentes debe ser otro parámetro a especificar.

La polarización circular se puede obtener si se excitan dos modos ortogonales con un desfase de 90° entre ellos, siendo el signo de este desfase el que rija el sentido de la polarización, a izquierdas o a derechas. Se puede conseguir ajustando las dimensiones físicas del parche, o bien usando uno, dos o incluso más puntos de alimentación. Así por ejemplo, en el caso de un parche cuadrangular la forma más sencilla de conseguirlo sería alimentar el parche por dos lados adyacentes para excitar los dos modos ortogonales (ver figura 3.6), consiguiendo la diferencia de fase con la inclusión de un híbrido de 90° o de un divisor de potencia de 90°.

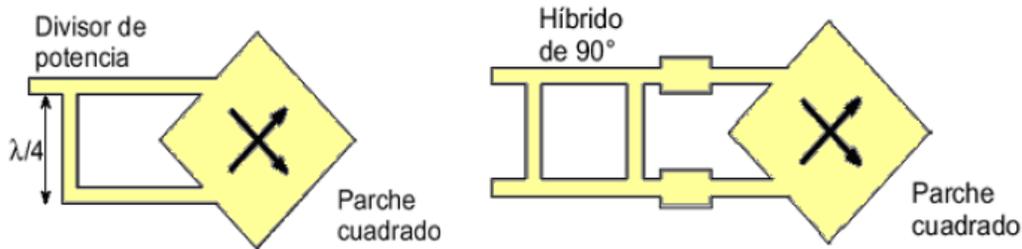


Figura 3.6 – Excitación de dos modos ortogonales en un parche cuadrado

En el caso de un parche circular, se puede conseguir polarización circular para el modo TM_{z110} usando dos puntos de alimentación con una separación angular adecuada. Podemos hacer ambos puntos de alimentación usando el método de alimentación coaxial, separándolos 90° . Gracias a esta separación, conseguimos así mismo que cada punto de alimentación esté situado siempre donde el campo generado por el otro punto presenta un nulo, además de producirse un acoplamiento mutuo entre ambos puntos muy pequeño. Se requiere además que ambas alimentaciones se alimenten de tal manera que haya un desfase de 90° entre los campos de las dos. Esto se conseguirá gracias a un híbrido de 90° , similar al mostrado para un parche cuadrado.

3.4 - PARCHES DE BANDA ANCHA

El tipo de parche elegido para esta aplicación será el parche circular. Esta configuración ofrece un rendimiento muy similar al conseguido por el parche rectangular, aunque suele ocupar un espacio ligeramente menor y presenta una mayor simetría de revolución, lo que beneficia la generación de polarización circular.

A continuación mostramos una representación (figura 3.7) que nos introduce rápidamente al diseño de un parche circular. En función de la frecuencia de funcionamiento y del espesor y material de sustrato, podemos determinar de un modo conciso el radio que ha de tener dicho parche circular:

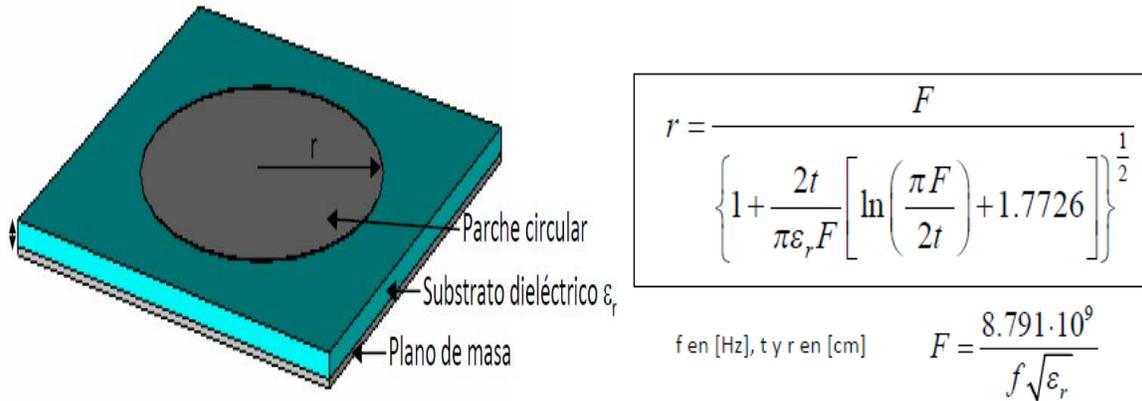


Figura 3.7 – Aproximación al diseño de un parche circular

Trabajaremos con tres definiciones de ancho de banda de una antena: ancho de banda de impedancia, ancho de banda de polarización o de relación axial y ancho de banda característico:

- Ancho de banda de impedancia: la variación de la impedancia de la antena con la frecuencia es una limitación del rango de frecuencia en el cual podemos unir la antena con su red de alimentación.
- Ancho de banda de polarización o de relación axial: para encontrar este ancho de banda, se especifica un máximo de radiación contra-polar o de relación axial de la antena.
- Ancho de banda característico: el ancho de haz, el nivel de lóbulos secundarios y la ganancia de la antena varían con la frecuencia. Asimismo, también serán determinantes en nuestro caso el aislamiento entre los dos puertos de análisis del array (puertos de transmisión y reflexión) así como la reflexión que se produzcan en ellos.

Estos anchos de banda tienen distintas aplicaciones. Por un lado, en el caso de una antena microstrip simple, el factor limitante es generalmente el ancho de banda de impedancia, aunque el ancho de banda de relación axial y el característico también puede ser muy estrecho en algunos casos. En estos casos, el tipo de red de alimentación puede incrementar o reducir este ancho de banda de impedancia.

Las antenas impresas ofrecen muchas ventajas, pero sin duda uno de sus mayores inconvenientes es el pequeño ancho de banda que ofrecen. Para conseguir un mayor ancho de banda, varios son los caminos que se podrían seguir. Así por ejemplo, la geometría elegida para el parche influye, ya que un parche con forma de anillo ofrece un ancho de banda de un 1,3 % frente al 3,8 % que ofrecen geometrías más usuales como el parche rectangular o circular, insuficiente en cualquier caso para alcanzar el 14% deseado. Dependiendo de la técnica de alimentación empleada, podemos conseguir también un mayor ancho de banda.

La técnica que se va a utilizar en este trabajo será utilizar estructura de parches apilados. Con este método, cada nivel empleado en el diseño, generará una resonancia correspondiente a determinada frecuencia. Con la inclusión de más niveles, se podrán combinar más de una resonancia con el fin de ampliar la banda de trabajo.

Por otro lado con parches parásitos coplanares al elemento radiante, el diagrama de radiación es modificado según sea la distancia de separación entre dichos parches parásitos y el elemento radiante y, según sea la anchura de los parches parásitos. Si separamos más los parches parásitos del elemento radiante y aumentamos la anchura de los parches parásitos aumenta el ancho de haz en acimut.

3.5 - ESTRUCTURA Y FUNCIONAMIENTO DE PARCHES APILADOS

Una antena parche está formada por una metalización, sobre un sustrato dieléctrico y colocado sobre un plano de masa para que se construya la cavidad resonante. La filosofía se utiliza para la antena construida mediante parches apilados, en el que como en las antenas Yagi-Uda, se le coloca un director sobre la antena alimentada, metalizado sobre otro sustrato que la aísla de la antena de abajo y que a su vez funciona como plano de masa de la superior. El esquema es el presentado en la figura 3.8.

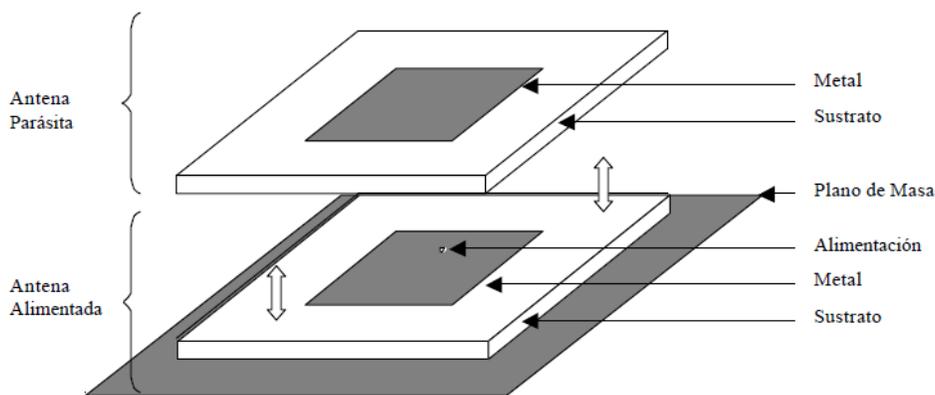


Figura 3.8 - Esquema de parches apilados

Antes de sumergirnos en la explicación intuitiva de las antenas de parche apiladas, queda por definir tres zonas dentro de la cavidad resonante [11], y que permitirá la fácil comprensión de lo que a continuación se expone.

Mirando de perfil la antenna, y representando las líneas de campo:

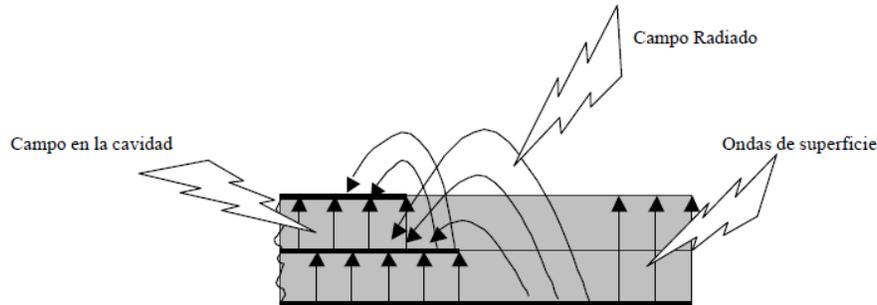


Figura 3.9 - Líneas de campo en la cavidad resonante

En la zona entre los planos metálicos, es donde el campo está más concentrado, como si se tratase de una cavidad resonante. Como se indicó más arriba, el espesor del sustrato debe hacerse menor de $\lambda/20$, de forma que el campo no presente variaciones en el eje z, pudiéndose considerar que son modos TM lo que ocurre en el interior de la supuesta cavidad.

La región donde las líneas de campo escapan de la estructura, es conocida como zona radiante, debido a que el campo se dispersa libremente por el espacio y da lugar al campo radiado por la antena y a la alimentación del parche parásito. Como se observa en el dibujo, el campo radiado por una antena parche, tanto si es simple como si es una estructura apilada, es por los bordes de las zonas metálicas, con lo que en la parte inmediatamente superior al parche y por su zona central, no hay a penas líneas de campo. Esto es una consideración importante, puesto que cuando el tamaño del parche parásito es lo suficientemente pequeño, las líneas de campo desbordadas por el parche alimentado no van a llegar a alimentar al parásito, por tanto sólo se observará una resonancia, como más tarde se indicará. El campo desbordado por una antena parche, es también proporcional al sustrato, ya que como se indicó antes, cuanto peor cavidad resonante sea, mejor antena se puede considerar, puesto que el campo perdido por desbordamientos es mayor. Para ello, el espesor del sustrato debe ser ancho, para que las líneas de campo no se concentren y su permitividad sea lo más cercana al aire posible.

La tercera región a considerar se debe a que aparecen líneas de campo fuera de la cavidad pero que no son radiadas, son las ondas de superficie, lo que hace a la antena tener pérdidas de potencia. Estas ondas son provocadas por el salto de índice de refracción y el espesor del sustrato, es decir, si el espesor del sustrato es muy ancho, de forma que la energía no pueda mantenerse en el interior de la cavidad, ésta sale fuera, pero debido a la ley de Snell, si el salto de índice de refracción es muy abrupto, la potencia reflejada en el cambio de medio es muy grande, o lo suficiente como para que se propague energía por el interior del sustrato.

Ahora que ya se conocen las tres regiones en las que se puede descomponer el campo que entra en juego en la estructura de parche apilado, se pretenderá dar una idea cualitativa del funcionamiento de tales antenas.

Desde el punto de vista radiante, el comportamiento de una antena de parche simple se basa en los campos desbordados por las líneas impresas cuando tiene un cambio abrupto o se les deja en circuito abierto, es decir, el campo sale por unos lados privilegiados del parche, con unas líneas salientes del plano de masa y cerrándose en la parte superior del metal sobre el sustrato. Este campo es tanto mayor, cuanto mayor es el espesor del sustrato y menor su permitividad, para evitar que el campo quede confinado entre los metales.

Dependiendo qué estructura y qué alimentación se le suministre a la antena, los campos serán desbordados por unos lados u otros del parche, dando lugar así a la polarización que va a tener la antena. Normalmente, este tipo de antenas, cuando son colocadas en algún sistema de transmisión/recepción radio, son protegidas mediante una estructura dieléctrica, llamada radoma, de permitividad baja, para evitar desadaptación, pero aún así, debido al cambio de medio, hacen que la frecuencia a la que la antena está adaptada (frecuencia de resonancia) sea menor.

En caso de tener una estructura apilada, el comportamiento se supone similar: el parche alimentado radia de forma que el campo escapa por los lados privilegiados del parche, la mayor parte de esta energía escapa en forma de campo radiado, pero otra parte es capturada por el parche parásito, haciendo que se excite y radie a una frecuencia cercana, puesto que los tamaños son similares, haciendo que el parche de abajo funcione como su plano de masa.

Cuando se calcula el tamaño de una antena parche, se hace de forma que su tamaño efectivo sea el de una cavidad resonante a la frecuencia que se quiere transmitir, pero cuando se coloca un parásito sobre la antena, este tamaño efectivo cambia, porque parte del campo radiado es capturado por la antena superior, y entonces el tamaño efectivo las dos antenas disminuye respecto al que tendrían en solitario, subiendo la frecuencia a la que resuenan. Por otro lado, aunque la antena superior sea del mismo tamaño que la alimentada, la energía con la que se le excita, es siempre menor, por lo cual los campos que desborda son menores, y su tamaño efectivo es más pequeño que el de la antena de abajo, por tanto su frecuencia de resonancia es mayor.

Siguiendo en esta línea, se puede experimentar con varios tamaños del parche superior, ya que dependiendo de su tamaño, va a dar una frecuencia de resonancia u otra, dependiendo si su tamaño es grande, la frecuencia de resonancia estará más cerca de la frecuencia de resonancia del parche de abajo, y si su tamaño va disminuyendo, la frecuencia de resonancia se aleja. En principio, la resonancia debida al parche inferior (que como se indicó arriba siempre queda por debajo), no debe moverse al cambiar el tamaño del parche superior, pero realmente no es así, puesto que aunque no cambie su tamaño físico, si cambia su tamaño efectivo, pues al cambiar de tamaño el parásito, éste captará más o menos energía del de abajo. Los tamaños entre los que se puede variar el parche parásito no pueden ser cualquiera, y como se verá más tarde, no puede tener un tamaño

mucho menor que el parche alimentado, ya que no se excitaría (o lo que se excitase no sería suficiente como para considerarlo radiante), ni tampoco tener un tamaño mucho mayor, que taparía la radiación del de abajo, así se comportaría como un parche simple alimentado con una capacidad.

3.6 - FUNDAMENTOS DE LAS ANTENAS DE DIPOLO

Vamos a analizar los campos y parámetros de radiación de un elemento de corriente de longitud l , mucho menor que λ , recorrido por una corriente uniforme de valor eficaz I [9]. Este elemento de corriente o dipolo elemental tiene importancia por si mismo, ya que en un gran número de antenas en baja frecuencia poseen estas características y además, por superposición de elementos de corriente, pueden ser analizadas distribuciones de mayor longitud y no uniformes, como veremos posteriormente. Consideremos la situación de la figura 3.10 con un hilo de corriente I .

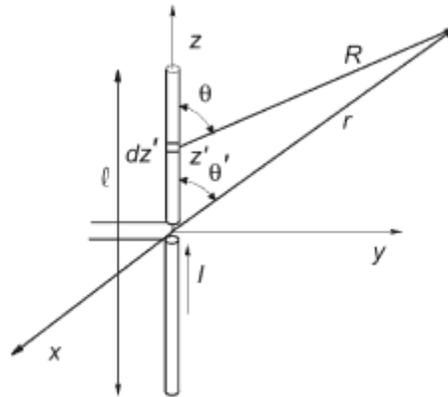


Figura 3.10 – Dipolo elemental

El potencial vector \vec{A} vendrá dado por la siguiente ecuación 3.3

$$\vec{A} = \int_{V'} \frac{\mu \vec{J}(\vec{r}') e^{-jkR}}{4\pi R} dv' \quad (3.3)$$

Que para una distribución lineal como la dada, toma la forma

$$\vec{A} = \int_{-\ell/2}^{\ell/2} \frac{\mu I e^{-jkR}}{4\pi R} \hat{z} dz' \quad (3.4)$$

Para el dipolo elemental I es constante y dado que $l \ll \lambda$, tendremos que para los puntos situados a una distancia r , se verifica $l \ll r$, $R \approx R - Z' \cos \theta$ y

$$A_z = \int_{-l/2}^{l/2} \frac{\mu I e^{-jkR}}{4\pi R} dz' = \frac{\mu I}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \int_{-l/2}^{l/2} e^{jkz' \cos \theta} dz' = \frac{\mu I \ell}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\text{sen}(k \cos \theta \ell / 2)}{k \cos \theta \ell / 2} \quad (3.5)$$

Finalmente, obtendremos para $r \gg l$ y $\lambda \gg l$

$$\vec{A} = \frac{\mu I \ell}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{z}, \quad \vec{N} = I \ell \hat{z} \quad (3.6)$$

A partir de esta ecuación podemos obtener:

$$A_\theta = -A_z \text{sen} \theta = -\mu \frac{I \ell}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \text{sen} \theta \quad (3.7)$$

$$A_\phi = 0$$

Y los campos de radiación, que resultan ser:

$$\vec{E}_{rad} = E_\theta \hat{\theta} = -j\omega A_\theta \hat{\theta} = j\omega\mu \frac{I \ell}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \text{sen} \theta \hat{\theta} \quad (3.8)$$

$$\vec{H}_{rad} = H_\phi \hat{\phi} = \frac{E_\theta}{\eta} \hat{\phi} = jk \frac{I \ell}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \text{sen} \theta \hat{\phi}$$

Donde se ha tenido en cuenta que $\omega\mu = k\eta$ y que $\omega\varepsilon = k/\eta$.

La densidad de potencia radiada viene dada por:

$$\bar{\phi} = \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] = \hat{r} \frac{(I \ell)^2}{16\pi^2} \frac{k\omega\mu}{r^2} \text{sen}^2 \theta \quad (3.9)$$

Que da como resultado un diagrama de radiación de potencia independiente de ϕ , y proporcional a $\text{sen}^2 \theta$. En la figura 3.11 está representado el diagrama de radiación para todo el espacio (representación tridimensional) y para un plano que contiene el eje del dipolo, que dada la simetría de revolución del diagrama contiene toda la información de

radiación. El diagrama de radiación de campo es similar en apariencia al de potencia, pero la función representada sería en este caso $\sin \theta$.

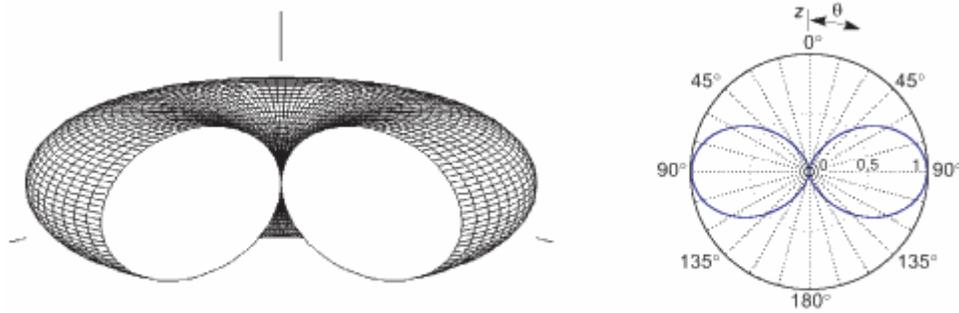


Figura 3.11 – Diagrama de radiación de un dipolo elemental, tridimensional (izquierda) y corte en el plano E (derecha)

La potencia total radiada se obtiene integrando la densidad de potencia creada por la antena sobre una superficie cerrada que la envuelva. Por comodidad se toma una esfera de radio r y resulta ser

$$\begin{aligned}
 P_r &= \iint_S \vec{\rho} \cdot d\vec{s} = \frac{(I\ell)^2}{16\pi^2} \frac{k\omega\mu}{r^2} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi \sin^2 \theta r^2 \sin \theta d\theta = \\
 &= \frac{(I\ell)^2}{16\pi^2} k^2 \eta 2\pi \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta = I^2 \pi \frac{\eta}{2} \frac{\ell^2}{\lambda^2} \frac{4}{3} \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

Conociendo P_r y la intensidad de corriente a la entrada de la antena, la resistencia de radiación resulta ser

$$R_r = \frac{P_r}{I^2} = \frac{2\pi}{3} \eta \frac{\ell^2}{\lambda^2} = 80\pi^2 \frac{\ell^2}{\lambda^2} \approx 790 \frac{\ell^2}{\lambda^2} \quad (3.11)$$

La directividad máxima vale

$$D = \frac{\rho_{m\acute{a}x}}{\rho_{med}} = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} \frac{\rho}{\rho_{m\acute{a}x}} d\Omega} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta d\phi} = \frac{3}{2} = 1,5 \quad (3.12)$$

Y en cualquier direcci3n (θ, ϕ) viene dada por

$$D(\theta, \phi) = 1,5 \sin^2 \theta \quad (3.13)$$

La expresi3n del potencial vector \vec{A} puede ser aplicada tambi3n para calcular los campos en una regi3n m3s pr3xima a la antena, ya que es v3lida para distancias

comparables o menores que λ , siempre que se siga cumpliendo $1 \ll r$. El potencial \vec{A} , además de las componentes dadas A_θ, A_ϕ (3.7), posee una componente radial

$$A_r = A_z \cos\theta = \mu \frac{I \ell}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \cos\theta \quad (3.14)$$

que no da origen a campos de radiación pero ha de considerarse en el cálculo de los campos próximos.

El campo magnético puede obtenerse de

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} = \frac{1}{\mu} \frac{1}{r^2 \sin\theta} \begin{vmatrix} \hat{r} & r\hat{\theta} & r\sin\theta\hat{\phi} \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial \phi} \\ A_r & r A_\theta & r \sin\theta A_\phi \end{vmatrix} \quad (3.15)$$

Con el resultado de sólo una componente

$$H_\phi = \frac{I \ell}{4\pi} \left(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2} \right) e^{-jkr} \sin\theta \quad (3.16)$$

y de

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (3.17)$$

obtenemos

$$\begin{aligned} E_r &= \frac{I \ell}{4\pi} \left(\frac{2\eta}{r^2} + \frac{2}{j\omega\epsilon r^3} \right) e^{-jkr} \cos\theta \\ E_\theta &= \frac{I \ell}{4\pi} \left(\frac{jk\eta}{r} + \frac{\eta}{r^2} + \frac{1}{j\omega\epsilon r^3} \right) e^{-jkr} \sin\theta \end{aligned} \quad (3.18)$$

En ambos campos se identifican términos en $e^{-jkr/r}$ de radiación ya obtenidos. Los campos dominantes en la región inmediata a la antena, campos de inducción próximos son

$$H_\phi^i = \frac{I \ell}{4\pi} \frac{\sin\theta}{r^2} e^{-jkr} \quad (3.19)$$

Que es la ley de Biot y Savart, con un término de retardo e^{-jkr} , aplicada a un elemento de corriente I de longitud l ; para \vec{E} obtenemos:

$$E_r^i = \frac{I \ell}{4\pi} \frac{2 \cos \theta}{j \omega \epsilon r^3} e^{-jkr} = Q \ell \frac{2 \cos \theta}{4\pi \epsilon r^3} e^{-jkr} \quad (3.20)$$

$$E_\theta^i = \frac{I \ell}{4\pi} \frac{\sin \theta}{j \omega \epsilon r^3} e^{-jkr} = Q \ell \frac{\sin \theta}{4\pi \epsilon r^3} e^{-jkr}$$

Con $Q = I / j\omega$, que son los campos eléctricos producidos por un dipolo eléctrico de carga Q y momento dipolar Ql , con un factor de retardo e^{-jkr} ; es decir, son los campos electrostáticos de un dipolo y a veces se les denomina cuasiestáticos.

Los términos del campo eléctrico proporcionales a $1 / r^2$ dominan en una región intermedia entre los de inducción y los de radiación. La aparición de un campo eléctrico inducido de tipo dipolar es consecuencia de la hipótesis de corriente uniforme de la que hemos partido. La ecuación de continuidad requiere, para mantener una corriente no nula en los extremos, que se produzca en ellos una acumulación de cargas, que por simetría serán del mismo valor pero de signo opuesto. Dado que la corriente es de forma $Ie^{j\omega t}$, estas cargas variarán también como $Qe^{j\omega t}$, y seguirán a la corriente con un desfase de 90° ; ocurre lo mismo con el voltaje entre ellas, lo que produce un comportamiento de tipo capacitivo en esta antena.

La ecuación de continuidad

$$\nabla' \cdot \vec{J} + \partial \rho / \partial t = 0, \quad (3.21)$$

o bien su forma integral

$$\int_{S'} \vec{J} \cdot d\vec{s}' = - \frac{\partial}{\partial t} \int_{V'} \rho dv' \quad (3.22)$$

Nos permite obtener la relación entre carga y corriente. Aplicada a la carga negativa tenemos una corriente saliente

$$I = -j\omega(-Q) = j\omega Q \quad (3.23)$$

Que da origen a un momento dipolar

$$p = Q \ell = \frac{I \ell}{j\omega} \quad (3.24)$$

En la figura 3.12 están representadas las líneas de campo eléctrico originadas por el dipolo y las de campo magnético debidas al hilo de corriente. Estas líneas de campo sólo existen en la vecindad de la antena y si nos alejamos pasaremos de estas líneas de campo de tipo estático a las originadas por los campos de radiación; en este caso, y dado que son campos variables, las líneas de campo eléctrico podrán cerrarse sobre si mismas sin necesidad de un soporte de cargas, ya que se mantienen al existir un campo magnético variable; lo mismo sucede con las líneas de campo magnético

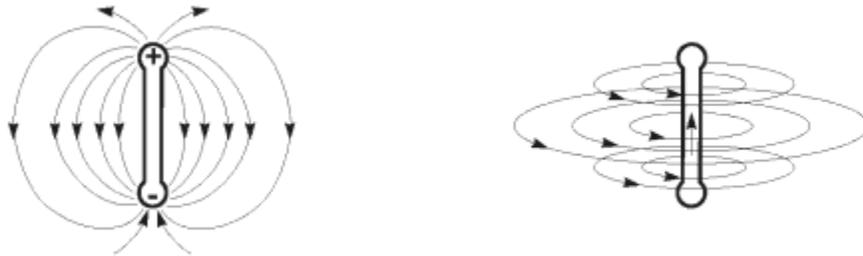


Figura 3.12 – Líneas de campo eléctrico (izquierda) y magnético (derecha).

El cierre de las líneas de campo se justifica a partir de las ecuaciones de Maxwell. La existencia de un campo eléctrico variable produce, por la ley de Ampere, una corriente de desplazamiento que origina un campo magnético variable, y este campo a su vez por la ley de Faraday produce un campo eléctrico, con lo que se cierra el ciclo.

Debido al carácter oscilante de las fuentes ($e^{j\omega t}$), cada medio periodo se invierte el sentido de la corriente y los signos de las cargas, lo que produce una inversión de las líneas de campo; debido al término de retardo de la propagación $e^{j(\omega t - kz)}$, en el diagrama de la figura 3.13, que es una representación en un instante de tiempo fijo de las líneas de campo de un dipolo, se produce una inversión del sentido de las líneas cada $\lambda/2$

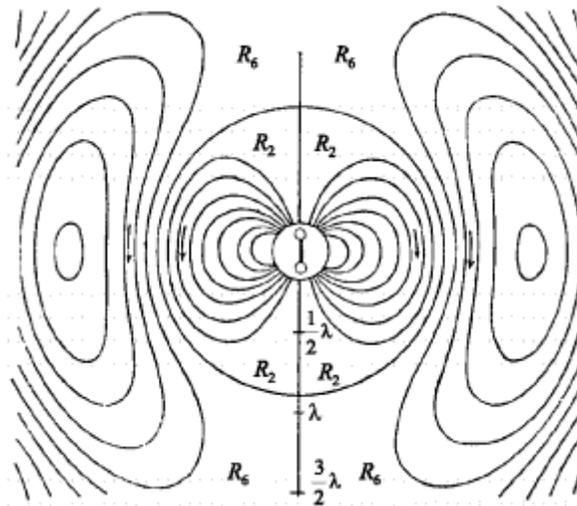


Figura 3.13 - Campos de radiación de un dipolo elemental

Como consecuencia de lo anterior observamos en un dipolo elemental eléctrico un carácter marcadamente capacitivo, unido a una pequeña resistencia de radiación. También podemos interpretar, en términos de la resistencia de radiación de un dipolo, cuándo se pueden producir pérdidas de radiación importantes debido a las dimensiones eléctricas de un circuito.

Ello implica que la longitud de los hilos en los circuitos es muy importante, tanto más cuanto más grandes sean las dimensiones del circuito en relación a la longitud de onda, y que sus longitudes deben ser lo más cortas posibles o deben blindarse.

3.7- SIMETRIZADOR O BALÚN

Generalmente, nos preocupamos de cómo adaptar la impedancia de la antena a la de la línea o el generador. Pero un problema también muy importante es cómo pasar de una línea que está equilibrada a una no equilibrada y viceversa.

Una línea equilibrada es aquella en la que los dos conductores que la forman se encuentran al mismo potencial pero con signo cambiado respecto a tierra, como ocurre en la línea bifilar. Una línea no equilibrada es la que tiene los dos conductores a distinto potencial, por ejemplo uno de ellos conectado a tierra, situación que se da en los cables coaxiales. Un dipolo alimentado en su centro es también una estructura equilibrada.

Cuando se conecta un dipolo a un cable coaxial se da la situación representada en la figura 3.14, con corrientes diferentes en los brazos del dipolo. Esta diferencia de corrientes la provoca la existencia de una corriente circulando a tierra por el exterior de la malla del cable coaxial. El desequilibrio de corrientes en los brazos del dipolo introduce anomalías en el diagrama de radiación y en la impedancia de entrada.

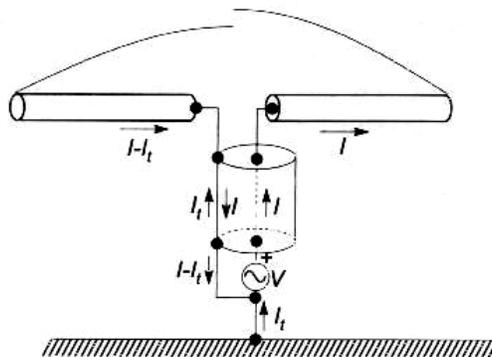


Figura 3.14- Conexión de un dipolo a un cable coaxial

Las corrientes en los brazos pueden descomponerse en una parte simétrica y otra anti-simétrica (I_s, I_a) mediante las relaciones:

$$I = I_s + I_a$$

$$I - I_t = I_s - I_a$$

De las que resulta que la corriente a tierra I_t es el doble de la parte anti-simétrica ($I_t = 2I_a$). En la figura 3.15 se representan estas corrientes y la superposición de generadores equivalentes que las originan. Es de destacar que la distribución de corrientes simétricas en el dipolo es la de un modo radiante, mientras que la de las antisimétricas es la de una línea de transmisión.

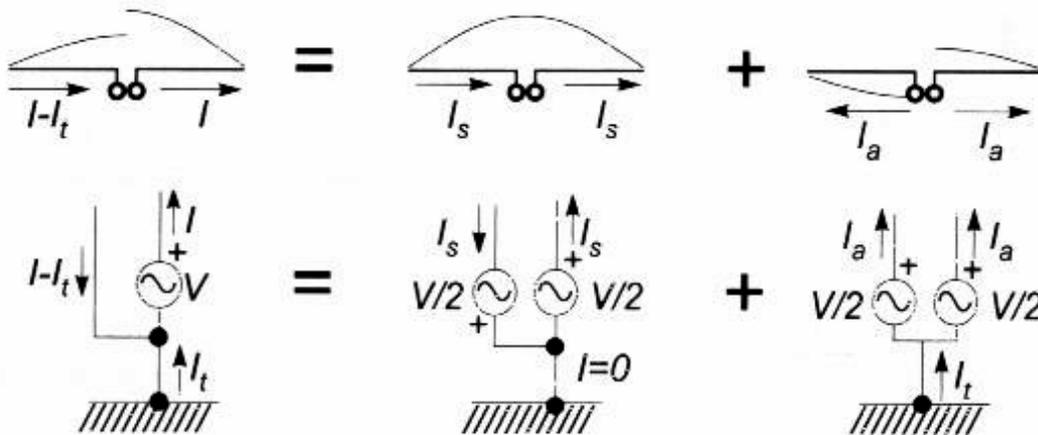


Figura 3.15- Esquema de las corrientes

En el modo radiante (figura 3.16 izquierda), no hay corriente a tierra y las líneas de campo se cierran yendo de un brazo del dipolo al otro. Por el contrario, las corrientes anti-simétricas se cierran por tierra (figura 3.16 derecha). El conocimiento de las impedancias características de las líneas, longitudes e impedancias terminales permitiría en cada caso concreto calcular las corrientes en ambos modos. No obstante, desde el punto de vista de radiación, es evidente que lo deseable es que no exista desequilibrio en las corrientes en el dipolo, es decir $I_a = 0$, lo que es equivalente a exigir que no haya circulación de corrientes a tierra. Para lograrlo se realiza la conexión de un dipolo a un cable coaxial utilizando un simetrizador o balún (acrónimo de las siglas inglesas balanced to unbalanced transformer), que suele realizar además la transformación de impedancias necesarias para adaptar.

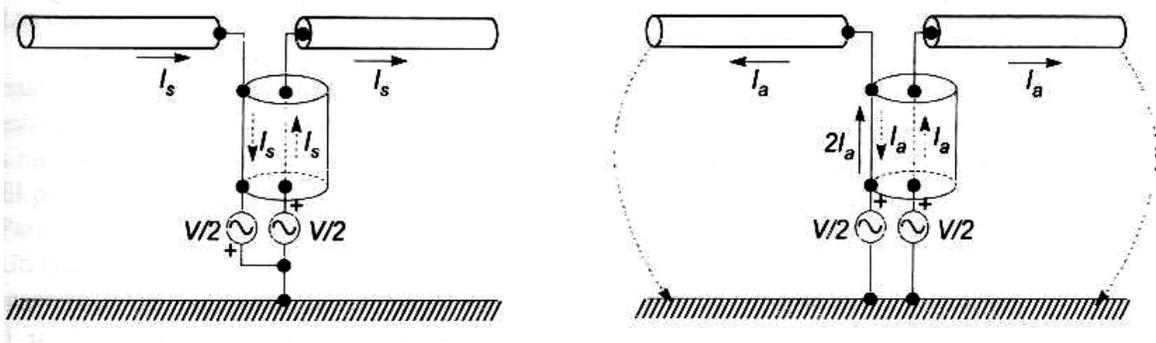


Figura 3.16 –Unión de una línea no equilibrada con un dipolo

SIMETRIZACIÓN MEDIANTE ESTRUCTURA

El hecho de que uno de los brazos de la antena tenga una conexión directa a tierra provoca una asimetría en la estructura y una diferencia de corrientes que circulan por los brazos de la antena. Una solución para simetrizar la estructura es hacer que los caminos a tierra desde ambos brazos sean iguales. De esta manera, por la simetría del conjunto, las corrientes en los brazos de la antena deben ser iguales, así como las corrientes que desde los extremos del generador se derivan a masa, pero estamos cortocircuitando la alimentación. En realidad lo que se ha hecho es colocar una línea de transmisión en paralelo con el generador y cortocircuitada en su extremo, con lo que desde el generador se verá una impedancia que será el paralelo de la de la antena y la de la línea de simetrización. Para evitar cortocircuitar el generador, si se hace que la línea sea de longitud $\lambda / 4$, en su extremo se tendrá un circuito abierto y las corrientes se anularán. Hay que hacer notar que, aunque la longitud de la línea de simetrización no sea $\lambda / 4$, la estructura sigue siendo simétrica, por lo que las corrientes en los brazos de la antena seguirán siendo iguales. El problema es que entonces las corrientes en la línea varían la impedancia vista desde el extremo del cable coaxial.

Un ejemplo de este tipo de balún está indicado en la figura 3.17. Para simetrizar la estructura se conecta el terminal del vivo del coaxial a un trozo de coaxial, del que sólo empleamos su malla, que se junta con la malla del coaxial de alimentación en un punto situado a $\lambda / 4$ del extremo.

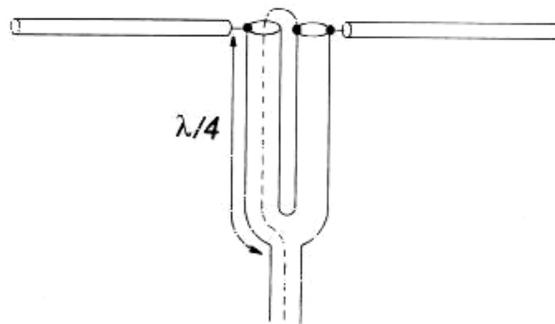


Figura 3.17 –Unión de una línea no equilibrada con un dipolo

3.8 - FUNDAMENTOS DE CAVIDADES

Es conveniente considerar la antena de cavidad de microondas como un sistema electromagnético, consistente en elementos separados condicionalmente, como muestra la figura 3.18. Aquí, J_n y M_a son corrientes equivalentes eléctricas y magnéticas (respectivamente), en la superficie de apertura S ; V_r es la cavidad resonante, alimentada por un elemento de excitación E_a con corrientes J_o y M_o ; M_i es un dispositivo adaptador entre la entrada de la antena y el alimentador de guíaonda W_g .

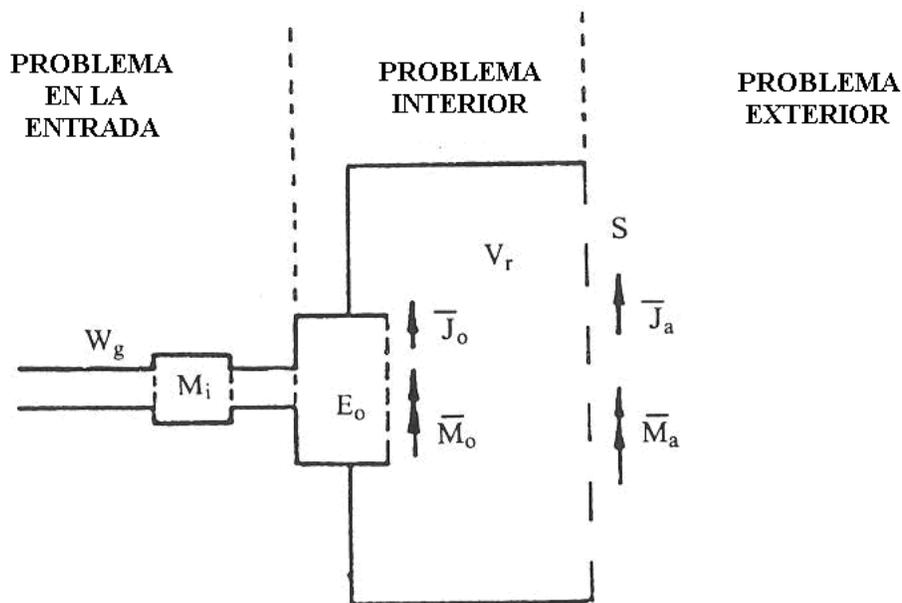


Figura 3.18- Estructura de la antena de cavidad de microondas

La colocación de la figura 3.18 se ha hecho de acuerdo al planteamiento aproximado tradicional en el caso de las antenas de microondas. El análisis electromagnético de la antena (o síntesis) se divide frecuentemente en tres casos o problemas básicos: exterior, interior y entrada [10].

El problema interior es crucial, porque está unido a una determinación del campo o distribución de corriente (amplitud y fase) en la apertura de radiación. En base a esta distribución, se soluciona el problema exterior (es decir, se puede hallar la radiación en campo lejano). El problema interior está conectado a la impedancia de entrada y su adaptación con la impedancia característica de guíaonda.

Esta aproximación es particularmente apropiada para antenas de cavidad que tienen un factor de calidad elevado, Q_A . En ese caso, el problema interior es típicamente un resonador, y puede ser solucionado usando el método convencional de automodos. La transición desde un resonador de cavidad cerrado hasta un antena de cavidad se caracteriza por un número de efectos electromagnéticos, incluyendo potencia de radiación, perturbación de campo de la cavidad, desplazamiento de la frecuencia resonante, estrechamiento del espectro.

El factor de calidad de una antena viene dado por:

$$1/Q_A = 1/Q_{WALL} + 1/Q_{MED} + 1/Q_{RAD} \quad (3.25)$$

Donde Q_{WALL} , Q_{MED} , Q_{RAD} son factores de calidad parciales, que están relacionados con las pérdidas de potencia de las paredes metálicas, pérdidas de potencia medias en la cavidad y potencia de radiación respectivamente.

En los diseños prácticos de antena $1/Q_{WALL} + 1/Q_{MED} \ll 1/Q_{RAD}$, (es decir $Q_A \approx Q_{RAD}$). La antena de cavidad, del mismo modo que el resonador de cavidad, tiene una frecuencia de resonancia compleja:

$$\omega_0 = \omega_0' + j \omega_0'' = \omega_0' (1 + j (1 / (2 Q_A))) \quad (3.26)$$

donde $\omega_0' = \text{Re} [\omega_0]$ es la frecuencia real y $\omega_0'' = \text{Im}[\omega_0]$ es un factor de atenuación.

De 3.26 obtenemos

$$Q_A = \omega_0' / 2 \omega_0'' \quad (3.27)$$

En el caso del resonador de cavidad perfecto, existen oscilaciones periódicas de amplitud constante y $\omega_0'' = 0$. Cuando $\omega_0'' \ll \omega_0'$, las oscilaciones de campo son quasi-periódicas y débilmente atenuadas.

El factor de calidad de las antenas de cavidad típicas está en $Q_A \geq 50-100$ (es decir, $\omega_0'' \leq 0.01-0.005 \omega_0'$), porque se asume que el fenómeno de radiación no aumenta las perturbaciones del campo. En la cavidad resonante, se pueden excitar un infinito número de modos característicos. Sus frecuencias resonantes forman un espectro discreto infinito. Este espectro se vuelve cada vez más ancho con el aumento de la frecuencia

$$\frac{N_r}{\Delta \omega} \approx \frac{V_r}{2\pi^2 c^3} \omega^2 \quad (3.28)$$

O

$$N_r \approx 4\pi \frac{V_r}{\lambda^3} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \quad (3.29)$$

Donde $N_r / \Delta\omega$ es un número de modos resonantes para un incremento unitario del rango de frecuencias o de la densidad espectral de frecuencias.:

V_r = volumen de cavidad hueca ($\epsilon = \epsilon_0, \mu = \mu_0$);

$2\Delta f / f_0$ = Banda de frecuencia relativa

c = velocidad de la luz

Las relaciones mostradas en 3.28 y .29 se conocen en óptica como fórmulas de Rayleigh-Jeans. Es evidente que cuando $V_r \gg \lambda^3$, las propiedades selectivas de los resonadores cerrados de cavidad son muy pobres. Adicionalmente, con el incremento de la frecuencia, el espectro de la cavidad ensancha con un crecimiento rápido ($N_r / \Delta\omega$ es proporcional a la frecuencia en un cuadrado). Para comparar, observamos las regiones resonantes con resonancias uni-dimensionales o bi-dimensionales. Por ejemplo, para una región resonante bidimensional con una superficie S_r , la densidad espectral viene dada por una fórmula similar:

$$\frac{N_r}{\Delta\omega} \approx \frac{S_r}{\pi c^2} \omega \quad (3.30)$$

Finalmente, para una región unidimensional con una longitud L_r , la densidad espectral no cambia con la variación de frecuencia:

$$\frac{N_r}{\Delta\omega} \approx \frac{2L_r}{\pi c} = \text{const.} \quad (3.31)$$

En otras palabras, en el último caso, las frecuencias resonantes forman un espectro equidistante.

De las relaciones anteriores, podemos concluir que, como resultado de la apertura de la cavidad, se obtiene una disminución de la anchura del espectro de frecuencias. Este efecto se debe a las pérdidas de radiación, que son selectivas (es decir, son diferentes para los diferentes modos resonantes). Esto no es válido para resonadores de cavidad cerrada,

porque las pérdidas térmicas en las paredes y los dispositivos de acoplamiento no tienen tales propiedades selectivas.

Las antenas de cavidad y los resonadores de cavidad trabajan habitualmente en régimen de modo único (es decir, en una cierta banda de frecuencias, sólo existe un único modo característico). Más concretamente, este es el modo fundamental de la cavidad, que tiene la frecuencia resonante más baja.

Condiciones multimodo requieren proporciones mayores entre las dimensiones de la cavidad y la longitud de onda operativa. Eligiendo un elemento de excitación apropiado, solamente se excitan los modos deseados. Si hubiera algunos modos no deseados en la cavidad, se pueden suprimir mediante la adición de filtros.

CLASIFICACION DE LAS ANTENAS DE CAVIDAD

Podemos dividir las antenas de cavidad en dos grupos básicos:

- Antenas de reflector dual
- Antenas de cavidad trasera

Las antenas de reflector dual consisten en dos reflectores, habitualmente planos, con una resonancia de campo unidimensional entre ellos. Uno de los reflectores es mucho más pequeño que el otro (antenas de culata) o si no, es semitransparente (antenas de haz de guíaonda) y actúa como el final de un espejo en una cavidad láser.

Los diseños de antenas de culata, son calificados como cortos o largos, en función de la distancia entre los dos reflectores. Las antenas de culata larga (LBFA o Long Backfire Antenna) consta de una estructura de onda de superficie que tiene una longitud de varias longitudes de onda. La estructura de onda de superficie conecta los reflectores y se excita habitualmente por un dipolo cruzado o apertura de guíaonda. El modo dominante en la LBFA es simplemente una onda constante que rodea la estructura de la onda de superficie. Este tipo de antena puede tomar muchas formas, pero un montaje con un dipolo de Yagi, de línea ondulada, o barra dieléctrica son populares en la práctica.

En el caso de las antenas de culata cortas (SBFA o Short Backfire Antennas) el espacio entre reflectores es solo la mitad de una longitud de onda, y la estructura de onda de superficie se vuelve innecesaria.

En la siguiente figura (3.19), mostramos la diversidad de antenas de culata:

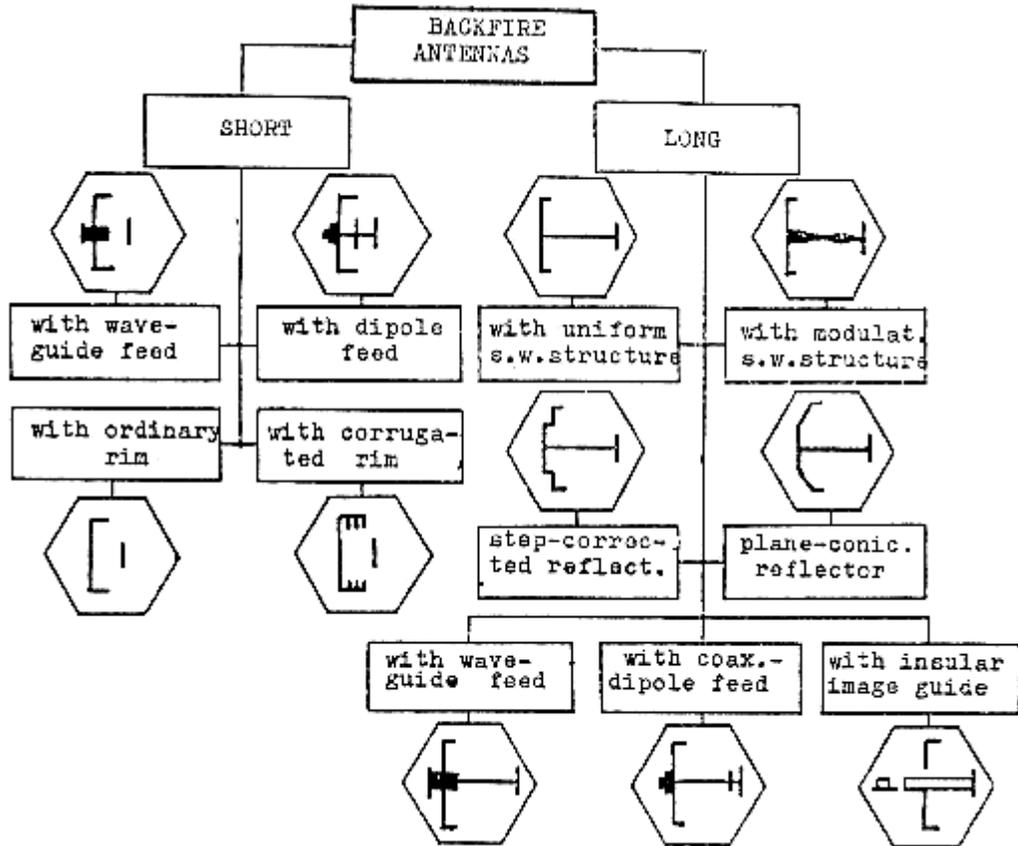


Figura 3.19 – Formas básicas de antenas de culata (largas y cortas)

Las antenas de cavidad de haz de guiondas (BWCA o Beam Waveguide Cavity-type Antennas) representan resonadores abiertos quasi-ópticos (es decir, sus dimensiones son varias veces superiores que la longitud de onda). El reflector del final es semitransparente; por ejemplo, puede ser metal perforado. La figura 3.20 muestra los tipos de configuraciones posibles

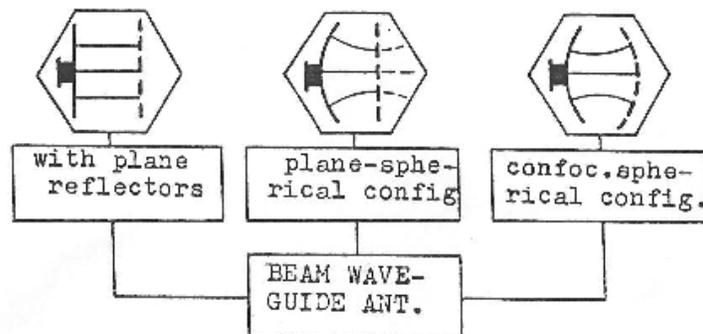


Figura 3.20 – Formas basicas de antenas de culata (largas y cortas)

Las antenas de cavidad trasera se parecen más a resonadores de cavidad tridimensionales. En una de las paredes metálicas de la cavidad, se hacen una multitud de pequeñas aperturas (ranuras o agujeros redondos). De este modo, la antena de cavidad puede ser considerada como un array de antenas o, generalizando, como una apertura semitransparente que en la parte trasera tiene un resonador cerrado de cavidad. (Ver figura 3.21).

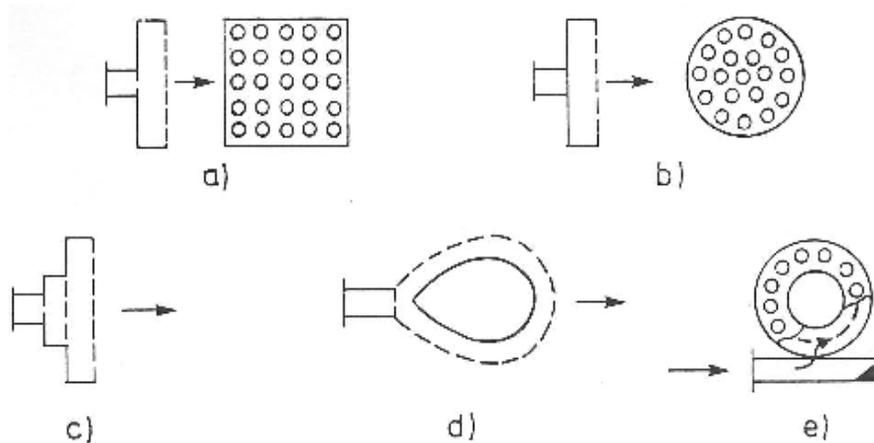


Figura 3.21 – Diseños de antena de cavidad con aperturas radiantes semitransparentes: (a)rectangular; (b)circular; (c) de dos cavidades; (d) de doble contorno; (e)con forma de anillo.

En los últimos años, ha habido gran interés en las propiedades de las antenas de cavidad abierta trasera para producir polarización circular. El concepto básico del elemento radiante de la antena de cavidad trasera para producir polarización circular implica el uso de una alimentación mediante dipolo cruzado, que se ubica en el interior de la cavidad, estas antenas [1], mostradas en la figura 3.22 están ganando importancia.

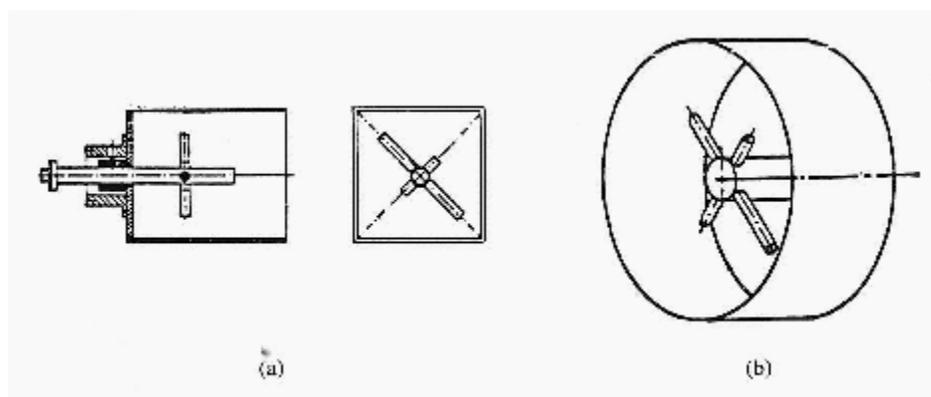


Figura 3.22 – Antenas de cavidad abierta trasera: (a)apertura rectangular; (b)apertura circular;

De manera paralela, también está aumentando el interés en las antenas que combinan un elemento radiante de tipo microstrip rodeado por una cavidad.

Estas antenas consisten básicamente en colocar un elemento en tecnología microstrip entre un reflector total y un reflector parcial (es decir, una cavidad Fabray Perot), y se caracterizan por las múltiples reflexiones de ondas electromagnéticas entre los dos reflectores y por la energía radidada de manera normal y a través del reflector parcial. [12]

Esta combinación, dependiendo de diversos parámetros de antena, puede dar lugar a una ganancia hasta tres veces superior a la de un elemento aislado de tipo microstrip y, por tanto puede sustituir a un array convencional de tipo microstrip de cuatro o más elementos. De esta manera, el número de elementos de alimentación puede reducirse sin sufrir pérdidas significativas en la directividad o en la calidad del diagrama de radiación y, las pérdidas de inserción debidas a las líneas de transmisión adicionales se reducen debido al uso de menos elementos.

La eficiencia de radiación de las antenas microstrip convencionales generalmente decrece cuando la permitividad o el grosor del substrato aumenta debido a las pérdidas por las ondas de superficie [13].

Construir una cavidad metálica alrededor de una antena microstrip previene la propagación de ondas de superficie y, por tanto, la eficiencia de radiación aumenta [14],[15].

3.9 - INTRODUCCIÓN A LAS ANTENAS RECONFIGURABLES

La reconfiguración de una antena se consigue a través de una redistribución de las corrientes o, de manera equivalente, de los campos electromagnéticos de la apertura efectiva de la antena, resultando en cambios reversibles en la impedancia de la antena y/ o las propiedades de radiación. Estos cambios se consiguen a través de diversos mecanismos tales como: interruptores, sintonizadores, y modificaciones estructurales [7].

Bajo esta definición, la reconfiguración no incluye el uso de circuitos adaptadores periféricos o desfases y sus efectos derivados, líneas de control, ni cualquier otro dispositivo o componente que interactúe directamente con el mecanismo de radiación.

Así pues, una antena reconfigurable proporciona un elemento de compensación en la creciente complejidad para mejorar el funcionamiento. Desde una perspectiva práctica, el rendimiento adicional proporcionado por una antena reconfigurable, debería compensar los costes y la complejidad de la reconfiguración.

Áreas de aplicación que conducen al desarrollo de antenas reconfigurables incluyen: dispositivos sin cables (wireless) multifunción, sistemas de banda ultra-ancha (UWB), sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO o Múltiple-Input Múltiple-Output) y sistemas de comunicaciones seguras antijamming.

Conocer las necesidades o requerimientos de estos sistemas es un hecho que presenta varias dificultades. Quizá la más importante sea conseguir que un determinado parámetro del funcionamiento de la antena, se mantenga con las especificaciones que se requieren en todo el rango de estados que componen la reconfiguración. La implementación y el control del mecanismo de reconfiguración puede también entrañar gran dificultad. Considerando todos los aspectos de este proceso, el diseño de antenas reconfigurables puede ser un trabajo muy exigente, pero también proporciona una excelente oportunidad para combinar las tecnologías estado del arte con la teoría de antenas en la búsqueda de grados adicionales de libertad en el funcionamiento de los sistemas.

Las antenas reconfigurables vienen en una gran diversidad de formas y clases. Su funcionamiento puede ser analizado en gran medida a través de los principios de diseño existentes, mediante la utilización de antenas bien definidas como diseño base y como punto de referencia para la operación deseada.

Considerando las propiedades del diseño base, las antenas reconfigurables se pueden clasificar de acuerdo a tres categorías que describen su operación: (1) los parámetros de interés de la antena reconfigurable, (2) la proximidad de la reconfiguración y (3) la continuidad de la reconfiguración (por ejemplo, tener unos parámetros reconfigurables de antena a lo largo de un rango continuo de valores).

Muy a menudo las antenas reconfigurables se describen por la primera de estas categorías, incluyendo radiación reconfigurable (diagrama de radiación), e impedancia reconfigurable (frecuencia o ancho de banda). La proximidad de la reconfiguración describe propiedades físicas inherentes al diseño de la antena base, bien directas (alteración de un elemento manejado) o bien parásitas (alteración de un componente parásito). La continuidad de la reconfiguración se define por la naturaleza y capacidad del mecanismo de reconfiguración, o discreto (un número finito de estados reconfigurados) o continuo (reconfiguración en un rango de estados)

Presentamos un ejemplo muy sencillo: “Dipolo reconfigurable en frecuencia”

La figura 3.23, muestra un enlace genérico de comunicaciones inalámbricas que ilustra una aplicación básica de las antenas reconfigurables. Este escenario implica un transmisor T que emite a dos grupos de receptores inalámbricos R_1 y R_2 . Estos receptores operan en dos bandas diferentes de frecuencias B_1 y B_2 , centradas en f_1 y f_2 respectivamente (con $f_1 < f_2$). El escenario asume que todas las antenas receptoras están polarizadas coincidentemente, el transmisor emite en las bandas de frecuencia centradas en f_1 y f_2 , en tiempos t_1 y t_2 respectivamente, y la transmisión por radio requiere aislamiento entre las bandas de tal modo que una antena de banda dual no es deseable. Así pues, la

antena reconfigurable ha de servir para permitir la comunicación con ambos grupos de receptores usando una única antena.

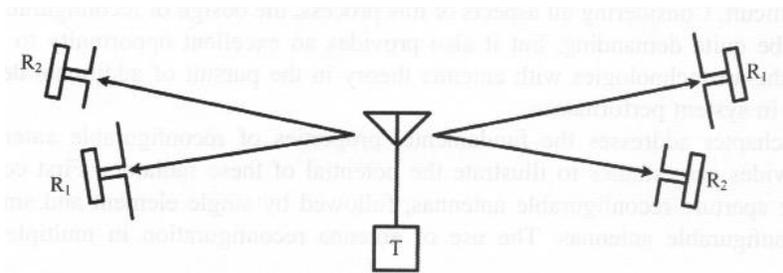


Figura 3.23 – Ejemplo de un enlace de comunicaciones inalámbrico utilizando antenas reconfigurables

Aunque muchos tipos de antenas pueden usarse para conseguir la operación deseada – usar la misma antena para comunicarse con ambos grupos de receptores – el dipolo constituye un candidato para reconfiguración intuitivo y bien conocido. Recordando las propiedades eléctricas del dipolo, el funcionamiento a una frecuencia de resonancia deseada puede conseguirse ajustando la longitud del dipolo adecuadamente. Haciendo esto, el sistema completo evita la necesidad de dos grupos de antenas transmisoras combinando su funcionalidad en un único -más complejo- diseño de antena (asumiendo que no interesa una antena de banda dual).

La figura 3.24 representa el proceso de combinar la funcionalidad de dos transmisores (T_1 y T_2) y sus correspondientes dipolos de longitudes L_1 y L_2 en una antena de dipolo reconfigurable en frecuencia. En el caso de este ejemplo, la integración de dos interruptores ideales (situados en el lugar adecuado) sobre el dipolo de longitud mayor L_1 , correspondiente a la longitud resonante para f_1 , permite la operación deseada de cambiar la frecuencia.

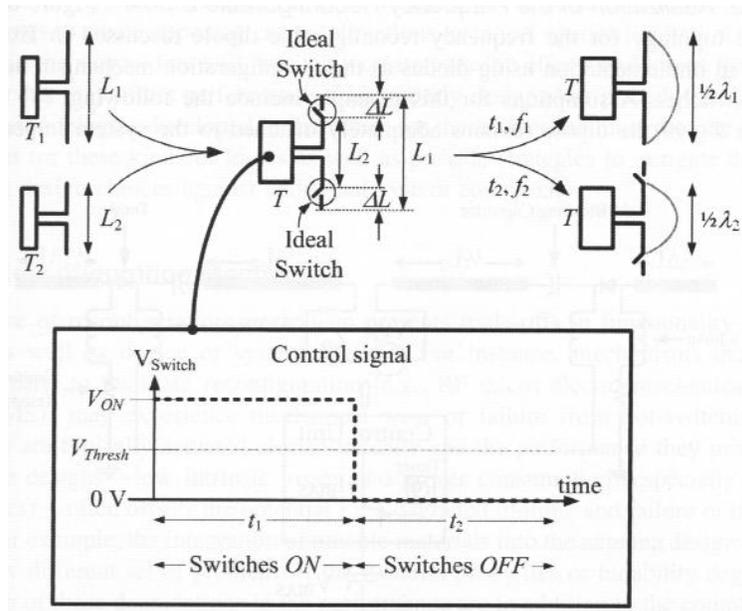


Figura 3.24 – Control básico de señal para el sistema ejemplo

La figura 3.24 muestra también la distribución de corriente resultante para las dos configuraciones (o estados reconfigurados) de la antena para los intervalos de tiempo t_1 y t_2 . Se incluye en la misma figura la señal de control (indicada por una tensión de control), teniendo presente que se trata de una descripción muy general del funcionamiento de la antena. La señal de control permanece en estado alto durante el intervalo t_1 y ambos interruptores permanecen en el estado encendido. Esto proporciona continuidad eléctrica entre las respectivas longitudes y resulta en una longitud total de $L_1 = 0.5\lambda_1$ y en su correspondiente frecuencia de resonancia f_1 (la más baja de las dos bandas de frecuencia). Los interruptores cambian al estado de apagado durante el siguiente intervalo t_2 cuando la señal de control cae por debajo del nivel umbral, creando discontinuidades a lo largo de los brazos del dipolo. Esto acorta la longitud total a $L_2 = 0.5\lambda_2$ y la resonancia del dipolo a f_2 (la mayor de las dos bandas de frecuencia)

4 - DISEÑO DE UNA ANTENA DE COMUNICACIONES POR SATÉLITE MEDIANTE ELEMENTO RADIANTE DE PARCHE EN CAVIDAD

4.1 - INTRODUCCIÓN

En este apartado trataremos de explicar el proceso seguido en el desarrollo del elemento unitario que conformará el array de nuestra antena destinada a las comunicaciones vía satélite. Este diseño se realiza de manera completamente independiente al diseño del circuito híbrido, del distribuidor de potencia y de la posterior formación del array 2x2.

Nuestro principal objetivo es, partiendo de los estudios existentes relativos a la combinación de antenas microstrip y cavidades ([14]-[23]), rodear una antena de parches con una cavidad, y tratar de encontrar cual es la mejor dimensión o disposición para lograr optimizar la radiación de la antena de parches. Trataremos de conseguir una antena de banda ancha que esté centrada en 2.03 Ghz y que cubra el espectro desde 1.9 a 2.2 Ghz con la menor reflexión posible. Una vez diseñado el elemento radiante lo colocaremos junto a otros 3 elementos formando así un array de 2x2 y estudiaremos si la colocación de la cavidad mejora los acoplamientos entre los puertos de los parches respecto de la situación inicial y estudiaremos también si el hecho de aplicar una rotación secuencial sobre los elementos del array mejora la polarización circular del conjunto.

Partiremos del elemento radiante del proyecto de la antena GEODA, desarrollado en el GR de la UPM para la empresa INSA. GEODA son las siglas de GEOdesic Dome Array antenna. Se trata de una antena de tipo array adaptativo para comunicaciones con satélites LEO y MEO. El primer prototipo de antena se basa en la combinación de varias antenas de tipo “phased array” y forma triangular que permiten un apuntamiento electrónico en la dirección del satélite. La combinación de señales de las antenas parciales se realiza en un procesador digital de señales en la banda base, de forma que se puede optimizar la relación entre nivel de señal y ruido más interferencias. Además de la capacidad de eliminar interferencias, este sistema tiene la posibilidad de trabajar con dos o más satélites de forma

simultánea, de forma que con una sola antena podemos establecer comunicaciones con una constelación de satélites.

Una vez hecha una breve introducción de la antena GEODA, nos centraremos en su elemento radiante unitario, consistente en dos parches de forma circular en una estructura apilada. Los parches se encuentran en dos niveles diferentes y cada uno de los parches tiene diferente radio, siendo el parche inferior de mayor tamaño que el parche superior. Dicho elemento unitario está alimentado por un cable coaxial.

Como se ha comentado en apartados anteriores (apartados 3.1 y 3.2), una de las características de las antenas microstrip es que el ancho de banda de trabajo no suele ser notorio, aunque existen diversas técnicas, como puede ser la alimentación de acoplo por ranura, que alcanza aproximadamente el 13% de banda relativa. El hecho de utilizar doble nivel es una técnica con la que podemos aumentar el ancho de banda en reflexión, ya que generamos una doble resonancia en el elemento radiante. Con todo y con ello, conseguir más allá de un 10% con esta técnica es algo difícil.

4.2 - ESTUDIO DEL ELEMENTO RADIANTE UNITARIO DE PARTIDA

Tal y como se ha explicado en el apartado anterior, partimos de un elemento radiante ya diseñado y nuestro objetivo es readaptarlo y optimizar su funcionamiento. Para ello es necesario que conozcamos a fondo cuáles son las características y las especificaciones iniciales de ese elemento.

El primer paso ha sido documentarse acerca de dicho elemento, y estas son sus características principales ([24] y [25]):

Se trata de una antena de parche, que aun presentando una cobertura limitada, resulta ser de una construcción bastante sencilla y es la que mejor se adapta a la estructura plana deseada para las antenas de haz direccionable.

La estructura del elemento radiante comprende un material dieléctrico superior que soporta el elemento radiante y un material dieléctrico inferior que soporta la red asociada a ese elemento. En principio y dado que el sistema requiere polarización circular, se sugiere el uso de circuitos híbridos de 90° como elemento asociado a la excitación del parche. Cada una de las ramas de híbrido excita uno de los modos ortogonales del parche obteniendo la polarización circular. El sentido de polarización dependerá de la puerta de entrada al híbrido seleccionada, lo que permite ajustar fácilmente el parche a cualquiera de las dos polarizaciones. En la Figura 4.1 se presenta un esquema de la antena como elemento radiante.

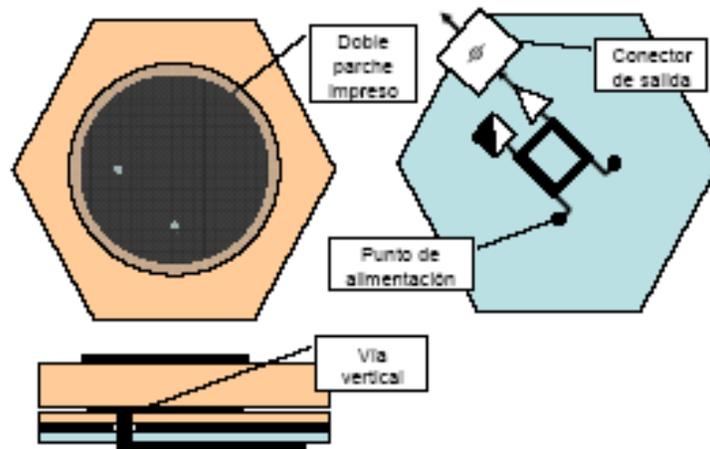


Figura 4.1 – Esquema del elemento radiante unitario de partida

Las especificaciones del elemento radiante se pueden resumir en las indicadas en la Tabla 4.1.

Especificación	Valor	Unid.	Comentario
Frecuencia de trabajo	1.7	GHz	
Longitud de onda	176.4	mm	
Ancho de banda	50	MHz	
Ancho de haz	tbd	grados	Define el ángulo de cobertura
Polarización Circular			Polarización a derechas
Relación axial	< 1	dB	En el ángulo de cobertura
Nivel de adaptación en puertos	<-22	dB	
Angulo de cobertura	>90	Grados	Margen de 45° desde la normal.

Tabla 4.1 – Especificaciones del elemento radiante unitario de partida

La estructura de capas del parche se muestra en la Tabla 4.2, empezando por las capas exteriores y terminando por el circuito híbrido que permite la alimentación del parche para polarización circular.

Capa	Espesor [mm]	Permitividad o conductividad	Pérdidas
Parche no excitado	0,017	$\sigma = 5.8 \cdot 10^7$ mho/m	-
FR4	0,5	$\epsilon_r = 4.1$	$\text{tg } \delta = 0.05$
Rohacell	8	$\epsilon_r = 1.0006$	$\text{tg } \delta = 0$
Parche excitado	0,017	$\sigma = 5.8 \cdot 10^7$ mho/m	-
FR4	0,5	$\epsilon_r = 4.1$	$\text{tg } \delta = 0.05$
Rohacell	2	$\epsilon_r = 1.0006$	$\text{tg } \delta = 0$
Plano de masa (Al)	2	$\sigma = 3 \cdot 10^7$ mho/m	-
NX9245	1.5748	$\epsilon_r = 2.45$	$\text{tg } \delta = 0.001$
Hibrido	0,017	$\sigma = 5.8 \cdot 10^7$ mho/m	-
Rohacell	10	$\epsilon_r = 1.0006$	$\text{tg } \delta = 0$

Tabla 4.2 – Estructura de capas del elemento radiante unitario de partida

El elemento radiante está formado por dos parches apilados con alimentación por una doble sonda coaxial de 50 ohm de impedancia, formada por un alma de cobre de 1.28 mm de diámetro y un dieléctrico tipo PTFE de 4.11 de diámetro. El parche exterior, impreso sobre una placa de fibra de vidrio (FR4) de 0.5mm, tiene un diámetro algo menor que el parche inferior. De esta forma se consigue una banda mejor que con un solo parche.

La simulación del conjunto del parche con el híbrido branch-line que permite la alimentación adecuada para polarización circular, aporta un diagrama de radiación con un máximo en la dirección normal y un ancho de haz a -3 dB de 65°. La ganancia estimada del elemento es de 7dB. En la Figura 4.2 se presentan los valores obtenidos por simulación.

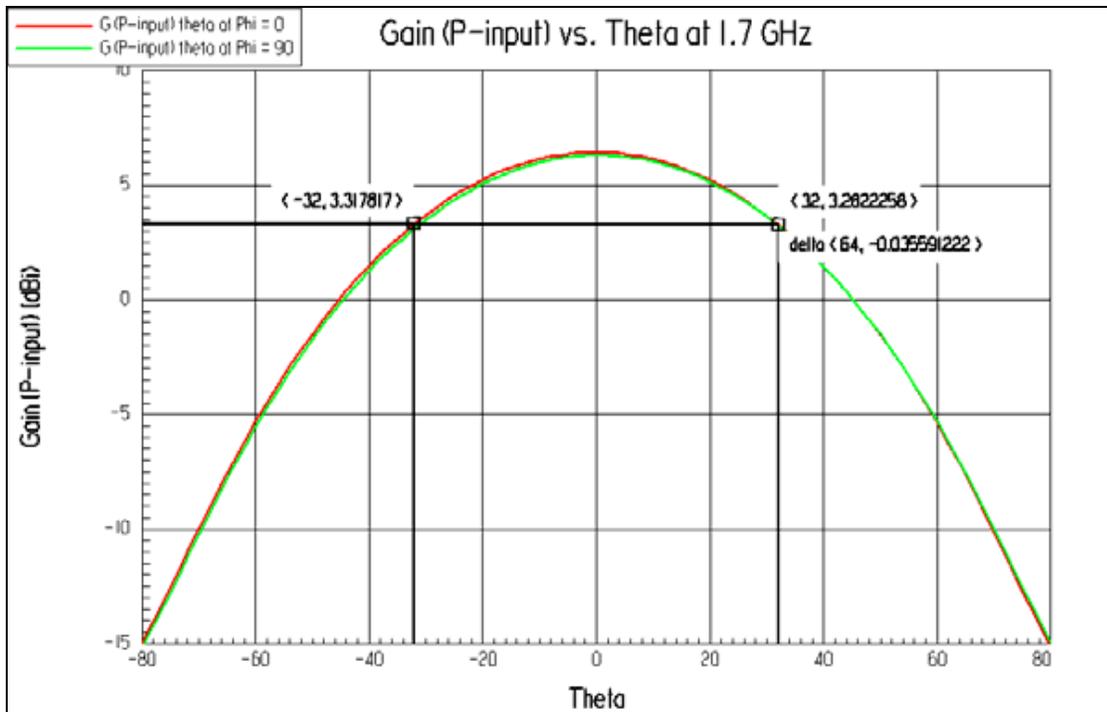


Figura 4.2 – Diagrama de radiación en los planos 0° y 90°

En la Figura 4.3 se presenta la relación axial simulada mediante el software Ensemble® y en la Figura 4.4 el coeficiente de reflexión y el acoplamiento entre las puertas del parche en la Figura 4.5. Se puede apreciar que la relación axial se mantiene por debajo del valor máximo de especificación en un ancho de haz de unos 60°. Las pérdidas de retorno de entrada y el acoplamiento entre puertas se mantienen inferiores a 20dB.

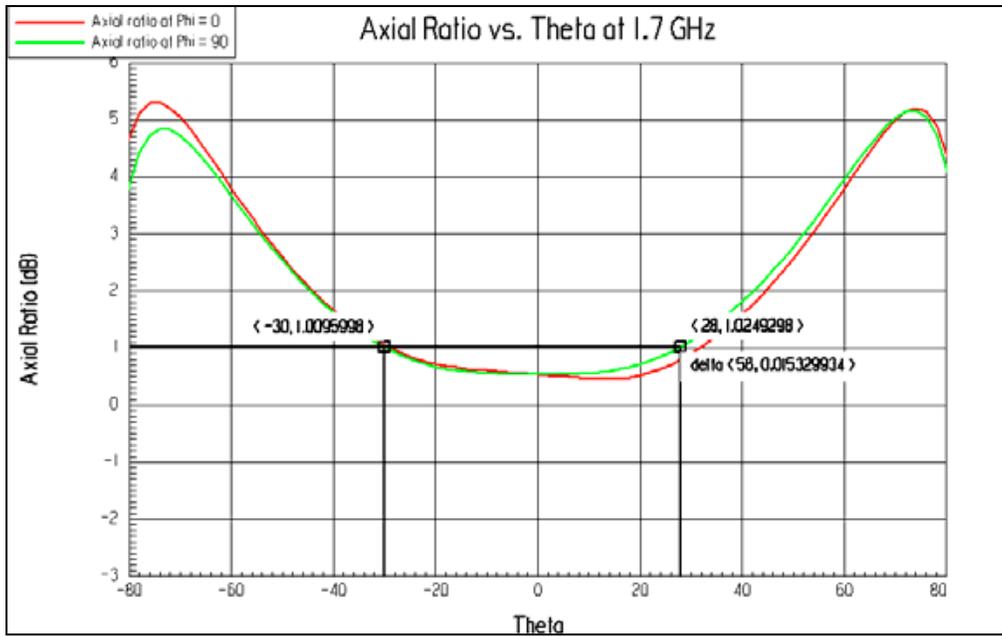


Figura 4.3 – Diagrama de relación axial para los planos principales

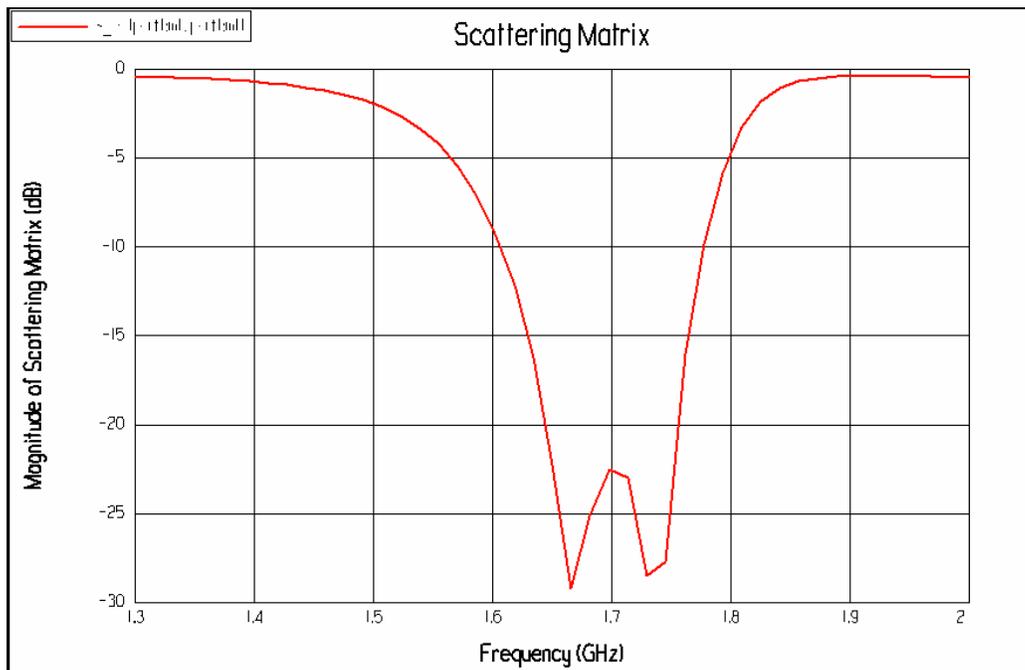


Figura 4.4 – Pérdidas de retorno

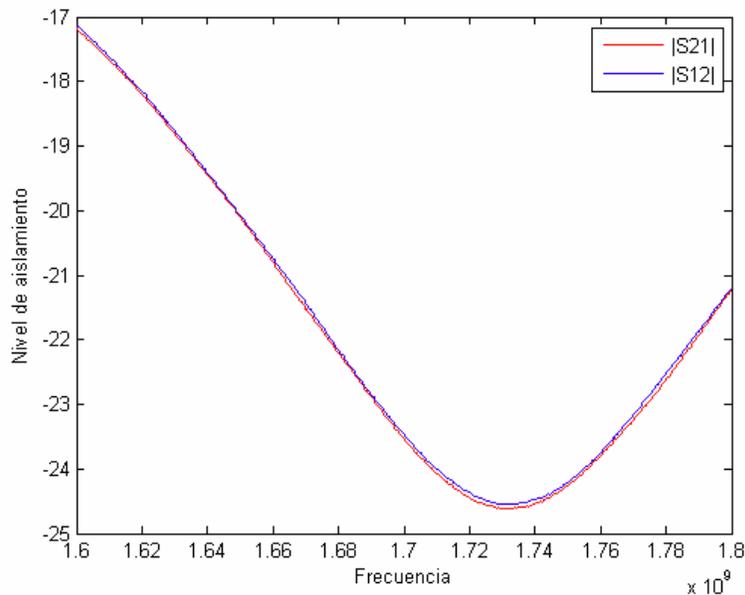


Figura 4.5 – Aislamiento entre las puertas de entrada al parche

4.3 - FASE DE SIMULACIÓN

Una vez hemos estudiado y simulado el elemento radiante inicial toca redimensionarlo para optimizarlo y para que funcione a la frecuencia central a la que queremos desplazarlo.

El primer paso que hemos decidido tomar en este proceso ha sido usar los simuladores de los que disponemos para variar todos los parámetros que afectan al modo y la calidad de la radiación y así ver el efecto de dichas variaciones de manera individual.

En cuanto conozcamos el efecto de dichas variaciones, trataremos de usar esa información en nuestro beneficio y así poder usar una combinación adecuada de estos parámetros para obtener un elemento lo más optimizado posible.

Para la simulación del elemento radiante que queremos construir usaremos varios entornos, siendo los más destacados : Ensemble 8.0®, CST 2006B® y Autocad®.

4.3.1 – VARIACIONES DE LOS PARÁMETROS RELATIVOS AL PARCHES

Dichos parámetros son el tamaño de los parches (o sus respectivos radios r_1 y r_2), la distancia de separación entre los parches y la distancia de alimentación respecto del centro de los parches (D).

Las simulaciones de este apartado se harán sin cavidad. La figura 4.6 muestra un esquema con la nomenclatura de algunos de los parámetros que se irán variando.

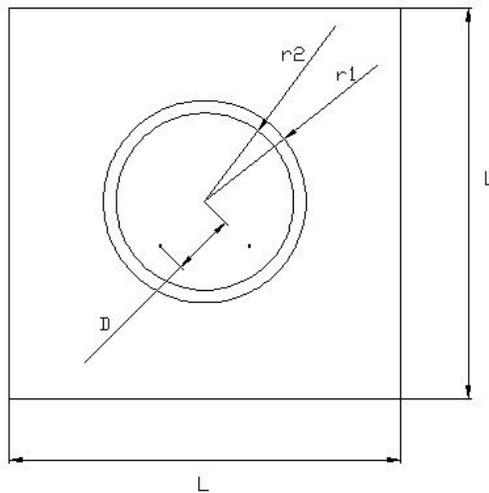


Figura 4.6 – Esquema de la disposición de los parches

4.3.1.1 - VARIACIÓN DEL TAMAÑO DE LOS PARCHES

Primeramente actuaremos sobre el tamaño o radio de los parches para ver el efecto que tiene. Podemos actuar de dos maneras: Variar el radio de los parches o aplicar un factor de escala sobre los parches iniciales.

La primera alternativa no nos daría resultados válidos ya que aunque estamos variando el tamaño de los parches, los puntos de alimentación varían su posición relativa respecto del parche y estaríamos variando dos parámetros en vez de uno.

La segunda alternativa sería la correcta, ya que los puntos de alimentación mantienen su posición relativa en el parche y sólo estamos variando el parámetro de la dimensión los parches.

Procedemos a variar el tamaño de los parches aplicando diferentes factores de escala. El resto de parámetros son los siguientes:

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	2
Distancia entre parches	H2	8
Radio parche grande	r1	VARIABLE
Radio parche pequeño	r2	VARIABLE
Distancia de alimentación	D	VARIABLE (* ¹)
Lado de la cavidad	L	SIN CAVIDAD
Altura de la cavidad	A	SIN CAVIDAD

Tabla 4.3 - Vvalores de los parámetros de la cavidad

Con los valores anteriores fijos, hemos realizado las siguientes simulaciones variando el factor de escala:

SIMULACION	FACTOR DE ESCALA	D (mm)	r1 (mm)	r2 (mm)
1	0.8	22.4	36	31.52
2	0.9	25.2	40.5	35.46
3 (* ²)	1	28	45	39.4
4	1.1	30.8	49.5	43.34

Tabla 4.4 – Valores de factor de escala usado en cada simulación

Veamos los resultados obtenidos de las simulaciones en las gráficas que mostramos a continuación en las figuras 4.7 y 4.8:

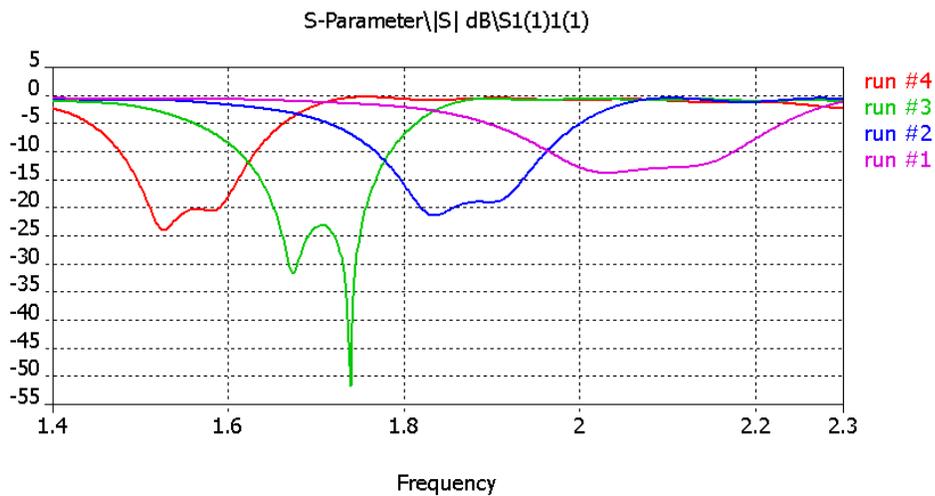


Figura 4.7 – Perdidas de retorno de cada una de las simulaciones

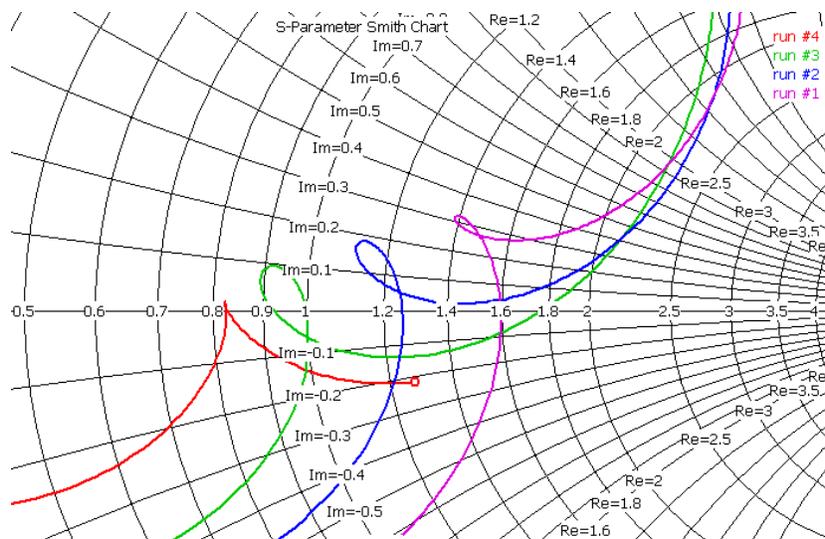


Figura 4.8 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones

Observamos que el efecto de escalar los parches es obviamente un desplazamiento de la banda de trabajo y de la frecuencia central de los parches.

Reducir el tamaño de los parches (aplicar un factor de escala menor que uno) implica elevar la frecuencia de funcionamiento y lo contrario ocurre al incrementar el tamaño (aplicar un factor de escala mayor que uno), la banda de trabajo baja.

Respecto a la carta de Smith, puede observarse que una reducción del tamaño de los parches implica un aumento de la parte real y de la parte imaginaria, mientras que al aumentar el tamaño de los parches conseguimos el efecto contrario.

Observamos también que la frecuencia central a la que trabajan los parches escalados con un factor de escala F.E. = 0.8673 se adapta de un modo bastante bueno a nuestras necesidades.

4.3.1.2 - VARIACIÓN DE LA SEPARACIÓN ENTRE LOS PARCHES

En el parche inicial de la antena geoda, encontramos que la capa de rohacell entre el parche inferior y el superior tiene un espesor de 8 mm. Es decir, entre el parche inferior y la parte inferior del substrato del parche superior hay una distancia de 8 mm.

En este apartado modificaremos mediante simulaciones el grosor de esa capa de rohacell (H2), acercando o alejando los parches, para ver el efecto que tiene.

El resto de parámetros permanecen fijos y son los siguientes:

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	2
Distancia entre parches	H2	VARIABLE
Radio parche grande	r1	45
Radio parche pequeño	r2	39.4
Distancia de alimentación	D	28
Lado de la cavidad	L	SIN CAVIDAD
Altura de la cavidad	A	SIN CAVIDAD

Tabla 4.5 – Valores fijos y variables de los parámetros de la cavidad

Con los valores anteriores fijos, hemos realizado las siguientes simulaciones variando la separación entre parches, más concretamente, la separación entre el parche inferior y la parte inferior del substrato del parche superior (h2):

SIMULACION	H2
1	4
2	6
3 (* ²)	8
4	10

Tabla 4.6 – Tabla con los valores de separación entre parches usado en cada simulación

Los resultados obtenidos son los siguientes:

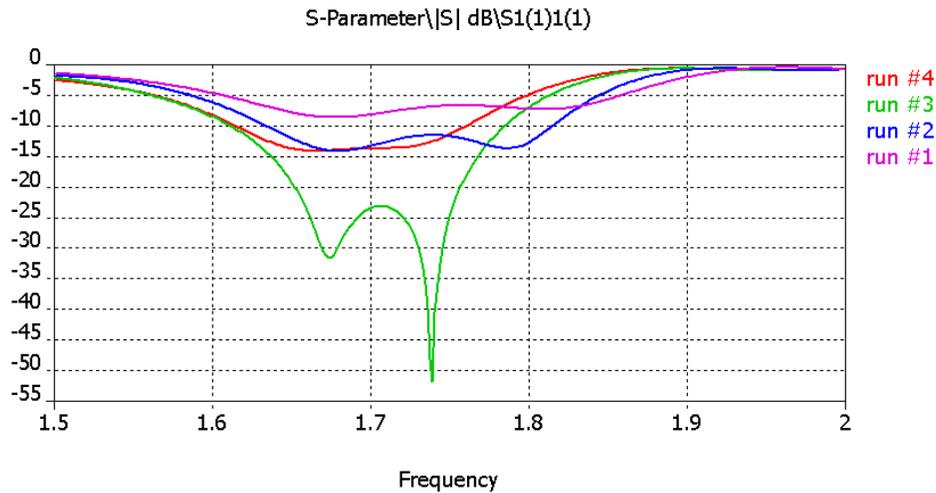


Figura 4.9 – Perdidas de retorno de cada una de las simulaciones

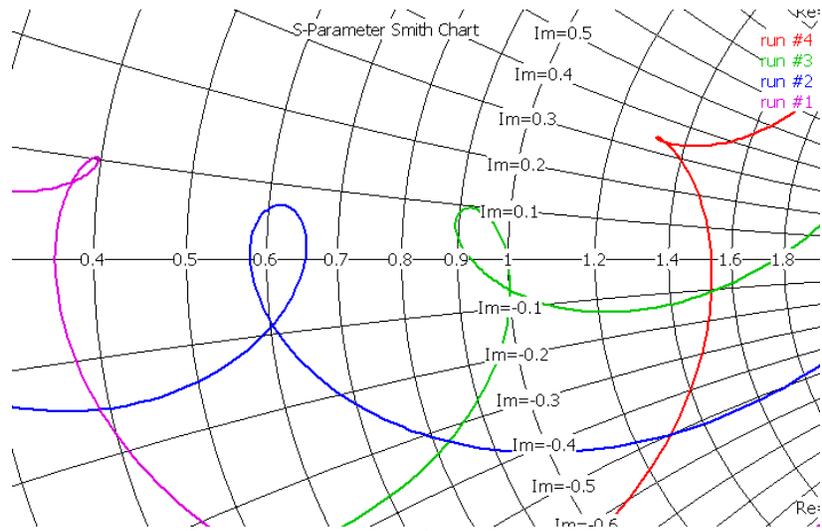


Figura 4.10 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones

Tras observar los resultados de las simulaciones, podemos decir que el ancho de banda no se desplaza demasiado. Sin embargo, al ver las gráficas de la carta de Smith podemos ver como el hecho de modificar este parámetro implica una modificación considerable en la posición de la curva.

Así pues, podemos usar este parámetro para adaptar mejor o peor la impedancia en los puertos de entrada.

4.3.1.3 - VARIACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS PUNTOS DE ALIMENTACIÓN:

La posición en la que el coaxial alimenta el parche también influye en sus características de adaptación y ancho de banda.

Como en el primer caso, aplicaremos un factor de escala a la distancia desde el centro de los parches hasta el punto de alimentación de cada coaxial (D).

El resto de parámetros son los mostrados en la siguiente tabla:

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	2
Distancia entre parches	H2	8
Radio parche grande	r1	45
Radio parche pequeño	r2	39.4
Distancia de alimentación	D	VARIABLE
Lado de la cavidad	L	SIN CAVIDAD
Altura de la cavidad	A	SIN CAVIDAD

Tabla 4.7 – Valores fijos y variables de los parámetros de la cavidad

Las simulaciones realizadas son las que muestra la siguiente tabla (tabla 4.8), como puede apreciarse, dichas simulaciones son muy parecidas a las del apartado "Variación del tamaño de los parches" pero en este caso, no varía la dimensión de los parches, tan solo la distancia D .

SIMULACION	FACTOR DE ESCALA	D (mm)
1	0.8	22.4
2	0.9	25.2
3 (* ²)	1	28
4	1.1	30.8

Tabla 4.8 – Valores de distancia entre puntos de alimentación usado en cada simulación

A continuación mostramos los resultados:

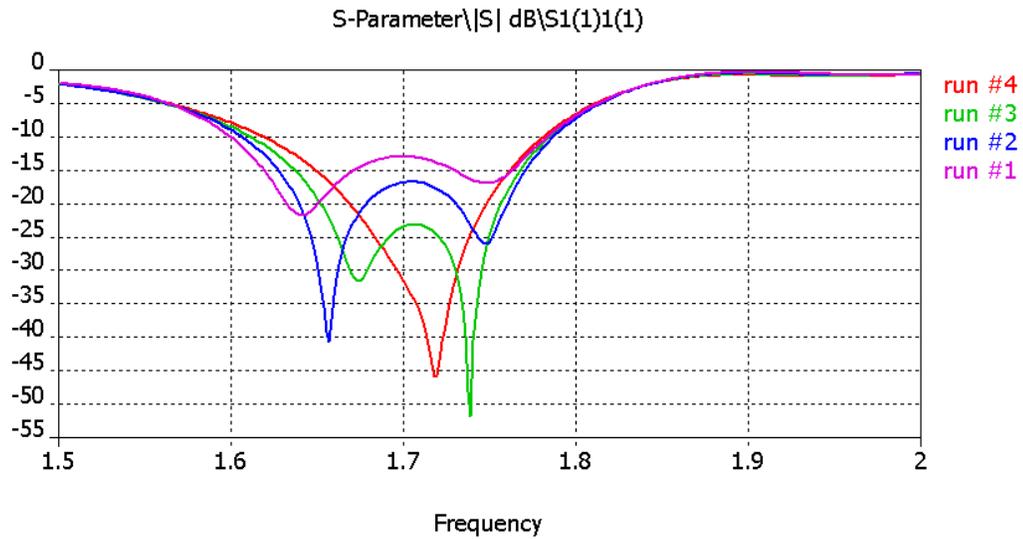


Figura 4.11 – Perdidas de retorno de cada una de las simulaciones

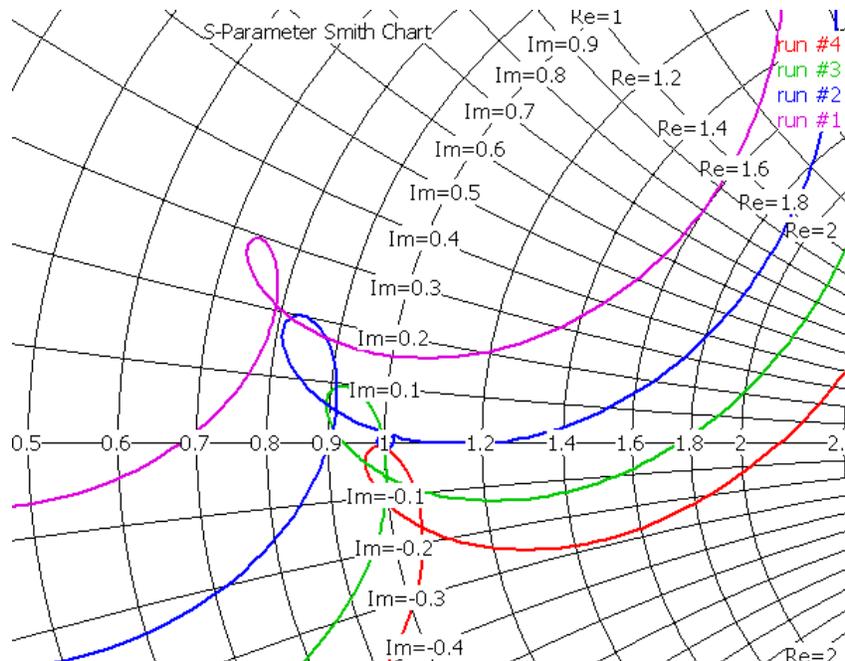


Figura 4.12 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones

Como en el caso anterior, el ancho de banda en reflexión de nuestra antena no se desplaza gran cosa, sin embargo, la distancia de alimentación es un parámetro que varía de un modo muy fino la posición de la curva de la Carta de Smith. Aumentar la distancia de separación implica reducir la parte imaginaria y aumentar la parte real.

4.3.1.4 - CONCLUSIONES:

Para desplazar la frecuencia central de trabajo del elemento radiante inicial, el recurso más útil es escalar los parches. Variar la separación entre los parches puede ser un modo de ajuste grueso de la adaptación, mientras que variar la posición en la que se alimentan los parches puede servirnos para hacer un ajuste mucho más fino de la adaptación de la antena.

*¹: En este caso la distancia de alimentación también varía porque estamos escalando los parches por completo, por tanto los valores que varían son r_1 , r_2 y D .

*²: La simulación 3 corresponde a la simulación del parche original de la antena GEODA.

4.3.2 - VARIACIONES DE LOS PARÁMETROS RELATIVOS A LA CAVIDAD

En este apartado nos metemos de lleno en el estudio de las cavidades de geometría cuadrada y sus efectos cuando se encuentran rodeando antenas de parche.

Igual que el apartado 4.3.1 trata de estudiar de manera individual los parámetros relativos al parche inicial, este apartado tratará de estudiar los cambios que se producen al variar los dos parámetros más significativos de una cavidad: su altura o la altura de sus paredes (desde el plano de masa) y su anchura de lado.

4.3.2.1 - VARIACIÓN DE LA ALTURA DE LA CAVIDAD:

Partimos de un valor de lado de cavidad fijo (L) y vamos variando la altura (A). El resto de parámetros de la antena son los siguientes:

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	2
Distancia entre parches	H2	8
Radio parche grande	r1	45
Radio parche pequeño	r2	39.4
Distancia de alimentación	D	28
Lado de la cavidad	L	VARIABLE
Altura de la cavidad	A	VARIABLE

Tabla 4.9 – Valores fijos y variables de los parámetros de la cavidad

Para un valor de lado de cavidad $L=130$ mm ($0'75*\lambda$), probamos con los valores de altura de cavidad (A) que aparecen en la tabla inferior:

SIMULACION	A(mm)	A(λ)
1	21.25	0'125
2	42.5	0'25
3	85	0'5
4	130	0'75

Tabla 4.10 – Valores de altura de cavidad usado en cada simulación

Los resultados son los siguientes:

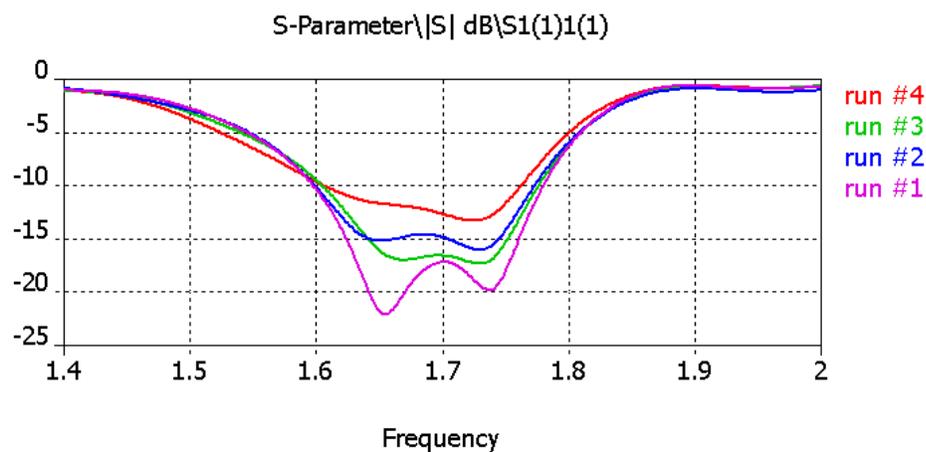


Figura 4.13 – Perdidas de retorno de cada una de las simulaciones

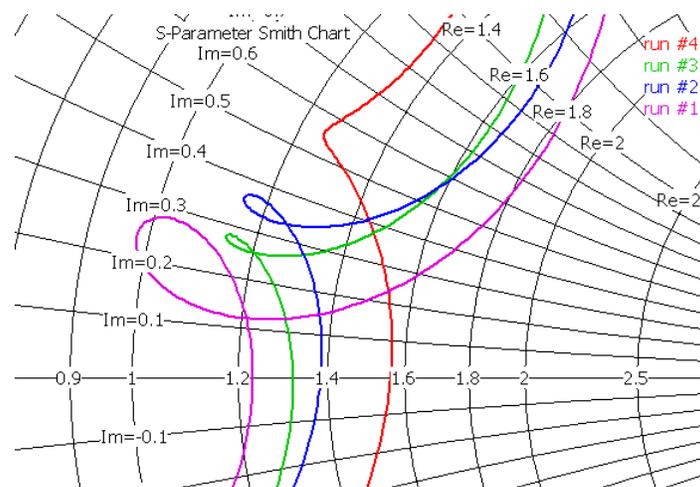


Figura 4.14 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones

Para un valor de lado de cavidad $L=170$ mm (λ), probamos con los valores de altura de cavidad (A) que aparecen en la tabla inferior:

SIMULACION	A(mm)	A(λ)
1	21.25	0'125
2	42.5	0'25
3	85	0'5
4	130	0'75

Tabla 4.11 – Tabla con los valores de altura de cavidad usado en cada simulación

Los resultados son los siguientes:

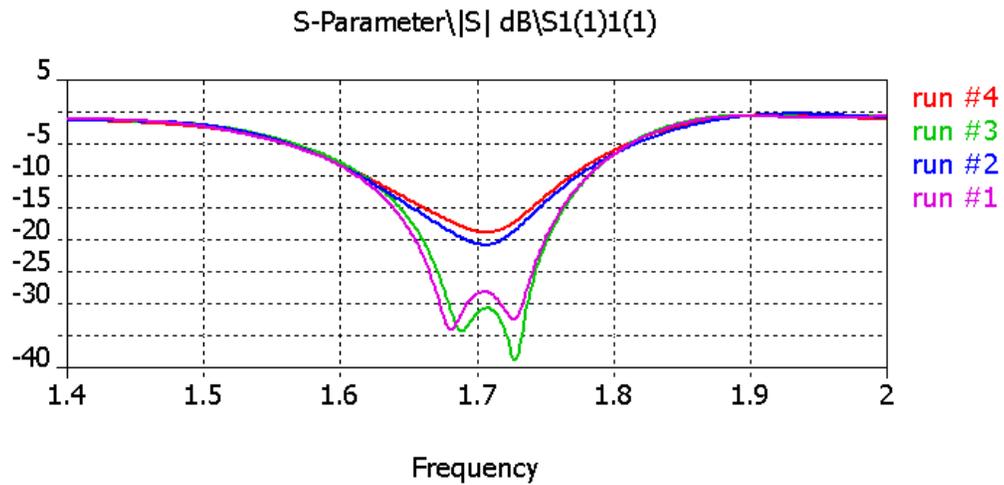


Figura 4.15 – Perdidas de retorno de cada una de las simulaciones

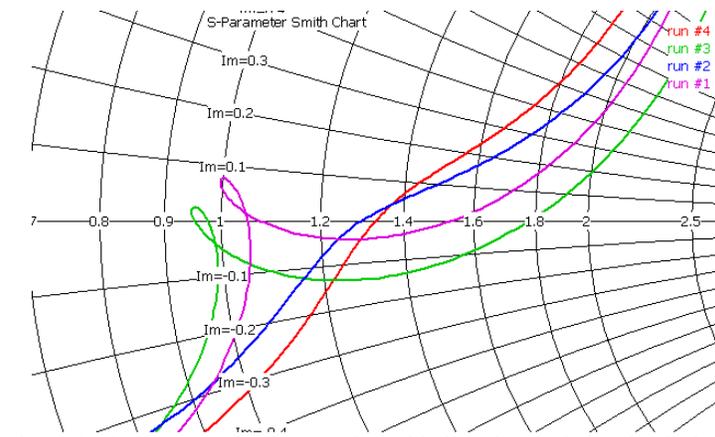


Figura 4.16 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones

De las gráficas anteriores observamos que, independientemente de la anchura del lado de la cavidad, los resultados mejoran cuando la altura de la cavidad es de 0.125λ o 0.5λ .

4.3.2.2 - VARIACIÓN DE LA ANCHURA DE LA CAVIDAD:

Partimos de un valor de altura de cavidad fijo (A) y vamos variando la anchura (L). El resto de parámetros de la antena son los siguientes:

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	2
Distancia entre parches	H2	8
Radio parche grande	r1	45
Radio parche pequeño	r2	39.4
Distancia de alimentación	D	28
Lado de la cavidad	L	VARIABLE
Altura de la cavidad	A	21.25

Tabla 4.12 – Valores fijos y variables de los parámetros de la cavidad

Para un valor de altura de cavidad $A=21.25$ mm ($0.125*\lambda$), probamos con los valores de anchura de cavidad (L) que aparecen en la siguiente tabla:

SIMULACION	L(mm)	L(λ)
1	130	0.75
2	170	1
3	212.5	1.25

Tabla 4.13 – Valores de anchura de cavidad usados en cada simulación

Los resultados son los siguientes:

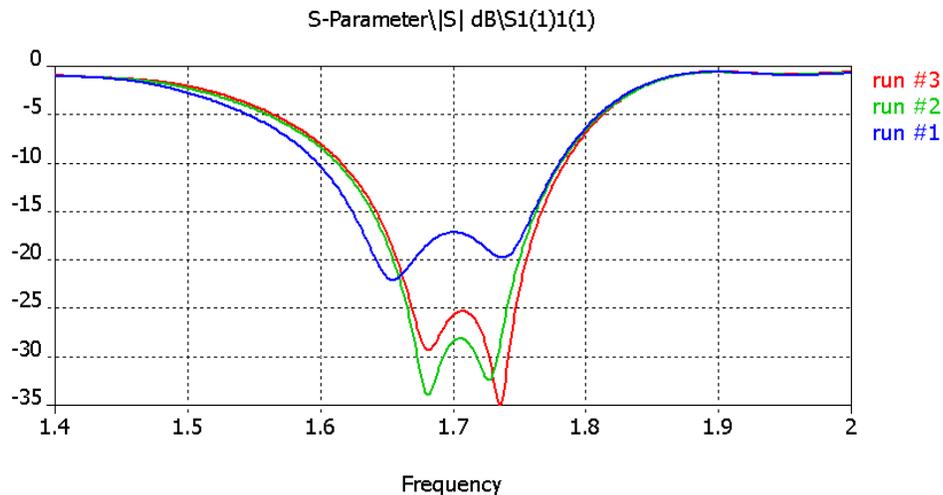


Figura 4.17 – Perdidas de retorno de cada una de las simulaciones

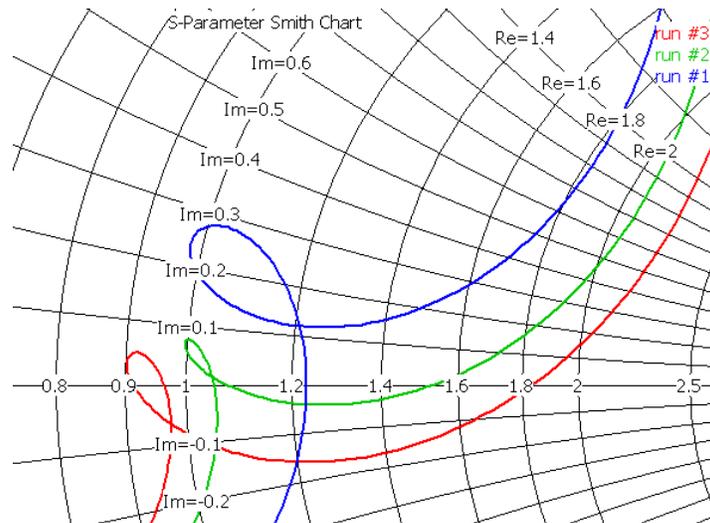


Figura 4.18 – Curvas sobre la carta de Smith de cada una de las simulaciones

4.3.2.3 - CONCLUSIONES:

Los valores de altura que proporcionan buenas propiedades de ancho de banda son valores cercanos a la mitad de la longitud de onda de funcionamiento o bien valores de altura próximos a la altura del parche (0.5λ y 0.125λ).

Los valores de anchura que proporcionan buenos resultados son valores cercanos a 0.75λ .

Descartamos la cavidad como elemento para desplazar la banda de frecuencias de funcionamiento en esta antena, sin embargo, podemos variar altura y anchura de cavidad para hacer un ajuste fino en la carta de Smith y así lograr una mejor adaptación del elemento radiante.

Veamos ahora una comparativa de algunos de los diseños realizados con diferentes dimensiones de cavidad y con el elemento radiante inicial de la antena GEODA (Figura 4.19 y tabla 4.14)

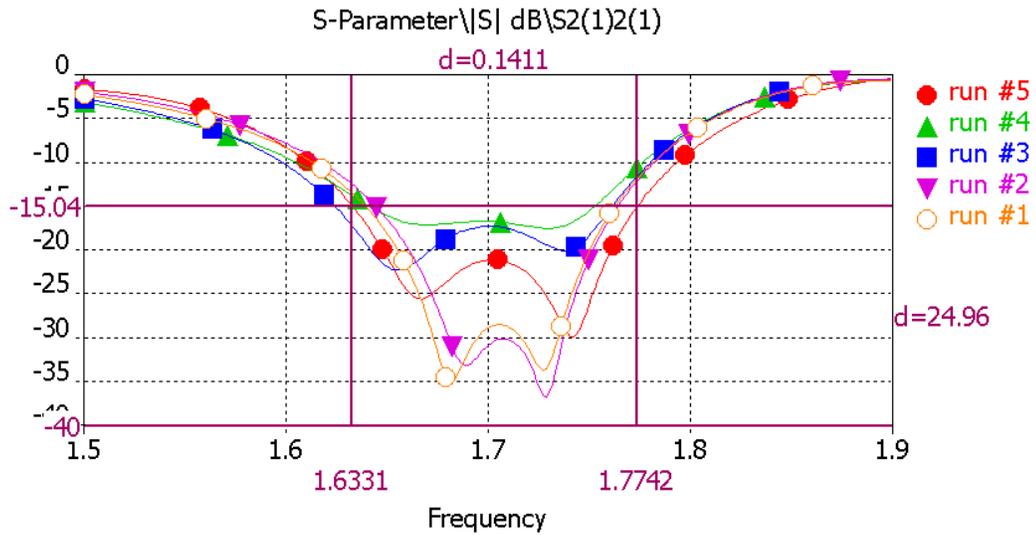


Figura 4.19 – Comparativa de las pérdidas de retorno de algunos parches de cavidad con las de la antena GEODA

SIMULACION	$L(\lambda)$	$A(\lambda)$	% Ancho de banda
1	λ	0.125λ	7.19
2	λ	0.5λ	6.92
3	0.75λ	0.125λ	8.12
4	0.75λ	0.5λ	6.73
5	Simulación parche antena GEODA		8.25

Tabla 4.14 –Leyenda de la gráfica de la figura 4.19

Tras observar las gráficas anteriores, sacamos una primera conclusión: las cavidades no ayudan de manera ostensible a aumentar el ancho de banda de la antena de parche de partida.

4.3.3.- EVOLUCION Y PARAMETRIZACION DE LOS DISEÑOS

Ya tenemos controlado en cierto modo el cambio que va a suponer en el elemento radiante la variación de cualquiera de sus parámetros físicos. Gracias a los resultados del estudio realizado en el apartado anterior podemos ir conformando nuestro elemento radiante para hacer que funcione en la banda de las comunicaciones móviles y para tratar de conseguir el mayor ancho de banda posible así como una buena adaptación.

En primer lugar, queremos que nuestro elemento radiante funcione a una frecuencia central de 1.96 Ghz, de modo que en consonancia con lo aprendido en el apartado anterior, lo primero que hemos de hacer es escalar los parches en un cierto factor. Para calcular dicho factor de escala hemos aplicado la siguiente relación:

$$F.E = \text{frecuencia central inicial} / \text{frecuencia central final} = 1.7 / 1.96 = 0.867347$$

Así pues, el factor con el cual hemos de escalar los parches estará próximo a 0'87.

En este apartado se irá mostrando los pasos seguidos y las variaciones que se han llevado a cabo para conseguir los objetivos anteriores. Se muestran a continuación todas las simulaciones llevadas a cabo y los valores de los parámetros que se han usado en cada uno de los dos diseños que queremos construir.

Hay que añadir que se pretende hacer dos diseños, uno con las paredes de la cavidad a una altura cercana a la del parche superior y otro con las paredes de la cavidad relativamente altas.

4.3.3.1 - DISEÑO 1: Elemento radiante con cavidad de altura 0.125λ

Con lo aprendido en el apartado 4.3.2, iremos modificando poco a poco los parámetros del elemento radiante, variando la posición de las curvas para conseguir ajustarlas a nuestras necesidades.

Para conseguir las especificaciones iniciales seguiremos un procedimiento de ensayo-error, para luego ir poco a poco afinando más y más y dar con la solución acertada.

A continuación mostramos una serie de simulaciones (fig 4.20 y tabla 4.15) llevadas a cabo en las cuales hemos combinado diferentes valores de factor de escala, altura, y anchura de cavidad. Los valores están puestos referidos a la longitud de onda de funcionamiento. Todos los valores referidos a longitudes de onda usadas en las simulaciones toman como referencia la longitud de onda correspondiente a una frecuencia de 1.96 Ghz.

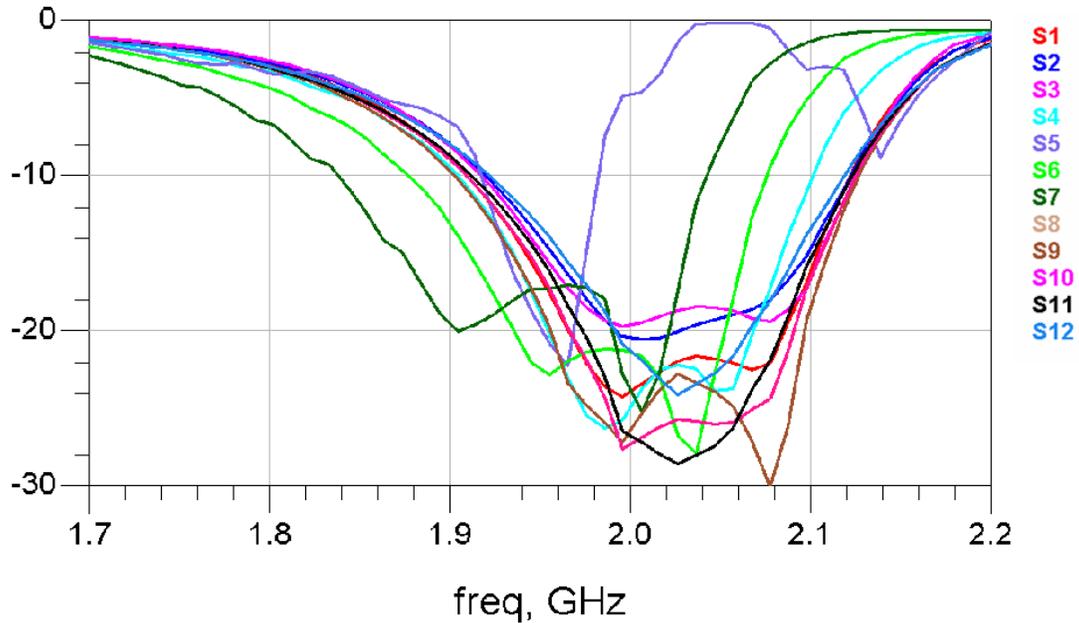


Figura 4.20 – Ancho de banda en reflexión de las simulaciones llevadas a cabo

SIMULACION	CARACTERÍSTICAS
1	-F.E. (Factor de escala) = 0.8673 -Cavidad con lado $L=\lambda$ y altura $A=0'125 \lambda$
2	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=\lambda$ y altura $A=0'25 \lambda$
3	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=\lambda$ y altura $A=0'5 \lambda$
4	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=\lambda$ y altura $A=\text{altura del parche} + 0'5 \text{ mm}$
5	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0'75\lambda$ y altura $A=\text{altura del parche} + 0'5 \text{ mm}$
6	-F.E. = 0.88 -Cavidad con lado $L=0'75\lambda$ y altura $A=\text{altura del parche} + 0'5 \text{ mm}$
7	-F.E. = 0.9 -Cavidad con lado $L=\lambda$ y altura $A=\text{altura del parche} + 0'5 \text{ mm}$
8	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0'75\lambda$ y altura $A=0'125 \lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'01
9	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0'75\lambda$ y altura $A=0'125 \lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'05
10	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0'75\lambda$ y altura $A=0'125 \lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'1

11	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.125\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1.15
12	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.125\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1.2

Tabla 4.15 – Valores de los parámetros en cada simulación

Tras todas estas simulaciones, vemos que no hemos conseguido nuestros objetivos, de modo que seguimos evolucionando nuestro diseño hasta dar con mejores resultados.

En este caso vamos modificando parámetros tales como la separación entre parches (H2) y la separación entre el plano de masa y el parche inferior (H1). Mostramos las simulaciones llevadas a cabo en las figuras 4.21 y 4.22 y en la tabla 4.16. En ellas se aprecia cómo las curvas se van desplazando en la carta de Smith y el lazo de las mismas se va aproximando cada vez más al centro de la carta.

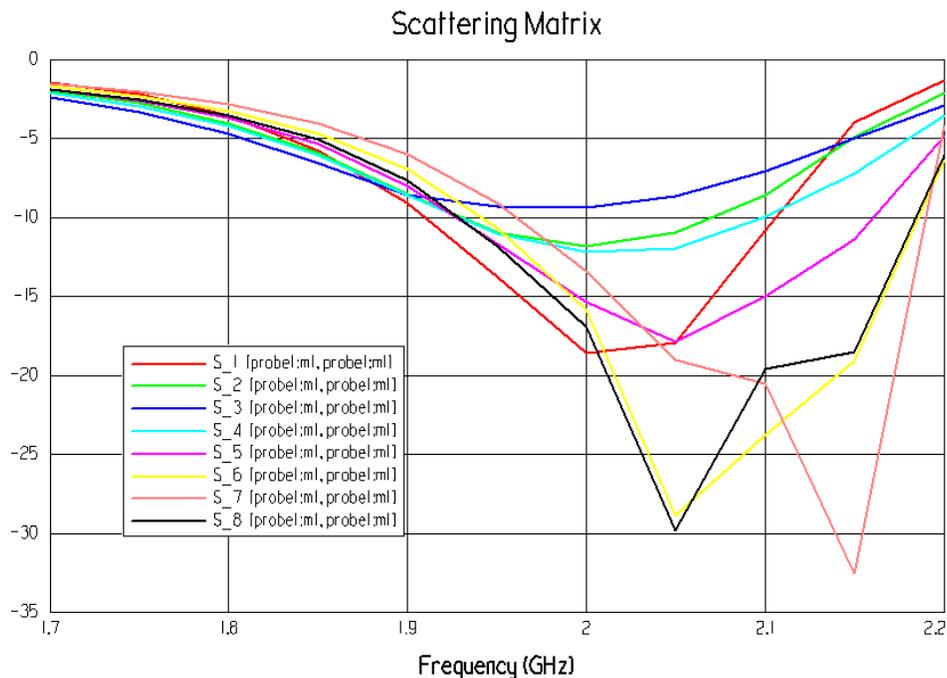


Figura 4.21 – Ancho de banda en reflexión de las simulaciones llevadas a cabo

Scattering Matrix

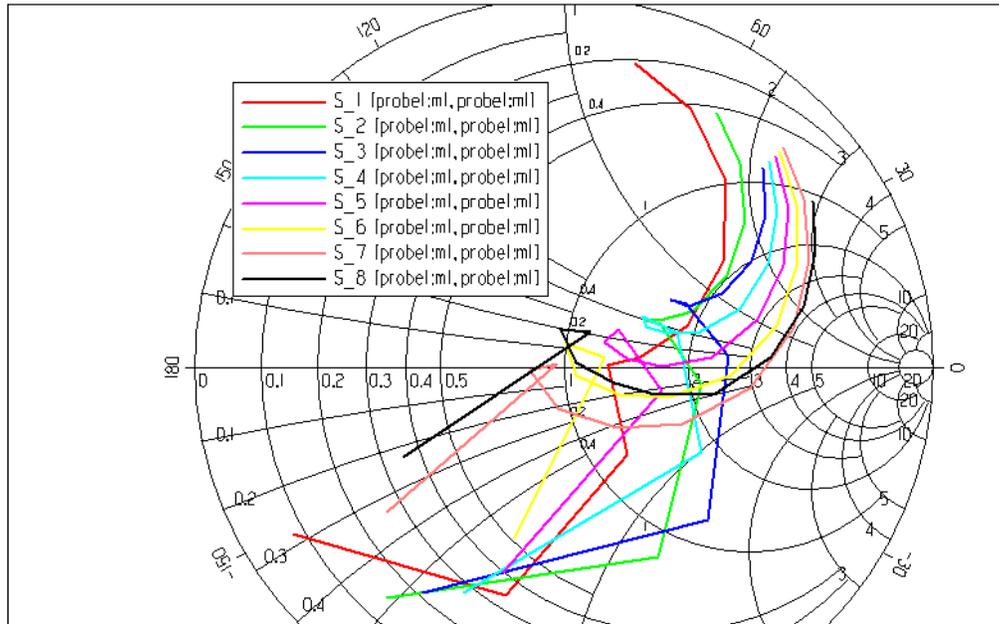


Figura 4.22 – Curvas sobre la carta de Smith de las simulaciones llevadas a cabo

SIMULACION	CARACTERÍSTICAS
1	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1.01
2	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1.01 -H1= 3mm
3	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1.01 -H1= 4mm
4	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1.01 -H1= 4mm -H2= 5mm
5	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1.01 -H1= 4mm -H2= 4mm

6	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'01 -H1= 4mm -H2= 3mm
7	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'01 -H1= 4mm -H2= 2mm
8	-F.E. = 0.8673 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'01 -H1=5mm -H2= 2mm

Tabla 4.16 – Valores de los parámetros en cada simulación

Tras estas simulaciones, empezamos a ver algunas configuraciones que empiezan a ofrecer buenas propiedades de ancho de banda, aunque todavía no terminan de estar ni correctamente centradas en la banda adecuada ni adaptadas.

Continuamos con el proceso de simulación y hemos obtenido los siguientes resultados:

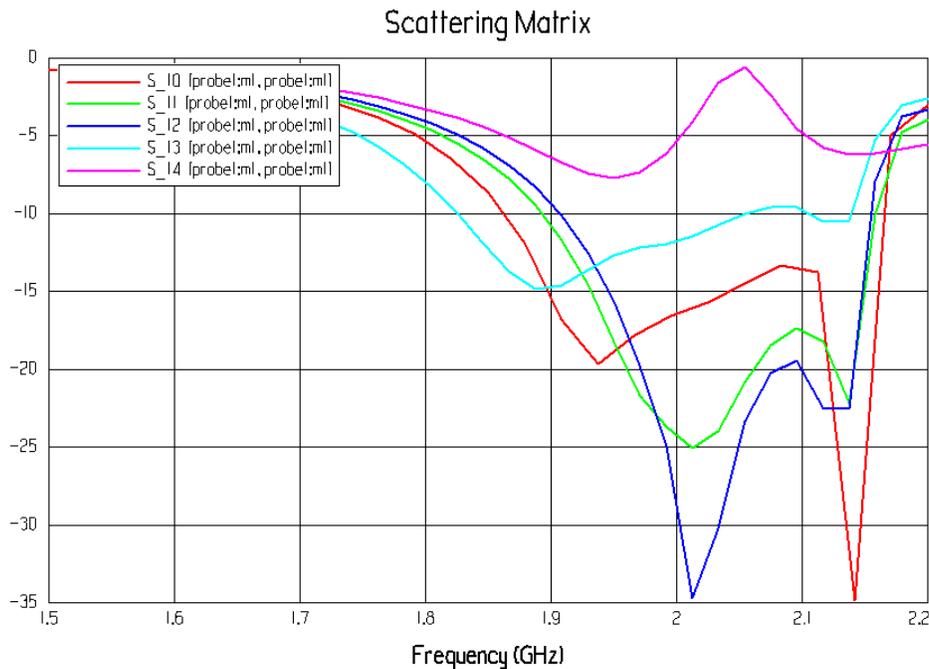


Figura 4.23 – Ancho de banda en reflexión de las simulaciones llevadas a cabo

SIMULACION	CARACTERÍSTICAS
10	-F.E. = 0.88 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'01 -H1=5mm -H2= 2mm
11	-F.E. = 0.88 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'2 -H1=5mm -H2= 2mm
12	-F.E. = 0.88 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'2 -H1=4'5mm -H2= 2mm
13	-F.E. = 0.88 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'2 -Aumentamos el grosor del substrato inferior a 1 mm -H1=4mm -H2= 5mm
14	-F.E. = 0.88 -Cavidad con lado $L=0.75\lambda$ y altura $A=0.5\lambda$ -Alimentación escalada un factor 1'2 -Le damos la vuelta al parche inferior (H1 era originalmente 5 mm). -H1=4'5mm -H2= 2mm

Tabla 4.17 – Valores de los parámetros en cada simulación

De las gráficas anteriores, observamos que las simulaciones número 10 y 13 ofrecen unas buenas características de ancho de banda y pueden ser una buena situación de partida desde la que podemos empezar a evolucionar y optimizar el diseño.

4.3.3.2 - DISEÑO 2: Elemento radiante con cavidad de altura 0.5λ

Seguir por el camino del ensayo-error, aunque nos haga más conscientes del proceso de adaptación, es una tarea relativamente lenta y compleja, de modo que para hacer el segundo diseño, se ha optado por continuar por otra senda que ofrezca resultados más rápidos.

Partiendo de unas dimensiones de cavidad que ofrecen buenos resultados, se ha decidido usar el entorno de simulación CST Microwave Studio® para hacer una serie de barridos paramétricos con los cuales se pretende afinar lo máximo posible nuestro diseño.

Como en las simulaciones llevadas a cabo en el apartado 4.2, iremos modificando uno sólo de los parámetros y dejaremos el resto de valores fijos.

4.3.3.2a - VARIACIÓN DE LA DISTANCIA ENTRE EL PLANO DE MASA Y EL SUBSTRATO INFERIOR:

Variamos la distancia entre la parte superior del plano de masa y la parte inferior del sustrato del parche grande (H1):

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	VARIABLE
Distancia entre parches	H2	2
Radio parche grande	r1	39.015
Radio parche pequeño	r2	34.15
Distancia de alimentación	D	24.27
Lado de la cavidad	L	114.8
Altura de la cavidad	A	65

Tabla 4.18 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2

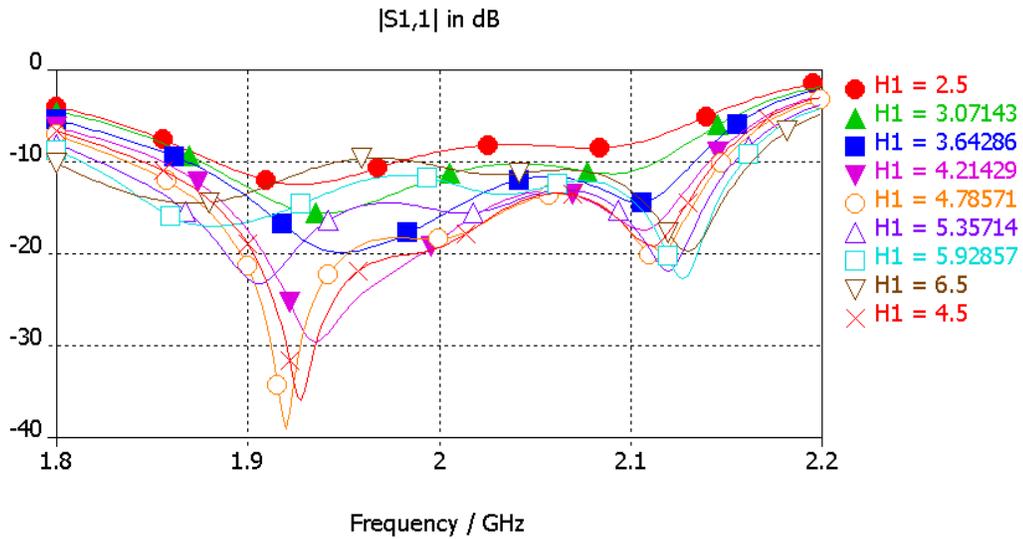


Figura 4.24 – Pérdidas de retorno con diferentes valores de H1

4.3.3.2b - VARIACIÓN DE LA DISTANCIA ENTRE PARCHES:

Variamos la distancia entre la parte superior del parche grande y la parte inferior del sustrato del parche pequeño (H2):

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	4.5
Distancia entre parches	H2	VARIABLE
Radio parche grande	r1	39.015
Radio parche pequeño	r2	34.15
Distancia de alimentación	D	24.27
Lado de la cavidad	L	114.8
Altura de la cavidad	A	65

Tabla 4.19 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2

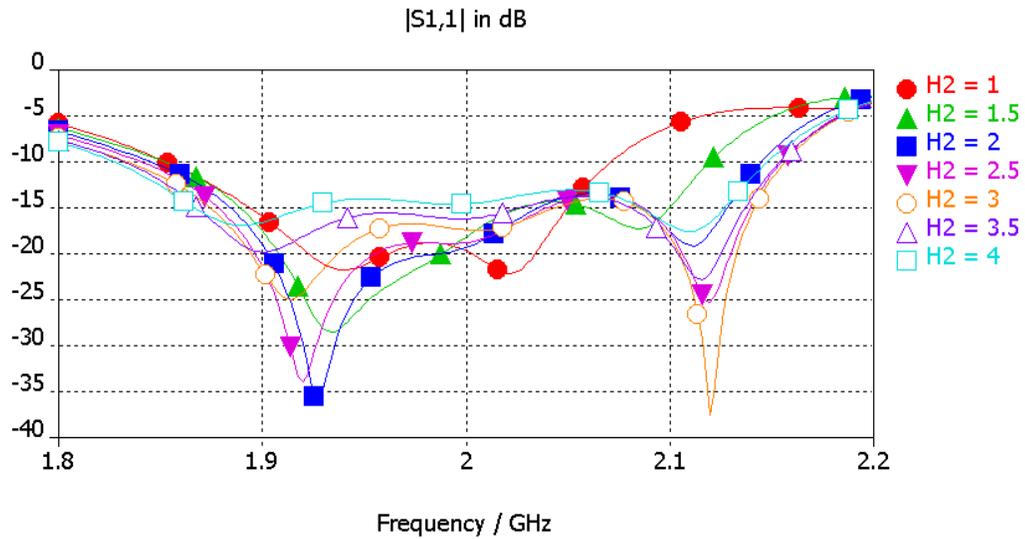


Figura 4.25 – Perdidas de retorno con diferentes valores de H2

4.3.3.2c - VARIACIÓN DE LA DISTANCIA DE ALIMENTACION:

Variamos la distancia entre el centro del parche grande y el punto en el que el coaxial alimenta dicho parche (D):

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	4.5
Distancia entre parches	H2	2
Radio parche grande	r1	39.015
Radio parche pequeño	r2	34.15
Distancia de alimentación	D	VARIABLE
Lado de la cavidad	L	114.8
Altura de la cavidad	A	65

Tabla 4.20 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2

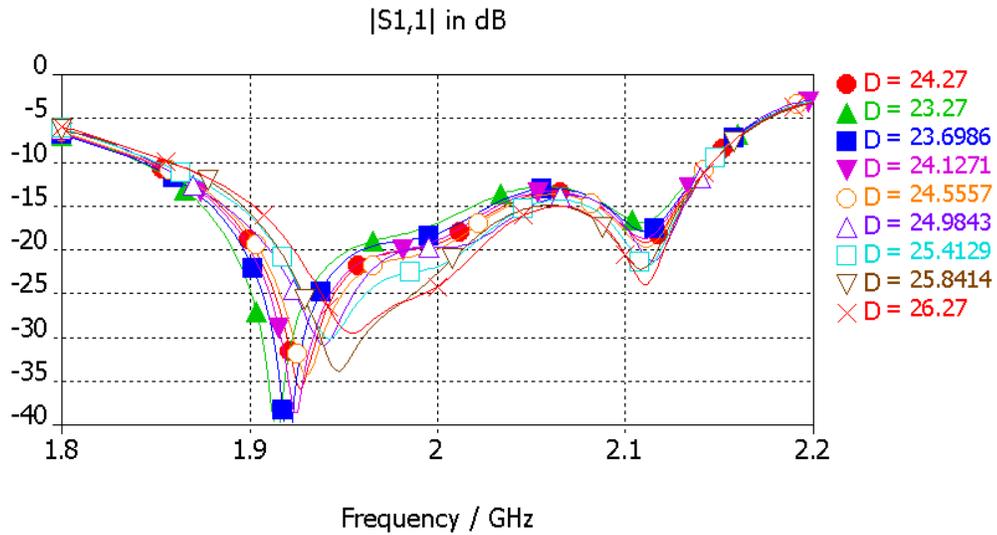


Figura 4.26 – Perdas de retorno con diferentes valores de D

4.3.3.2d - VARIACIÓN DEL RADIO DEL PARCHE GRANDE:

Variamos el radio del parche inferior (r1):

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	4.5
Distancia entre parches	H2	2
Radio parche grande	r1	VARIABLE
Radio parche pequeño	r2	34.15
Distancia de alimentación	D	24.27
Lado de la cavidad	L	114.8
Altura de la cavidad	A	65

Tabla 4.21 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2

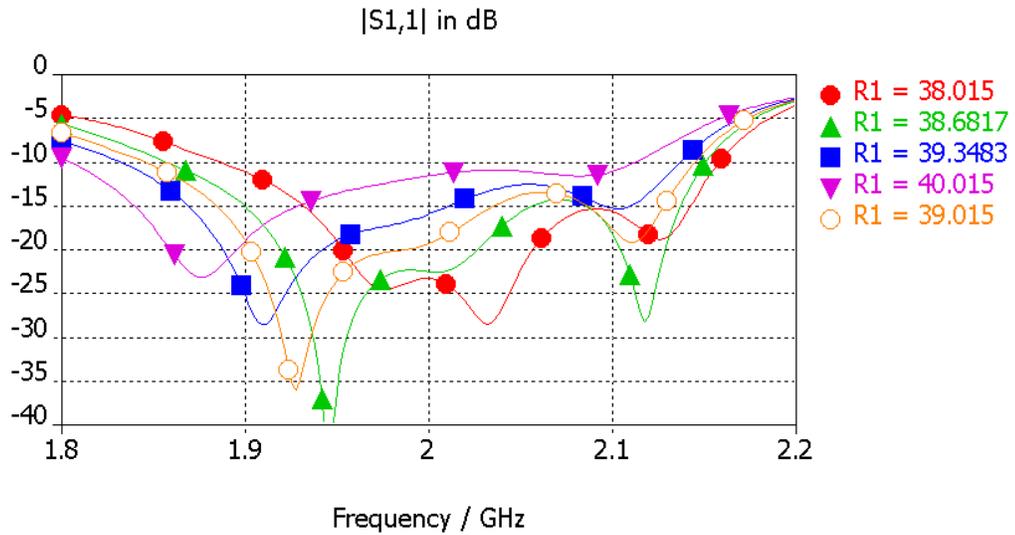


Figura 4.27 – Perdidas de retorno con diferentes valores de r1

4.3.3.2e - VARIACIÓN DEL RADIO DEL PARCHE PEQUEÑO:

Variamos el radio del parche superior (r2):

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	4.5
Distancia entre parches	H2	2
Radio parche grande	r1	39.015
Radio parche pequeño	r2	VARIABLE
Distancia de alimentación	D	24.27
Lado de la cavidad	L	114.8
Altura de la cavidad	A	65

Tabla 4.22 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2

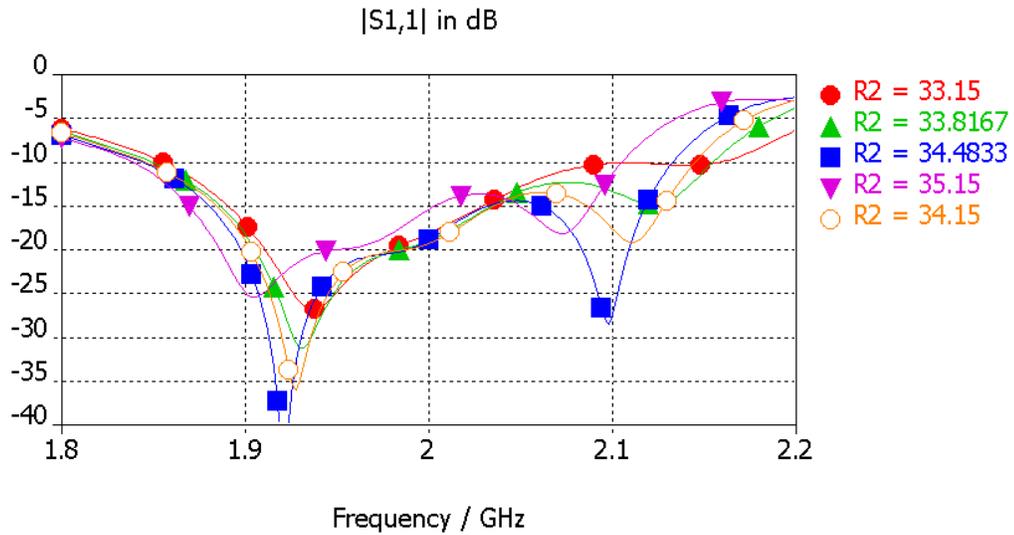


Figura 4.28 – Perdidas de retorno con diferentes valores de r2

4.3.3.2f- VARIACIÓN DEL LADO DE LA CAVIDAD:

Variamos el valor del lado de la cavidad (L):

PARÁMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	H1	4.5
Distancia entre parches	H2	2
Radio parche grande	r1	39.015
Radio parche pequeño	r2	34.15
Distancia de alimentación	D	24.27
Lado de la cavidad	L	VARIABLE
Altura de la cavidad	A	65

Tabla 4.23 – Valores fijos y variables de los parámetros del diseño número 2

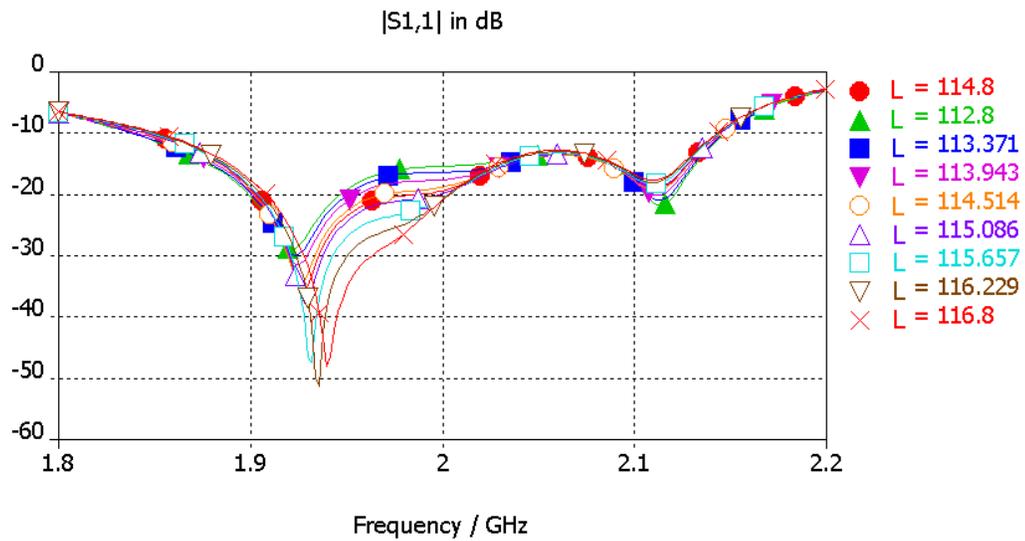


Figura 4.29 – Perdidas de retorno con diferentes valores de L

De todas las simulaciones anteriores pueden sacarse resultados interesantes. Observamos, por ejemplo, que para un parche inferior con un radio $R1$ de valor 38'6817 mm pueden conseguirse las características de antena que buscamos.

4.3.4 - OPTIMIZACIÓN Y DISEÑOS FINALES

El profundo estudio realizado anteriormente nos ha permitido conocer al máximo los cambios que suponen pequeños ajustes en los parámetros de nuestra antena. Realizando los cambios pertinentes se ha llegado a los diseños que mostramos a continuación. Se muestran también los pequeños cambios que acabamos de comentar.

4.3.4.1 -DISEÑO 1: Elemento con cavidad de altura 0.125λ

La simulación de este diseño ha sido llevada a cabo mediante el software Ensemble 8.0 y tiene la siguiente forma:

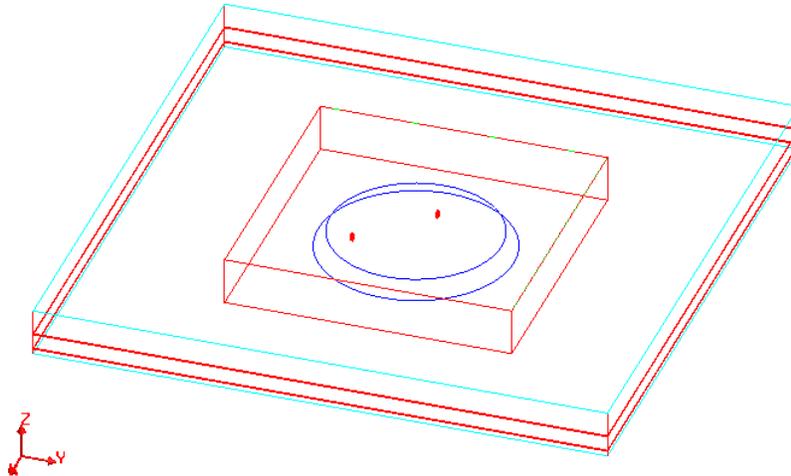


Figura 4.30 – Imagen del diseño 1 en la herramienta Ensemble 8.0

Las especificaciones de dimensiones de este diseño son las siguientes:

PARÁMETRO	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	2
Distancia entre parches	6
Radio parche grande	39.0285
Radio parche pequeño	34.1714
Distancia de alimentación	25.49
Lado de la cavidad	114.75
Altura de la cavidad	19.1325
Diámetro del conductor interior del coaxial	1.28
Diámetro exterior del dieléctrico del coaxial	4.12

Tabla 4.24 –Resumen con las dimensiones del diseño número 1

Su estructura de capas es la que mostramos a continuación:

NOMBRE	MATERIAL	ESPESOR (mm)	PERMITIVIDAD O CONDUCTIVIDAD
Cavidad	Aluminio	10.1325	$\sigma = 3.8e7$ mho/m
Parche2	Cobre	0.018	$\sigma = 5.8e7$ mho/m
Substrato2	FR-4	0.5	$\epsilon_r = 4.1$
Hueco2	Rohacell	6	$\epsilon_r = 1.006$
Parche1	Cobre	0.018	$\sigma = 5.8e7$ mho/m
Substrato1	FR-4	0.5	$\epsilon_r = 4.1$
Hueco1	Rohacell	2	$\epsilon_r = 1.006$
Plano de masa	Aluminio	2	$\sigma = 3.8e7$ mho/m

Tabla 4.25 – Resumen con las capas que componen el diseño número 1

Resultados de las simulaciones:

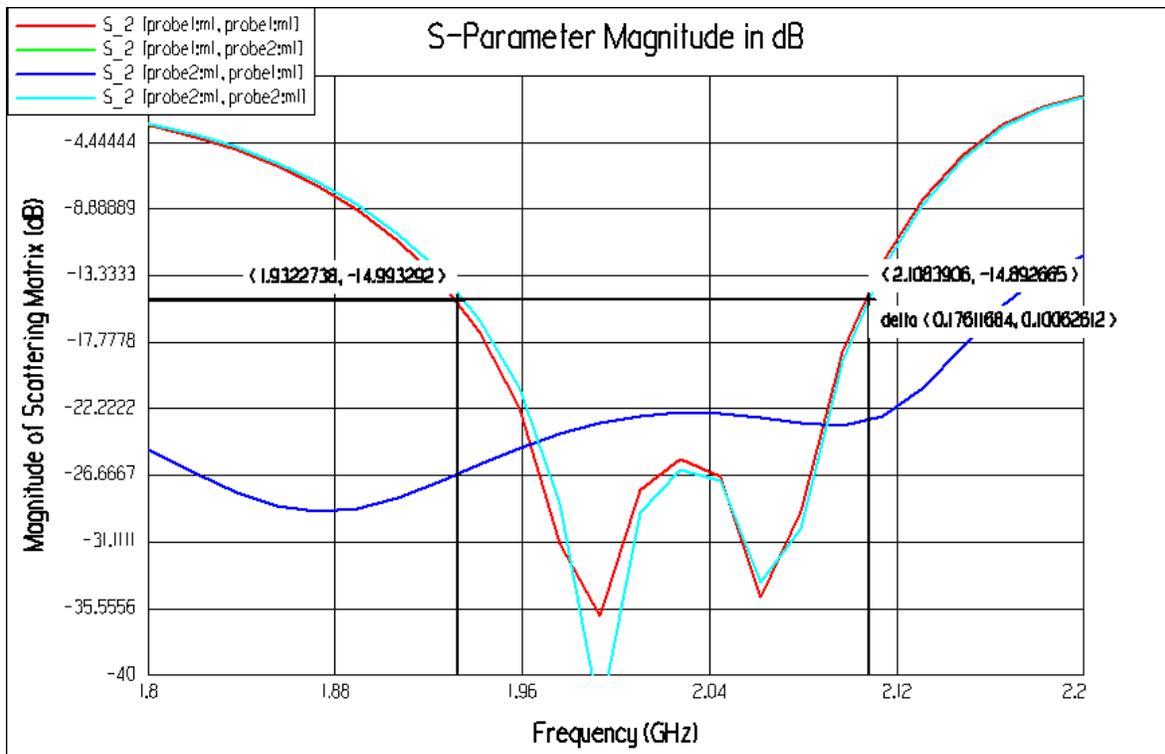


Figura 4.31 – Parámetros S de los puertos del diseño 1

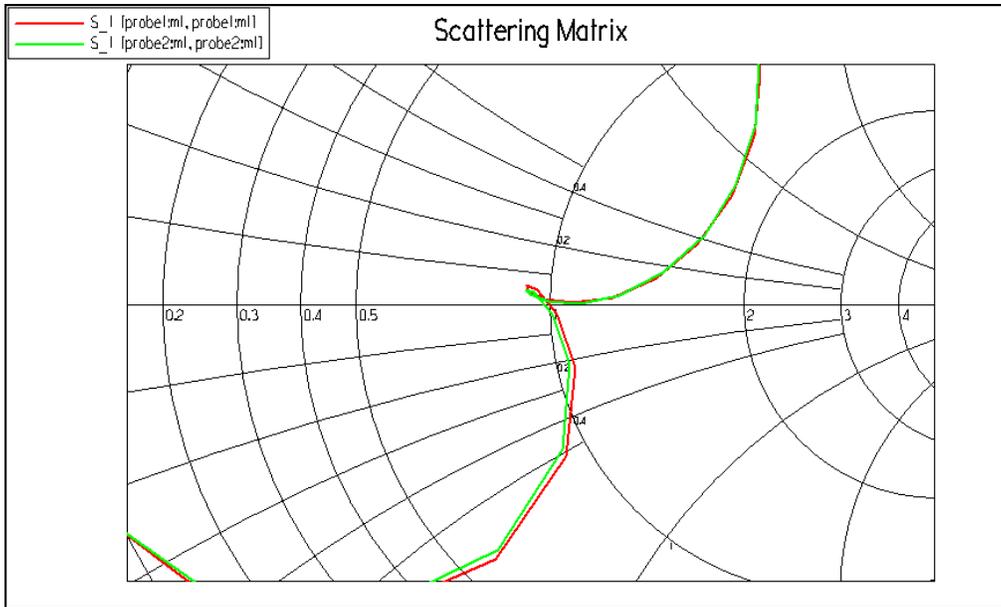


Figura 4.32 – Adaptación del diseño 1

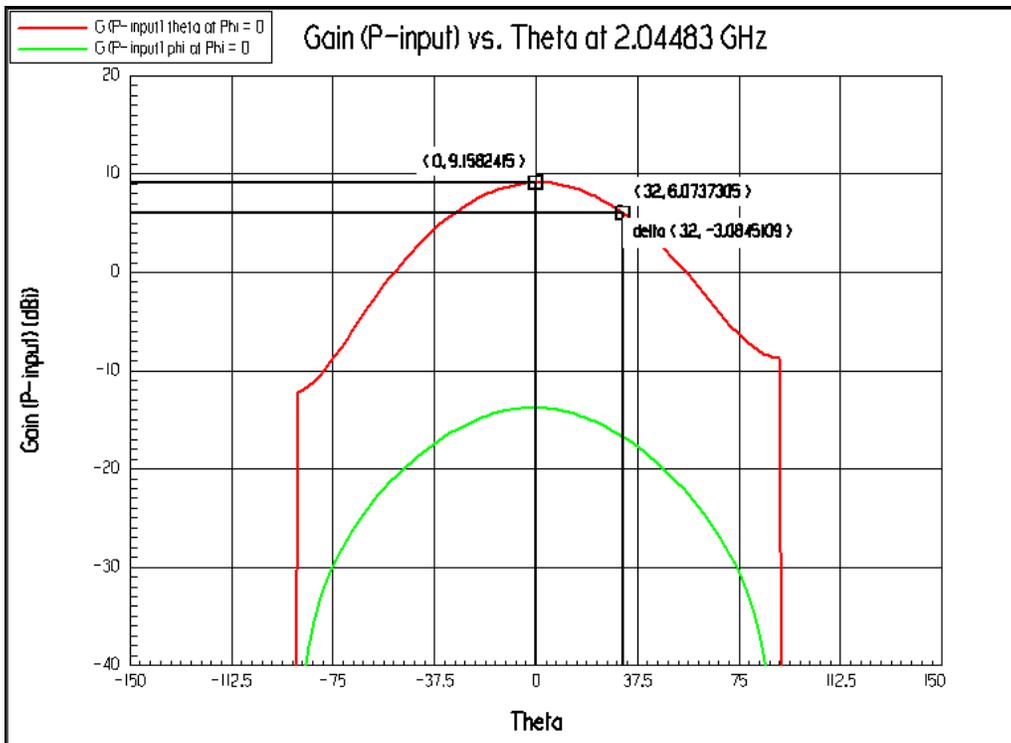


Figura 4.33 – Diagrama de radiación del diseño 1 en theta ($\phi = 0^\circ$)

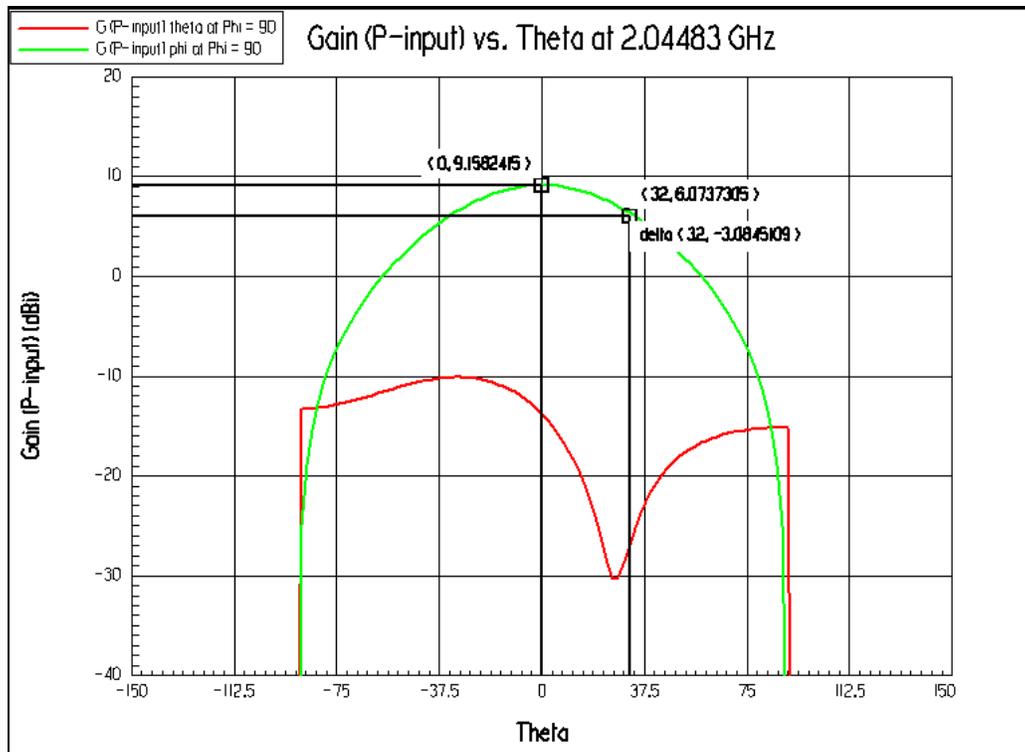


Figura 4.34 – Diagrama de radiación del diseño 1 en theta (phi = 90°)

Observamos de la gráfica de la figura 4.31 que el ancho de banda relativo a -15 dB es aproximadamente del $8'43\%$. Por otro lado, la carta de Smith (fig 4.32) refleja una buena adaptación y los diagramas de radiación (figuras 4.33 y 4.34) muestran que en las frecuencias centrales, la componente copolar tiene una ganancia máxima de 9.15 dB y un ancho de haz a -3 dB de unos 64° .

Los diagramas de radiación mostrados anteriormente son los relativos a uno de los dos puertos. No hemos mostrado los diagramas del otro puerto dado que son iguales.

Como se verá más adelante (Apartado 4.6.1.1), tras construir este diseño y al realizar las medidas pertinentes, se observa que la banda de trabajo se ha desplazado ligeramente a frecuencias inferiores. Achacamos este pequeño desplazamiento en banda a que la simulación ha sido realizada con el software Ensemble 8.0®. Dicho software tiene un modelado 2'5D por el método de los momentos, bastante efectivo para antenas planares, pero tal y como hemos experimentado en este proyecto, no es suficientemente preciso cuando intervienen estructuras que requieren diseño en 3D, tales como las cavidades.

Nos vemos obligados a contrastar que dicho desplazamiento en banda ha sido introducido por el modelado del software Ensemble®. Es por esto que realizamos y simulamos el mismo diseño en CST Microwave Studio®. Lo mostramos a continuación:

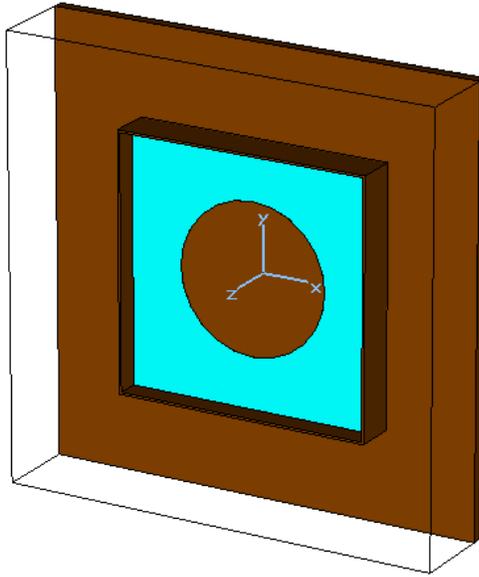


Figura 4.35 – Imagen del diseño 1, modificado y realizado en la herramienta CST 2006B

Los resultados de la simulación del diseño 1 en CST son los siguientes:

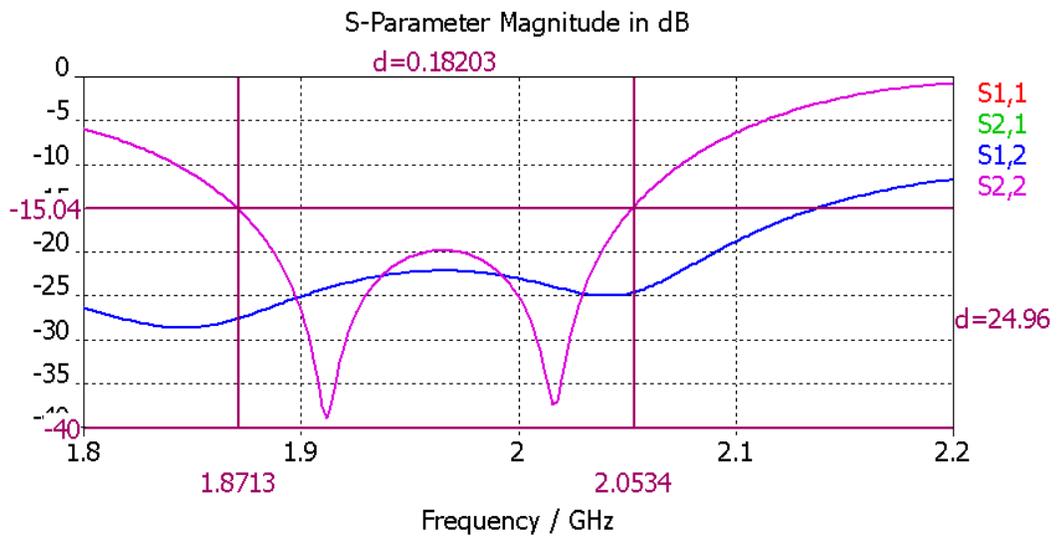


Figura 4.36 – Parámetros S en los puertos del diseño 1 en CST 2006B

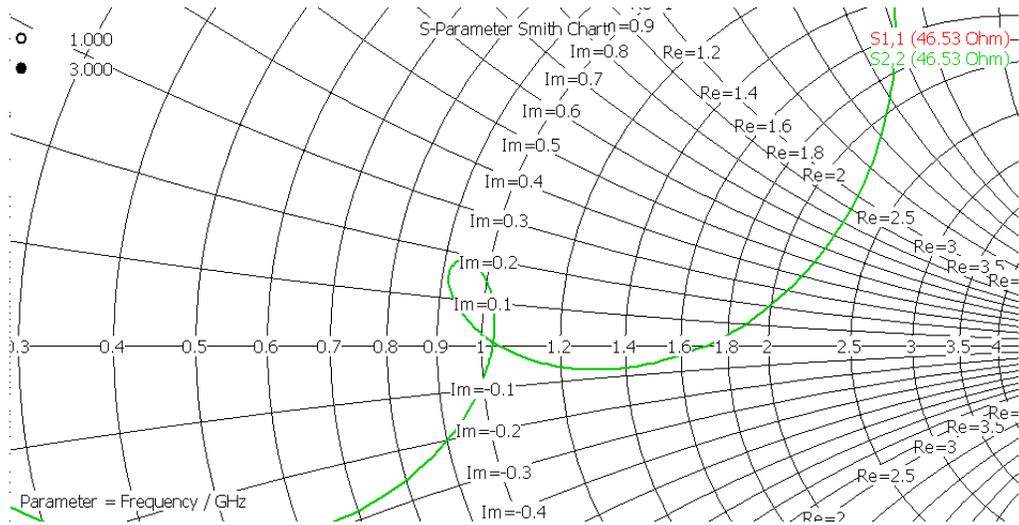


Figura 4.37 – Curva sobre la carta de smith del diseño 1 en CST

Como puede apreciarse de las dos gráficas anteriores (Figuras 4.36 y 4.37), la simulación en el entorno CST Microwave Studio 2006B® muestra un desplazamiento de la banda de funcionamiento a frecuencias inferiores respecto de la curva del elemento diseñado inicialmente en Ensemble 8.0® (Ver figura 4.31). Por otro lado, la curva sobre la carta de Smith refleja una ligera desadaptación de la impedancia en el puerto de entrada.

El apartado 4.6.1.1 contrastará que los resultados de la simulación hecha en CST® se parecen más a las mediciones realizadas sobre el diseño final, que los resultados de la simulación en Ensemble®.

4.3.4.2 -DISEÑO 2: Elemento con cavidad de altura $0'5\lambda$

Por los motivos explicados en el apartado anterior, la simulación de este diseño ha sido llevada a cabo mediante el software CST 2006B y tiene la siguiente forma:

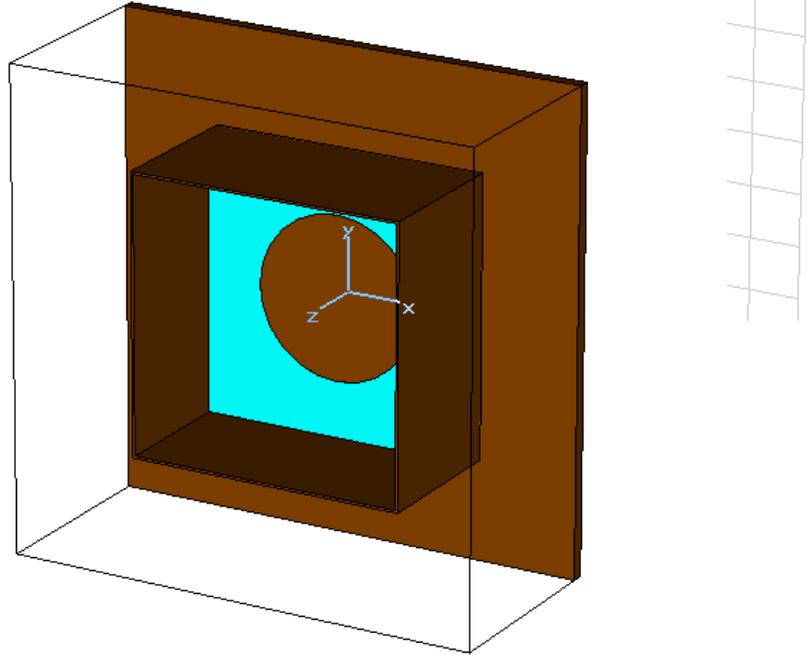


Figura 4.38 – Imagen que adquiere el diseño 2 en la herramienta CST

Las especificaciones de este diseño son las siguientes (*³):

PARÁMETRO	VALOR (mm)
Distancia parche-plano masa	4
Distancia entre parches	3
Radio parche grande	38.6817
Radio parche pequeño	34.15
Distancia de alimentación	26.27
Lado de la cavidad	114.8
Altura de la cavidad	65
Diámetro del conductor interior del coaxial	1.28
Diámetro exterior del dieléctrico del coaxial	4.12

Tabla 4.26 – Resumen con las dimensiones del diseño número 2

Como puede apreciarse comparando con la tabla 4.24 de dimensiones del diseño 1, no sólo se ha modificado la altura de la cavidad, sino que también se ha modificado ligeramente el radio de los parches, la anchura de las capas de dieléctrico y la posición de la alimentación para lograr una adaptación correcta.

La estructura de capas es la misma que la del diseño 1, pero con diferentes valores de espesor de las capas de aire (capas de rohacell en nuestro futuro montaje). Para este diseño en concreto, las capas denominadas HUECO1 Y HUECO2, tienen 4 y 3 mm respectivamente. (Ver tabla 4.26)

Resultados de la simulación.

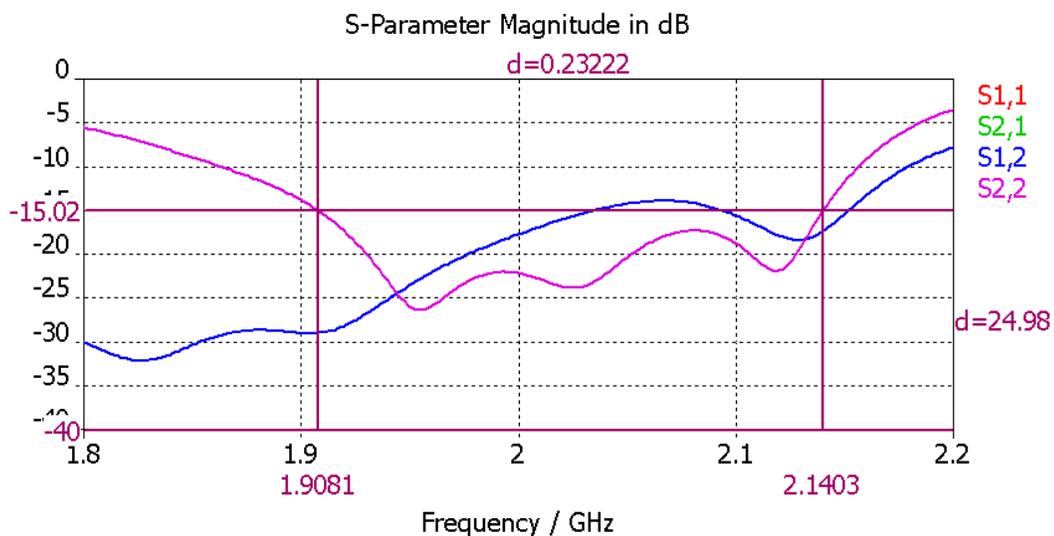


Figura 4.39 –Parámetros S en los puertos de entrada del diseño 2

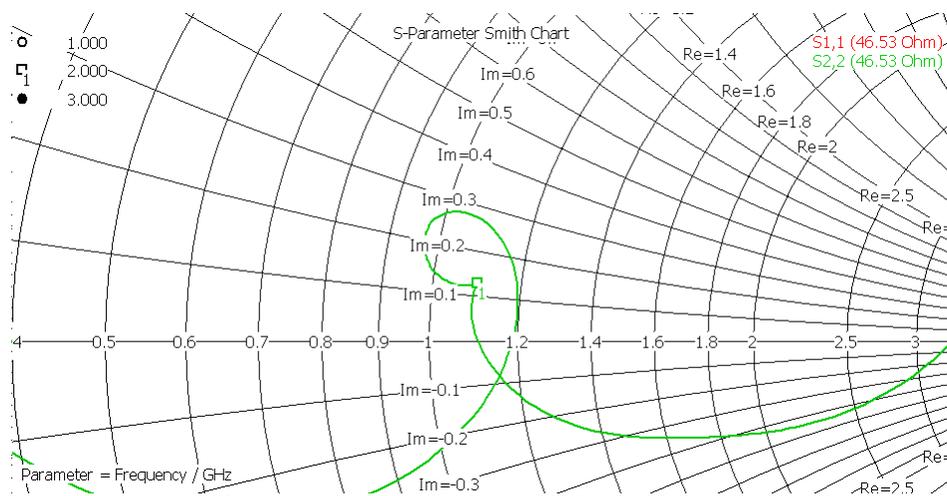


Figura 4.40 – Curva sobre la carta de Smith del diseño 2

Farfield farfield (f=2.03) [GAIN vs Theta at 2.03 Ghz] Gain_Left Polarisation in dB

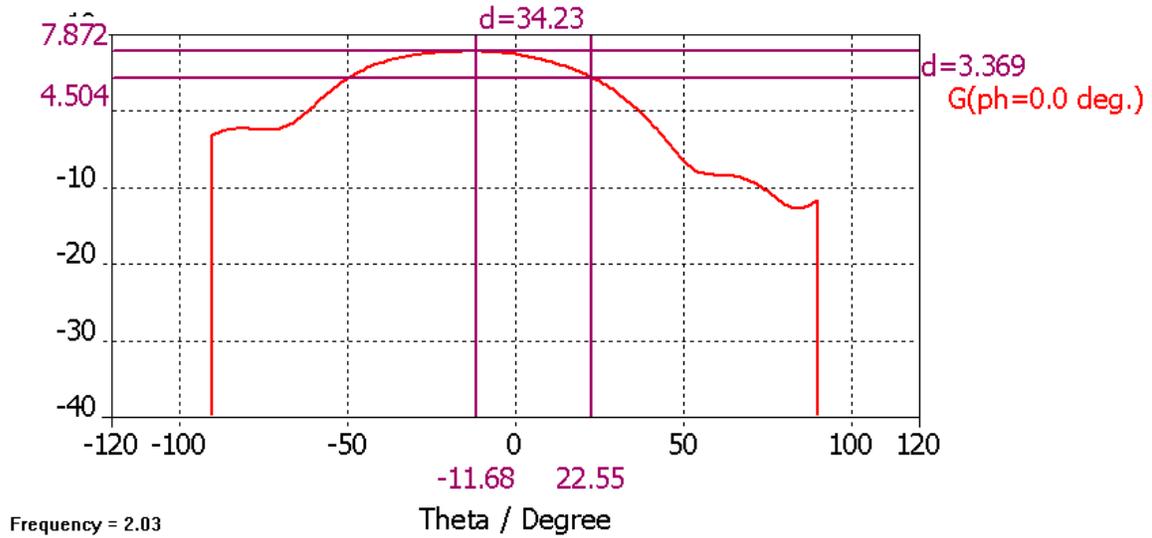


Figura 4.41 – Diagrama de radiación de la componente copolar del diseño 2 ($\phi=0^\circ$)

Farfield farfield (f=2.03) [GAIN vs Theta at 2.03 Ghz] Gain_Right Polarisation in dB

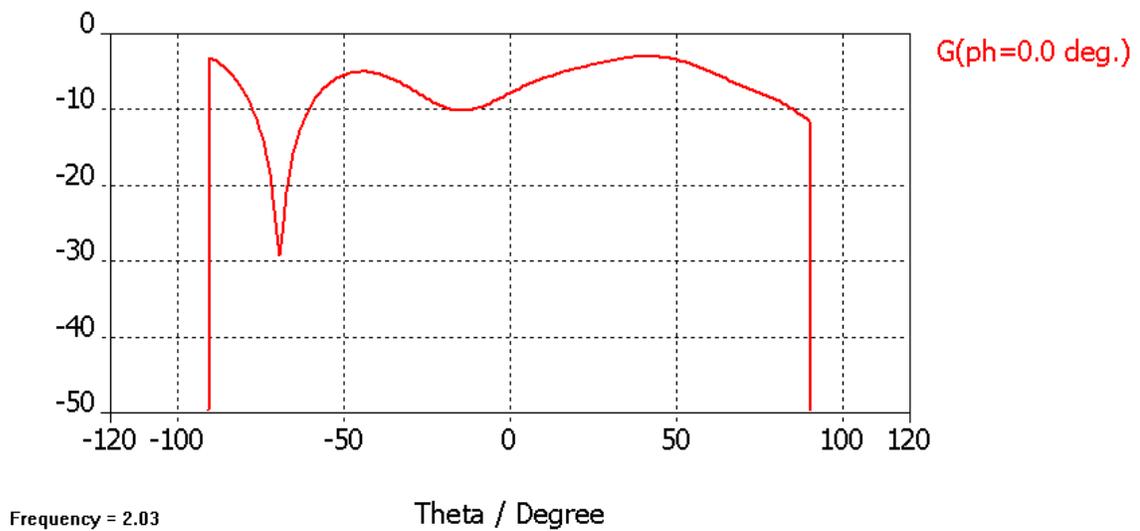


Figura 4.42 – Diagrama de radiación de la componente contra polar del diseño 2 ($\phi=0^\circ$)

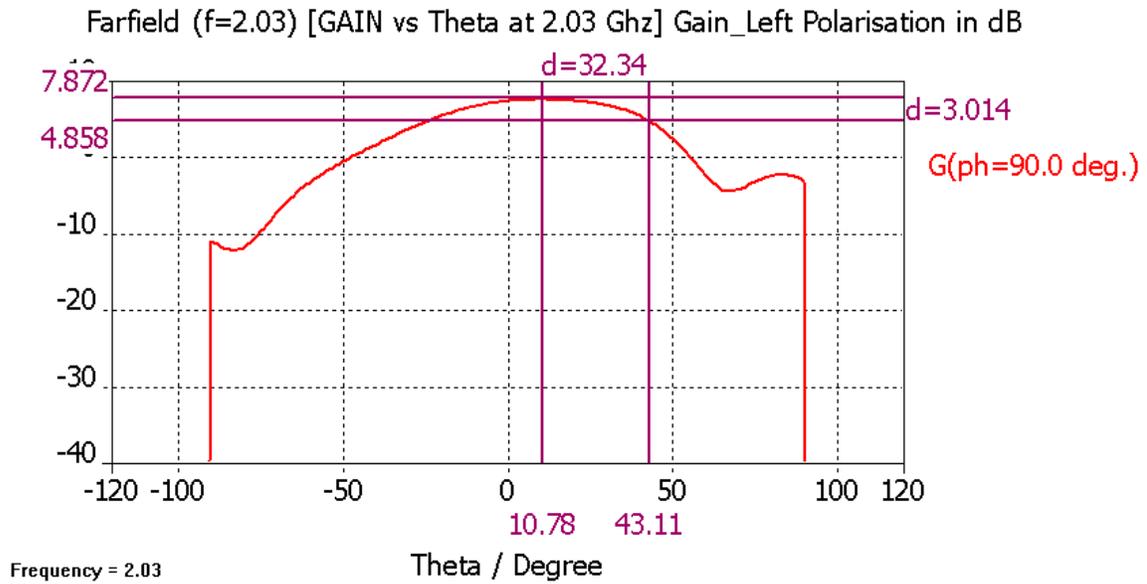


Figura 4.43 – Diagrama de radiación de la componente copolar del diseño 2 ($\phi=90^\circ$)

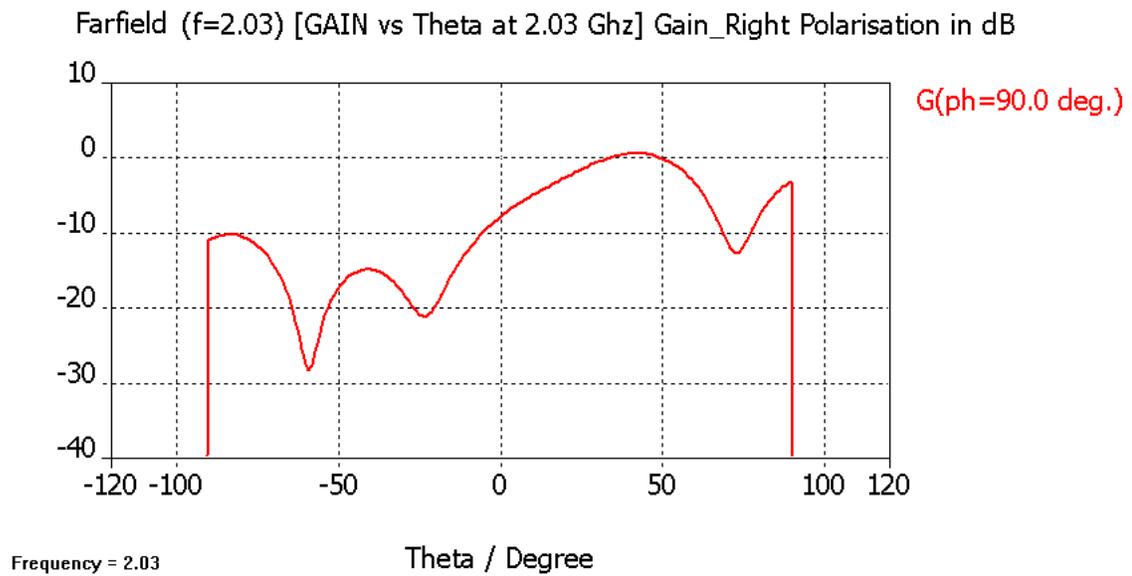


Figura 4.44 – Diagrama de radiación de la componente copolar del diseño 2 ($\phi=90^\circ$)

La primera observación que se saca de las gráficas anteriores es que al elevar las paredes de la cavidad, se ha alterado considerablemente la forma esperada del diagrama de radiación. La simetría central de la componente copolar respecto de $\theta = 0^\circ$ ha desaparecido, simetría que sí encontrábamos en los diagramas de radiación de los otros diseños (GEODA y diseño de cavidades con paredes de 0.125λ).

En este diseño en concreto y para ser más precisos, se consigue una ganancia máxima de 8 dB con una inclinación aproximada de unos 11° y un ancho de haz entre los 72° y los 76° (para $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ respectivamente).

En cuanto al resto de gráficas, la carta de Smith refleja que nuestro diseño está relativamente bien adaptado, consiguiéndose un ancho de banda en reflexión del 11.47% a -15 dB.

4.3.4.3 - Comparativa y conclusiones:

Como puede apreciarse de las gráficas anteriores, ambos diseños cubren la banda de comunicaciones especificada (1.92 a 2.17 Ghz) de manera relativamente eficiente y están bastante bien adaptados.

Aunque los parámetros de reflexión en los puertos sean muy parecidos, se observa que la transmisión entre puertos en el diseño 2 es ligeramente peor que en el diseño 1. Podemos achacar este hecho a que el los coaxiales que alimentan el parche son ligeramente más largos en este diseño y pueden radiar.

Otra cosa que se observa es que la componente contrapolar ha aumentado al elevar la pared de la cavidad. Mientras que en el diseño 1, se mantiene siempre por debajo de -10dB, en el diseño 2 oscila en torno a valores comprendidos entre -20 y 0 dB.

Por último, mostramos una pequeña tabla resumen con las características principales de cada diseño.

	GEODA	DISEÑO 1	DISEÑO 2
% Ancho de banda	8.25	8.43	11.57
Ganancia máxima	7	9.1	7.87
Ancho de haz a -3dB	64	64	72
Inclinación	0	0	11°

Tabla 4.27 – Resumen con los parámetros de estudio de cada diseño simulado

4.4 - DISEÑO Y ESTUDIO DEL ARRAY COMPLETO

Ya tenemos diseñado el elemento individual. El siguiente paso es diseñar el array, que será el resultado de combinar cuatro elementos radiantes en una disposición de 2x2.

Como en el caso del elemento individual, el proceso de diseño se hará usando software de simulación electromagnética, en concreto, usaremos CST 2006B® por su facilidad para componer arrays de antenas a partir de un único elemento individual.

Esta sección tendrá dos apartados con tres subapartados cada una.

En el primer apartado simularemos el array con los puertos de alimentación situados en el mismo sitio en cada cavidad, mientras que en el segundo apartado simularemos el array con los puertos de alimentación de las cavidades rotados 90° con respecto a su homólogo adyacente (rotación secuencial).

El objetivo de estos dos apartados es estudiar cuáles son las variaciones en la polarización circular al usar uno u otro sistema.

Para cada uno de los dos apartados, en la primera sección diseñaremos y simularemos el array de parches sin cavidades. En la segunda sección diseñaremos y simularemos el array de parches con las cavidades de altura 0.125λ (el diseño nº1 del apartado 4.3.4) y en la tercera sección diseñaremos y simularemos el array de parches con las cavidades de altura 0.5λ (Diseño nº2 del apartado 4.3.4).

El objetivo de estas 3 simulaciones diferentes es comparar especialmente los acoplamientos entre puertos de distintos elementos radiantes, los acoplamientos entre puertos de un mismo elemento radiante y los diagramas de radiación, pues son los parámetros que más se pueden mejorar o conformar al introducir las cavidades.

Tras obtener los resultados de las simulaciones en cada una de las 3 secciones, analizaremos dichos resultados para determinar las mejoras que se consiguen al introducir las cavidades respecto del array sin cavidades y compararemos las ventajas e inconvenientes de usar cavidades con paredes altas y bajas.

4.4.1 – ARRAY DE PARCHES (ALIMENTACIÓN NORMAL)

4.4.1.1 - Array de parches sin cavidades:

Tras hacer las pertinentes modificaciones sobre el parche inicial, el array de parches sin cavidades tiene la siguiente forma en CST.

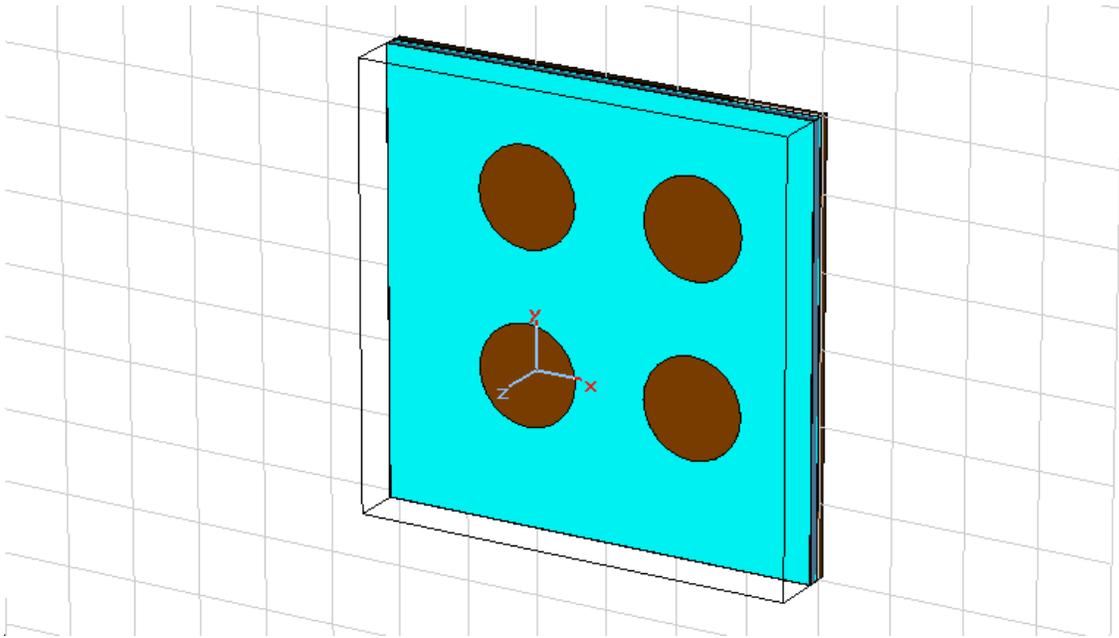


Figura 4.45 – Representación en CST del array 2x2 de parches sin cavidades

A continuación mostramos un esquema y una tabla (figura 4.46 y tabla 4.28) que nos indican la situación de los puertos de alimentación de cada uno de los parches (en cm), el origen de coordenadas y la numeración de dichos puertos (para poder referenciarlos a la hora de ver los resultados de las simulaciones).

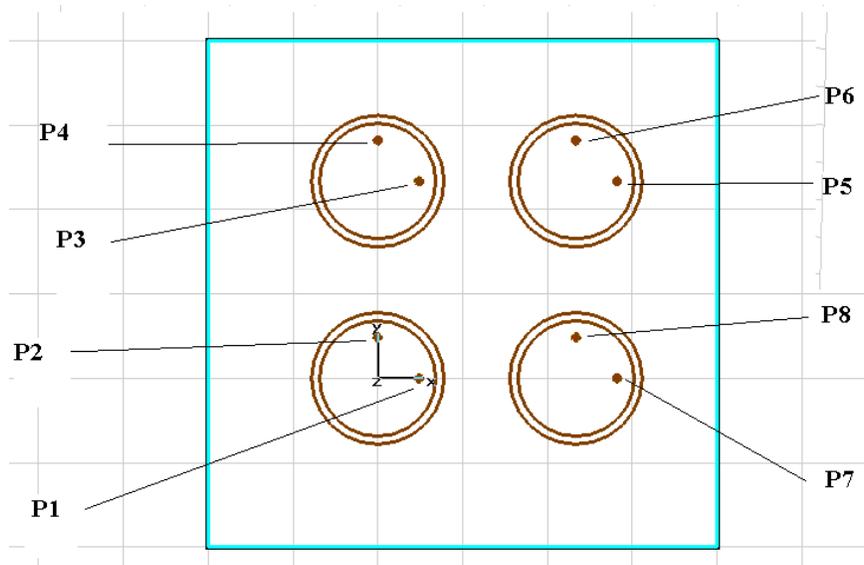


Figura 4.46 – Esquema indicativo de la numeración de los puertos de alimentación

Number	X	Y
1	2.428e+001	0.000e+000
2	0.000e+000	2.428e+001
3	2.428e+001	1.168e+002
4	0.000e+000	1.411e+002
5	1.411e+002	1.168e+002
6	1.168e+002	1.411e+002
7	1.411e+002	0.000e+000
8	1.168e+002	2.428e+001

Tabla 4.28 – Coordenadas cartesianas de los puertos

En este punto se ha de hacer un inciso para comentar que los puertos impares tienen un desfase de 0° , mientras que los puertos pares tienen un desfase de 90° . Esto es para dotar de polarización circular a nuestro array en la simulación, sin necesidad de incluir acopladores híbridos y poder así realizar las pertinentes medidas de relación axial, polarización a izquierdas, polarización a derechas y contrastarlas con las medidas reales.

PUERTO	AMPLITUD	FASE ($^\circ$)
1	1	0
2	1	90
3	1	0
4	1	90
5	1	0
6	1	90
7	1	0
8	1	90

Tabla 4.29 – Fases en cada uno de los puertos del array

Mostramos a continuación los resultados de la simulación del array:

- Acoplamientos entre puertos:

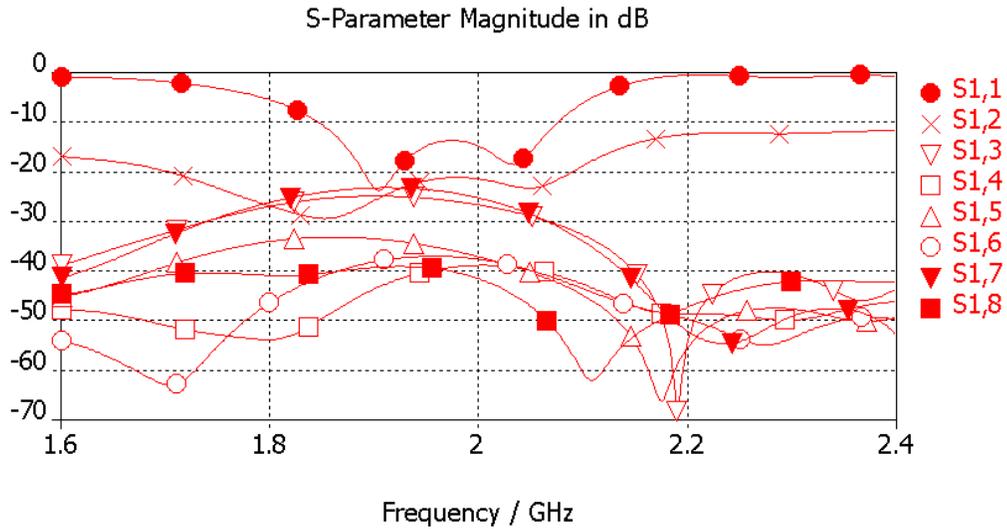


Figura 4.47 – Acoplamientos de los puertos del array con el puerto número 1

- Diagrama de radiación: (*⁴)

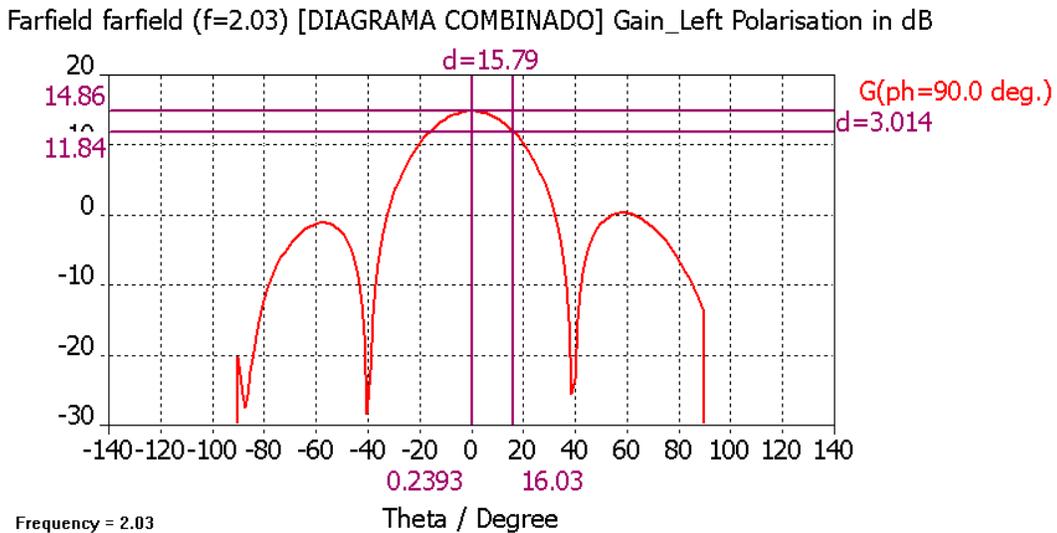


Figura 4.48 – Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente copolar)

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Gain_Right Polarisation in dB

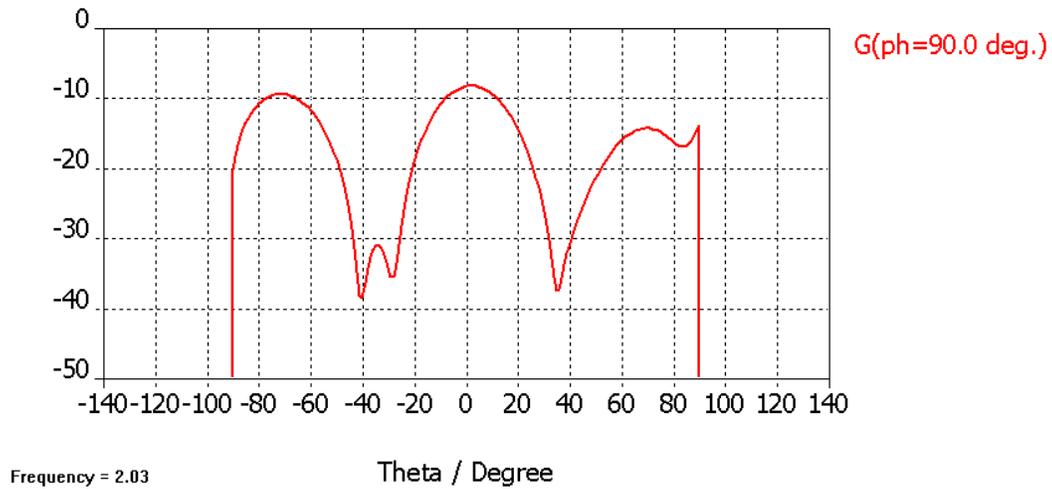


Figura 4.49 – Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente Contrapolar)

- Relación axial

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Axial Ratio in dB

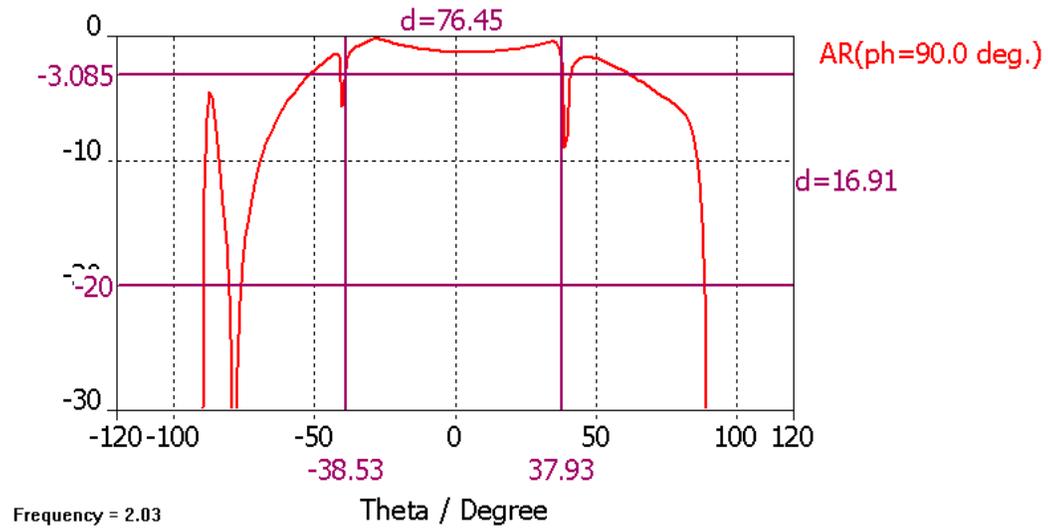


Figura 4.50 – Relación axial del array sin cavidades

4.4.1.2 – Array de parches con cavidades de altura 0.125λ

Partiendo del diseño anterior, usamos CST para colocar las cavidades a cada uno de los parches. Las cavidades tienen paredes de grosor 1 mm y altura 19.1 mm. La apariencia de este diseño en CST es la siguiente:

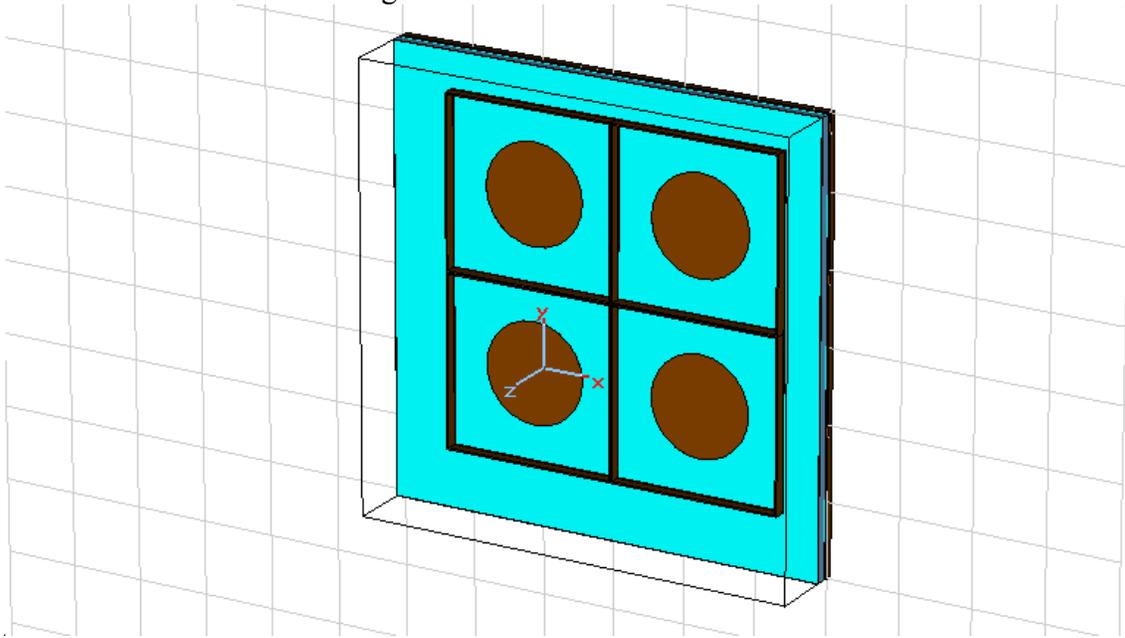


Figura 4.51 – Representación en CST del array 2x2 de parches con cavidades de altura 0.125λ

Los resultados de la simulación figuran a continuación:

- Acoplamientos entre puertos:

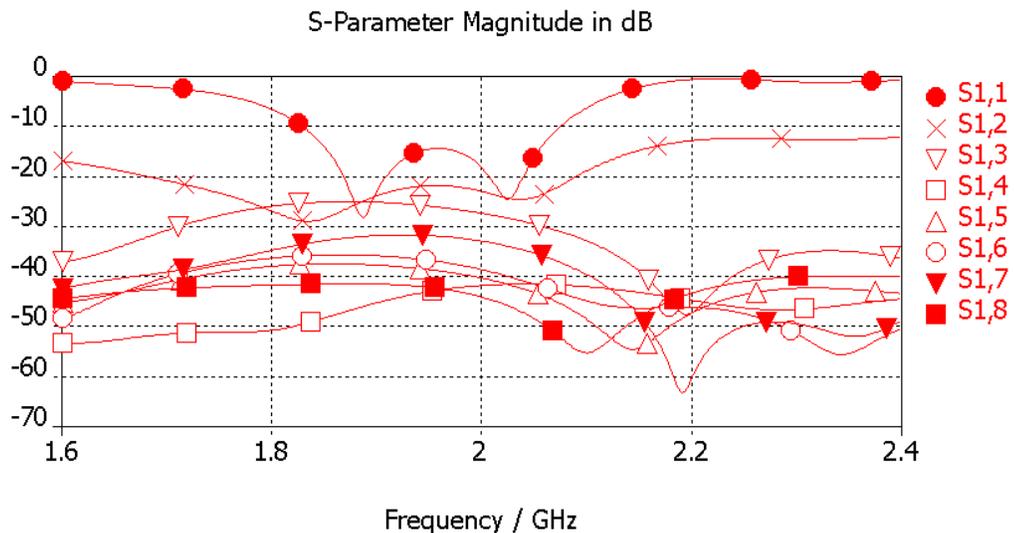


Figura 4.52 – Acoplamientos de los puertos del array con el puerto número 1

- Diagrama de radiación (*4)

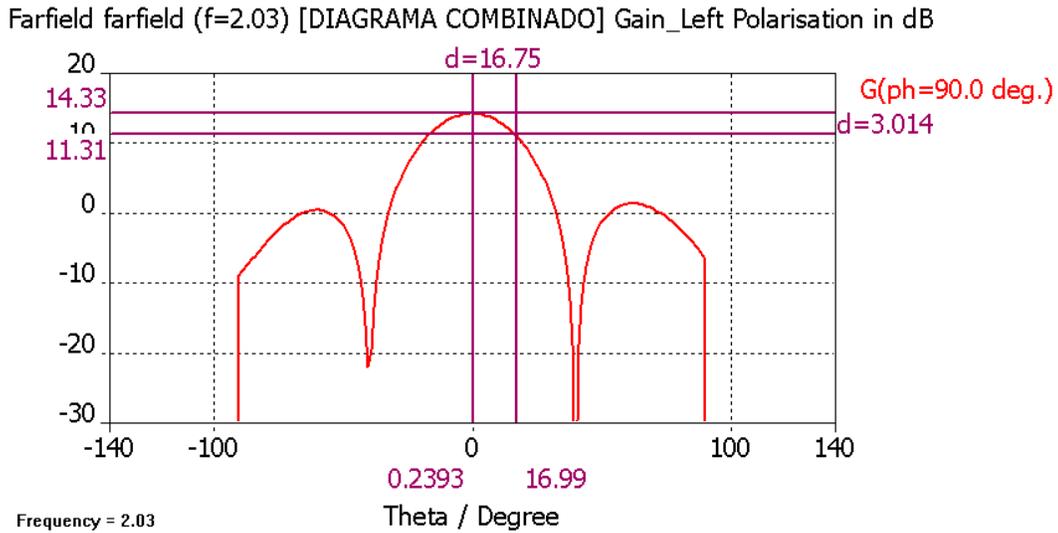


Figura 4.53 – Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.125λ (Componente copolar)

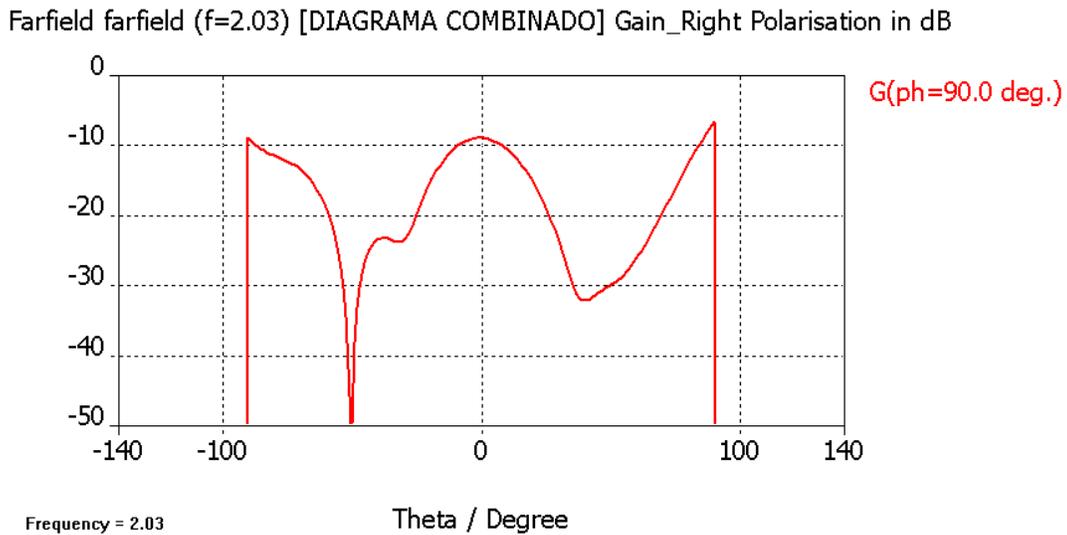


Figura 4.54 – Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.125λ (Componente contrapolar)

- Relación axial

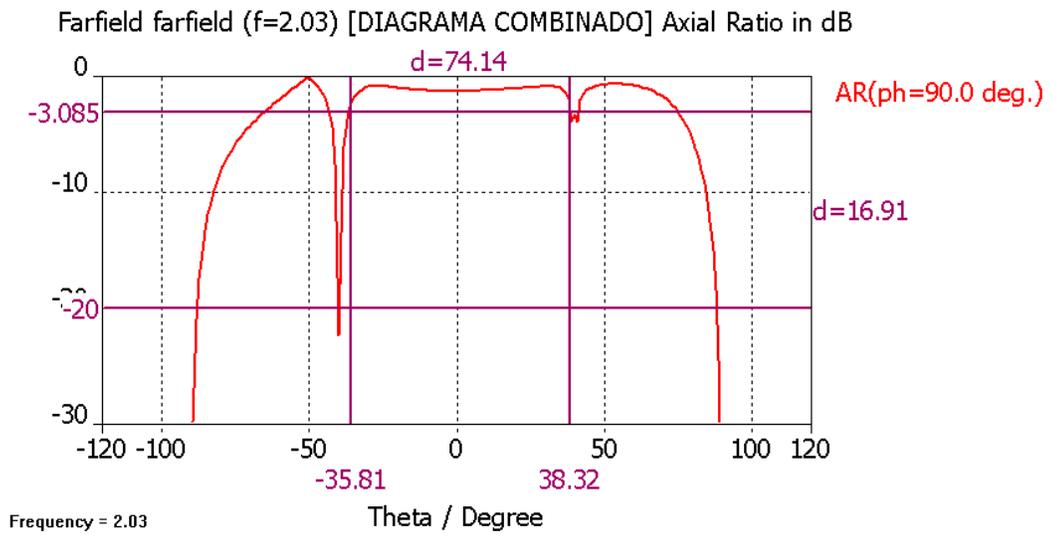


Figura 4.55 – Relación axial del array con cavidades de altura 0.125λ

4.4.1.3 – Array de parches con cavidades de altura 0.5λ

Hacemos una pequeña modificación sobre la altura de las cavidades del array del apartado anterior. Ahora su altura será 65 mm (0.5λ). La apariencia de este diseño en CST es la siguiente:

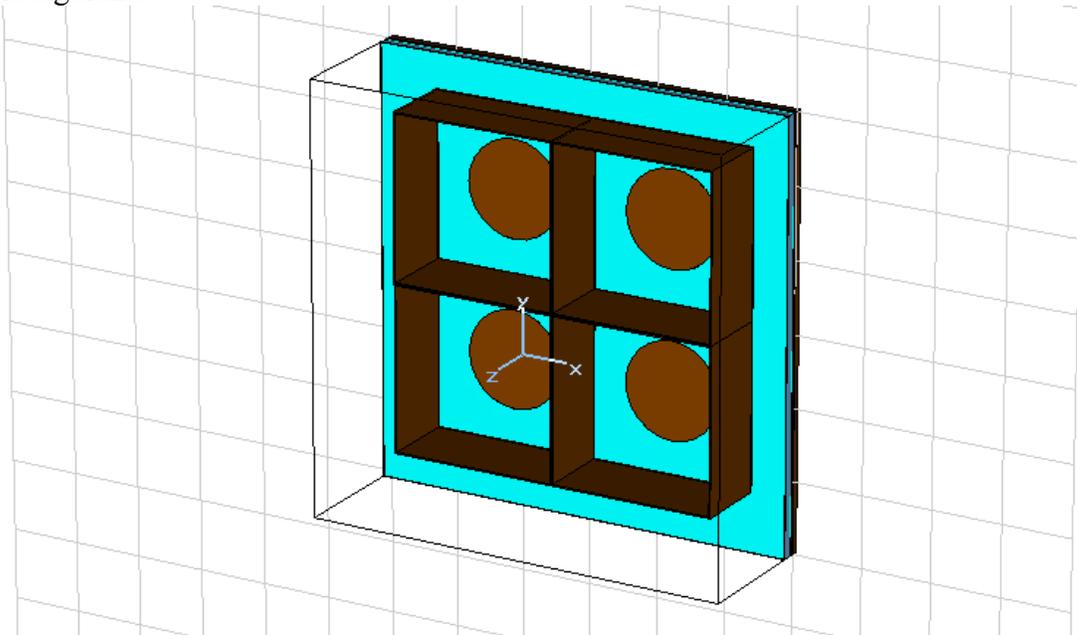


Figura 4.56 – Representación en CST del array 2x2 de parches con cavidades de altura 0.5λ

Los resultados de la simulación figuran a continuación:

- Acoplamientos entre puertos:

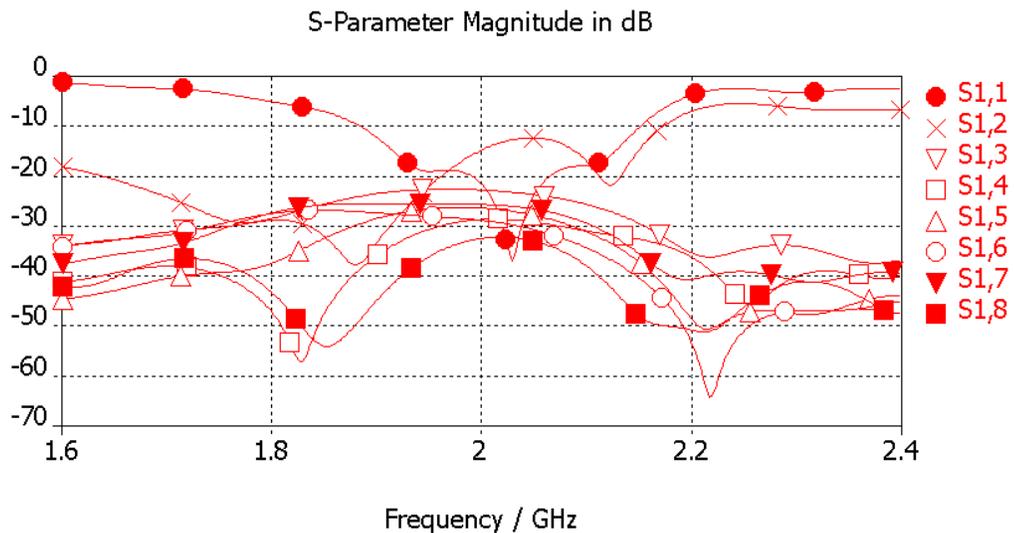


Figura 4.57 – Acoplamientos de los puertos del array con el puerto número 1

- Diagrama de radiación (*4)

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Gain_Left Polarisation in dB

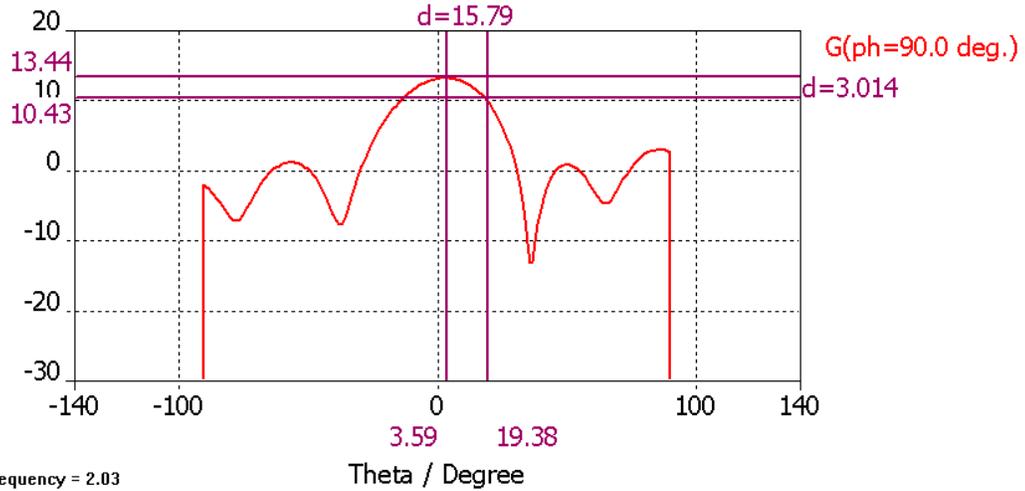


Figura 4.58 – Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.5λ (Componente Copolar)

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Gain_Right Polarisation in dB

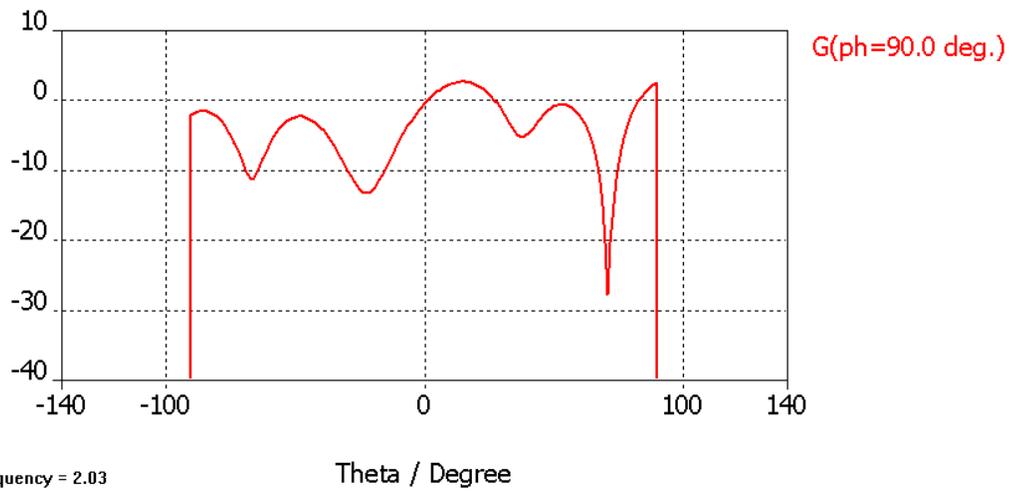


Figura 4.59 – Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.5λ (Componente Contrapolar)

- Relación axial:

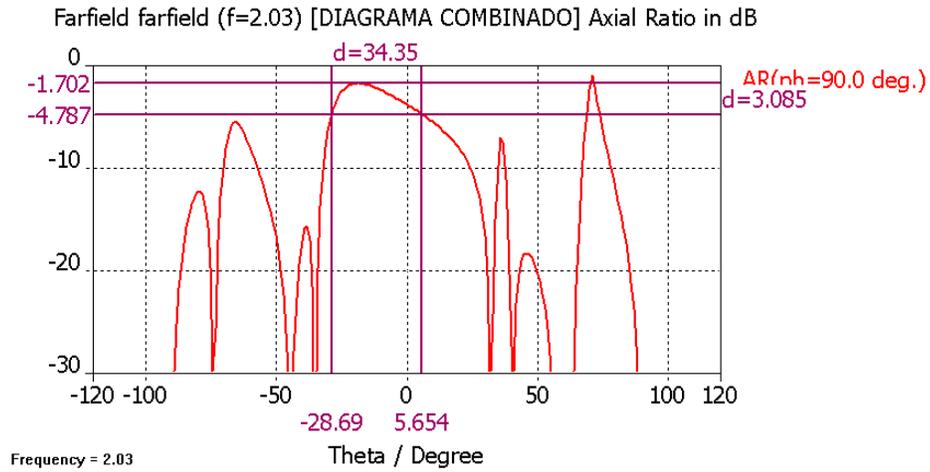


Figura 4.60 – Relación axial del array con cavidades de altura 0.5λ .

(*⁴): El diagrama de radiación es casi idéntico en $\phi = 0^\circ$ en los tres casos, es por este motivo que hemos considerado oportuno prescindir de las gráficas del diagrama de radiación y de la relación axial en ese plano.

4.4.2 – ARRAY DE PARCHES (ALIMENTACIÓN ROTADA)

4.4.2.1 - Array de parches sin cavidades:

El array de parches sin cavidades tiene la misma forma que el array de la figura 4.40, con la excepción de que en este caso, los puertos de alimentación tienen otra disposición debido a la rotación secuencial realizada. Dicha técnica consiste en que tomando un elemento radiante individual como referencia, cada elemento adyacente de los que componen el array se va girando 90° de manera secuencial y, realizándose todos los giros en el mismo sentido de rotación

A continuación mostramos el esquema y la tabla (figura 4.61 y tabla 4.30) con la situación de los puertos de alimentación de cada uno de los parches (en cm), el origen de coordenadas y la numeración de dichos puertos (para poder referenciarlos a la hora de ver los resultados de las simulaciones)

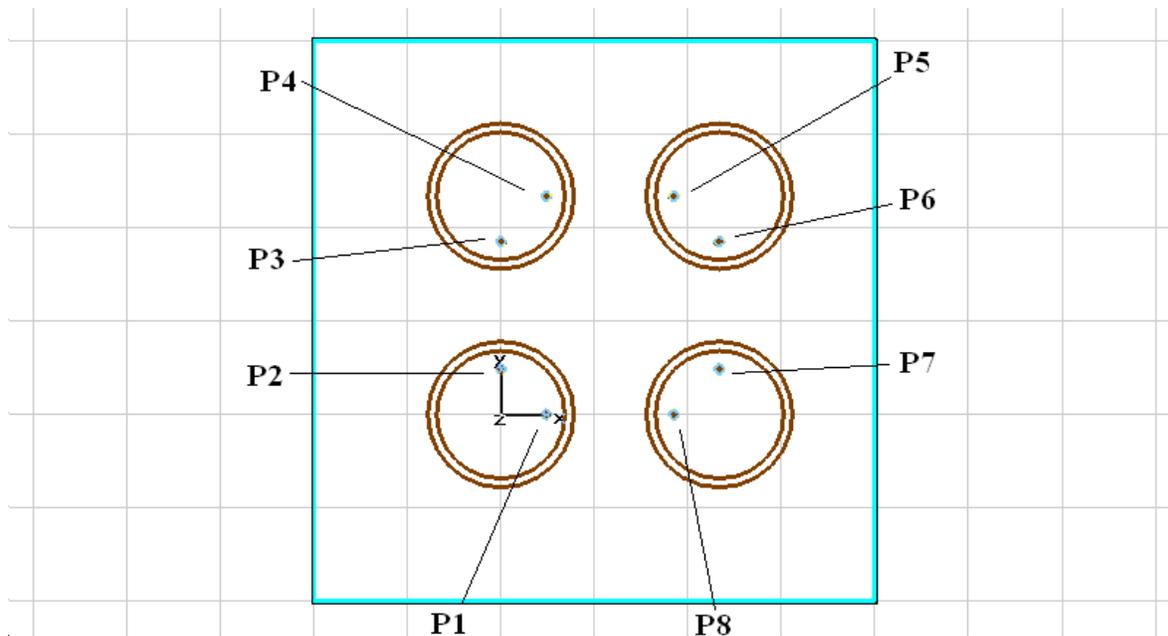


Figura 4.61 – Esquema indicativo de la numeración de los puertos de alimentación

Para nuestro caso en concreto, partiendo del elemento situado abajo a la izquierda, se ha rotado de manera secuencial 90° el elemento superior izquierdo, 180° el elemento superior derecho y 270° el elemento inferior izquierdo, de tal modo que todos los elementos del array presentan una rotación de $\pm 90^\circ$ con su elemento adyacente.

Number	X	Y
1	2.428e+001	0.000e+000
2	1.487e-015	2.428e+001
3	1.487e-015	9.252e+001
4	2.428e+001	1.168e+002
5	9.252e+001	1.168e+002
6	1.168e+002	9.252e+001
7	1.168e+002	2.428e+001
8	9.252e+001	2.974e-015

Tabla 4.30 – Coordenadas cartesianas de los puertos

De la tabla anterior se desprende que la menor distancia entre dos puertos pertenecientes a dos elementos radiantes adyacentes es de aproximadamente 7 cm. (Aprox. 0.5λ). Mostramos a continuación los resultados de la simulación del array:

Dado que en este diseño, hemos aplicado rotación secuencial, para lograr que nuestro sistema tenga polarización circular, hemos de compensar primero el giro de los elementos radiantes con un desfase en sentido contrario en los puertos de entrada. La tabla de fases en los puertos de entrada nos quedará de la siguiente forma:

PUERTO	AMPLITUD	FASE
1	1	0
2	1	90
3	1	-90
4	1	0
5	1	-180
6	1	-90
7	1	-270
8	1	-180

Tabla 4.31 - Fases en cada uno de los puertos del array

- Acoplamientos entre puertos:

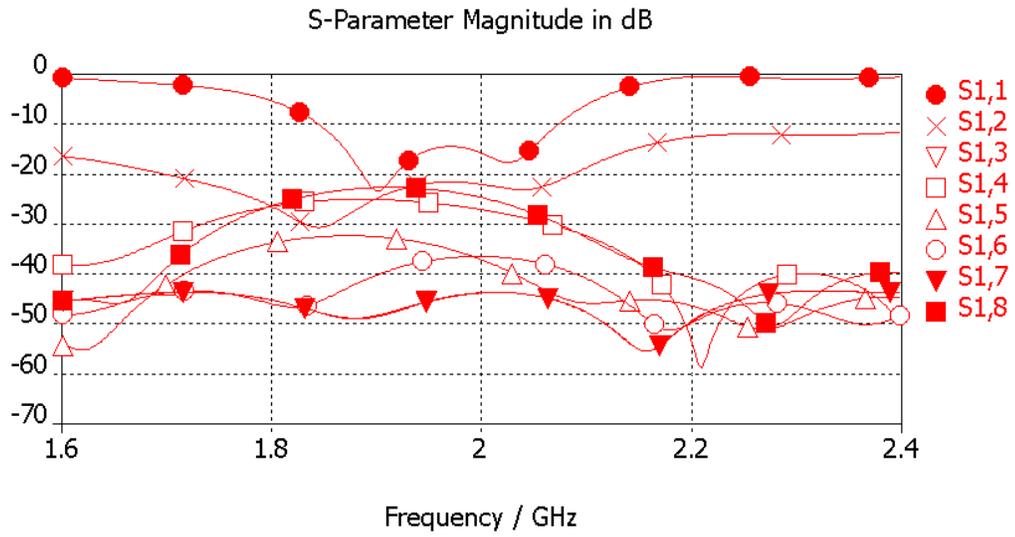


Figura 4.62 – Acoplamientos de los puertos del array con el puerto número 1

- Diagrama de radiación (*4):

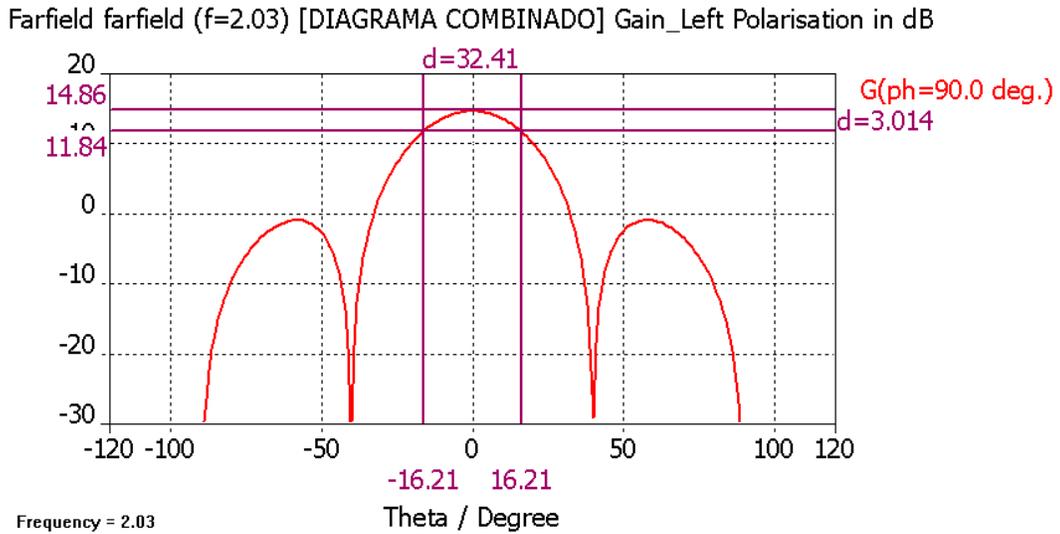


Figura 4.63 - Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente copolar)

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Gain_Right Polarisation in dB

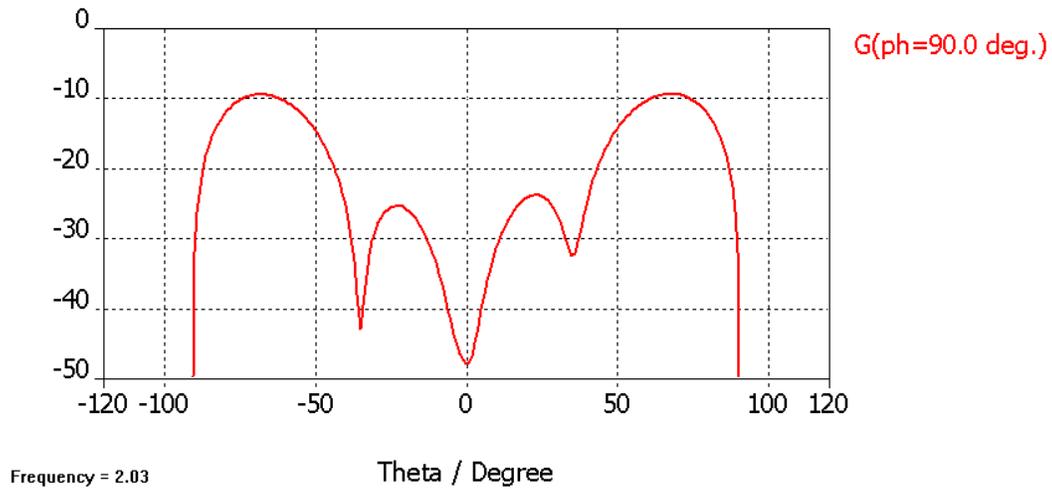


Figura 4.64 - Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente contrapolar)

- Relación axial (*⁴):

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Axial Ratio in dB

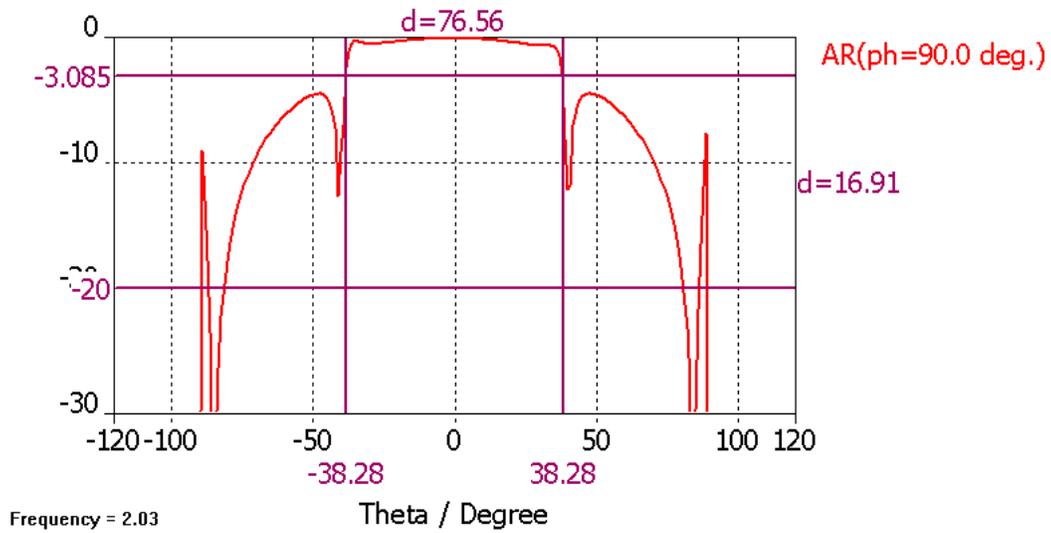


Figura 4.65 - Relación axial del array sin cavidades

4.4.2.2 – Array de parches con cavidades de altura 0.125λ

Partiendo del diseño anterior, usamos CST para colocar las cavidades a cada uno de los parches. Las cavidades tienen paredes de grosor 1 mm y altura 19.1 mm. La apariencia de este diseño en CST es la misma que la que tiene el elemento de la figura 4.51, pero los puertos están dispuestos de igual modo que en el apartado inmediatamente anterior. Los resultados de la simulación figuran a continuación:

- Acoplamientos entre puertos:

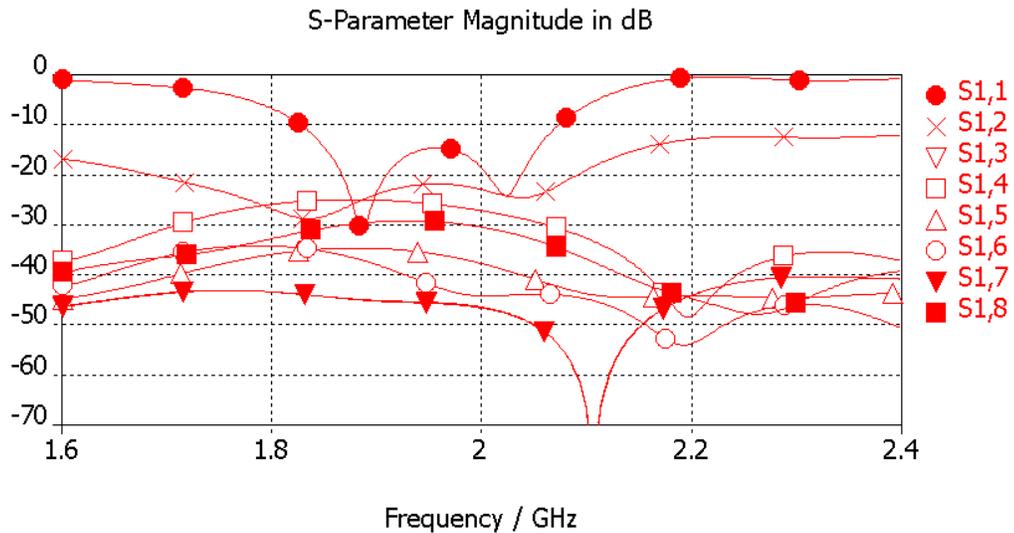


Figura 4.66 – Acoplamientos de los puertos del array con el puerto número 1

- Diagrama de radiación (*4):

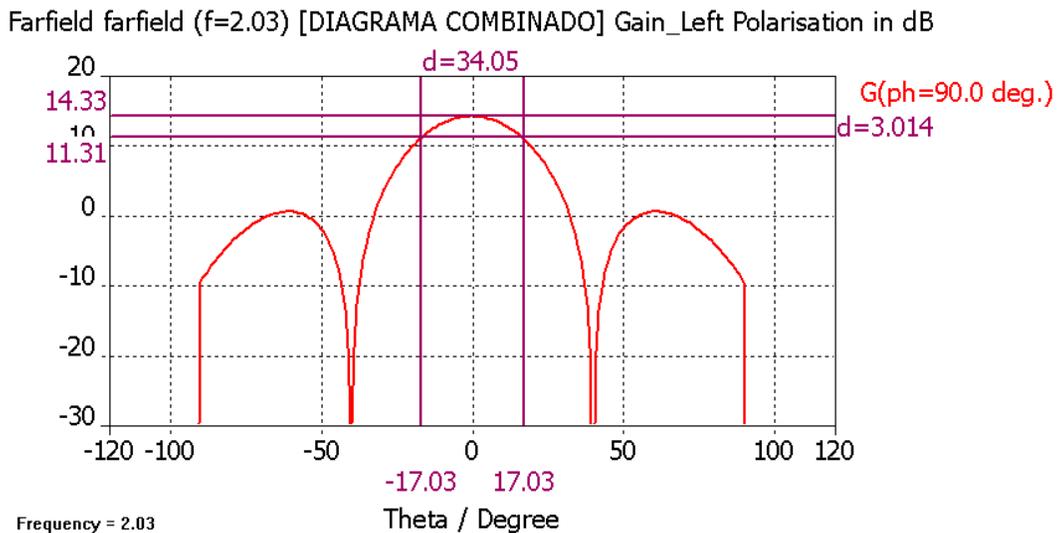


Figura 4.67 - Diagrama de radiación del array sin cavidades (Componente copolar)

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Gain_Right Polarisation in dB

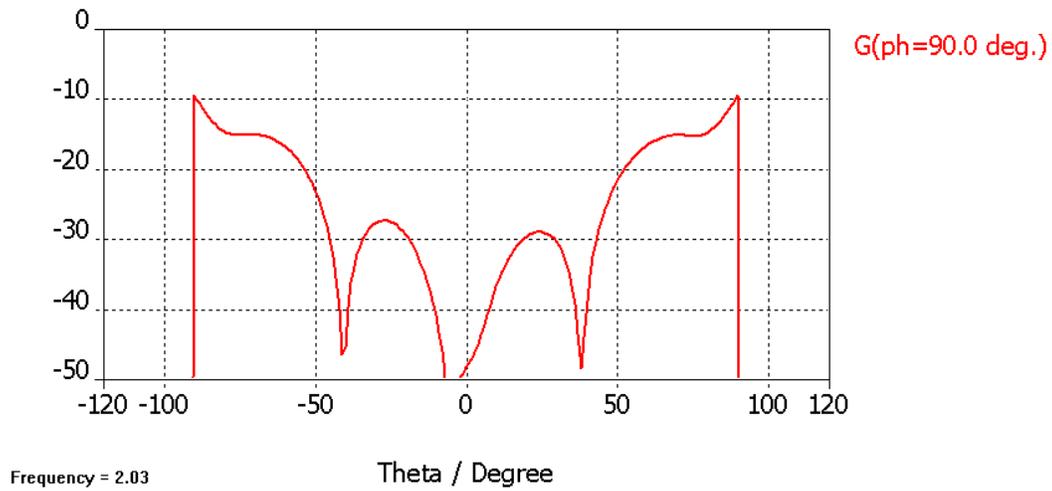


Figura 4.68 - Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.125λ (Componente contrapolar)

- Relación axial ($*^4$):

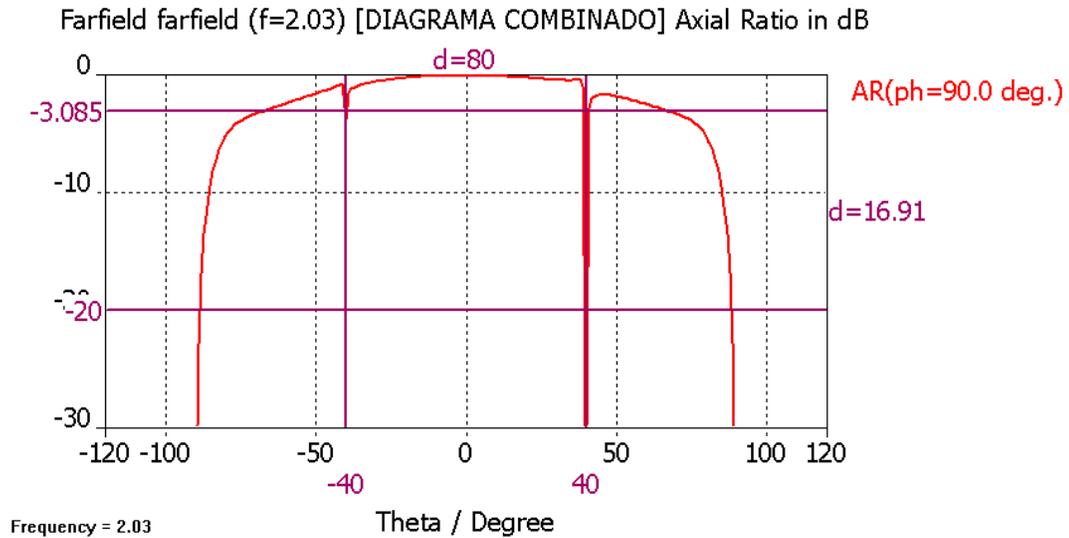


Figura 4.69 - Relación axial del array con cavidades de altura 0.125λ

4.4.2.3 – Array de parches con cavidades de altura 0.5λ

Hacemos una pequeña modificación sobre la altura de las cavidades del array del apartado anterior. Ahora su altura será 65 mm. La apariencia de este diseño en CST es la misma que la que tiene el elemento de la figura 4.56, pero los puertos están dispuestos de igual modo que en el apartado inmediatamente anterior. Los resultados de la simulación figuran a continuación:

- Acoplamientos entre puertos:

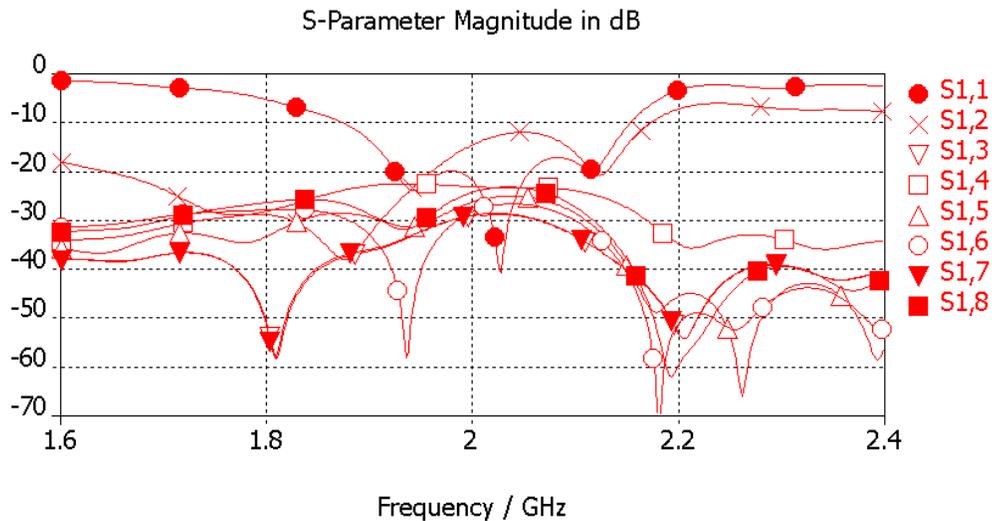


Figura 4.70 – Acoplamientos de los puertos del array con el puerto número 1

- Diagrama de radiación (*⁴):

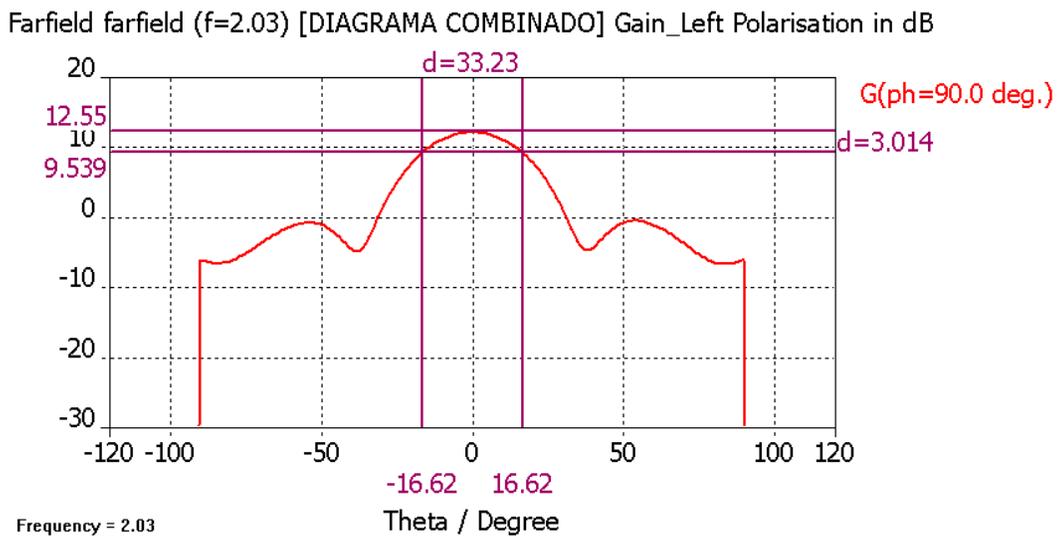


Figura 4.71 - Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.5λ (Componente copolar)

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Gain_Right Polarisation in dB

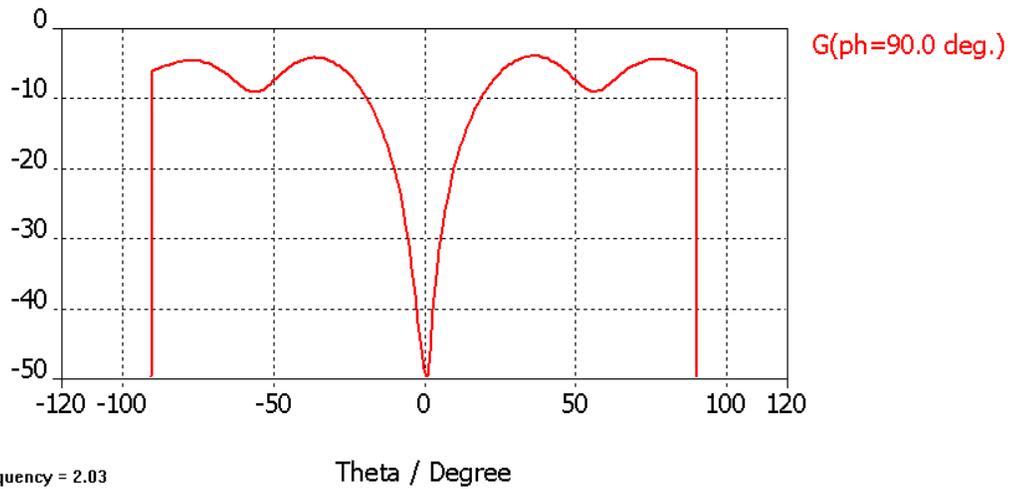


Figura 4.72 - Diagrama de radiación del array con cavidades de altura 0.5λ (Componente contrapolar)

- Relación axial (*⁴):

Farfield farfield (f=2.03) [DIAGRAMA COMBINADO] Axial Ratio in dB

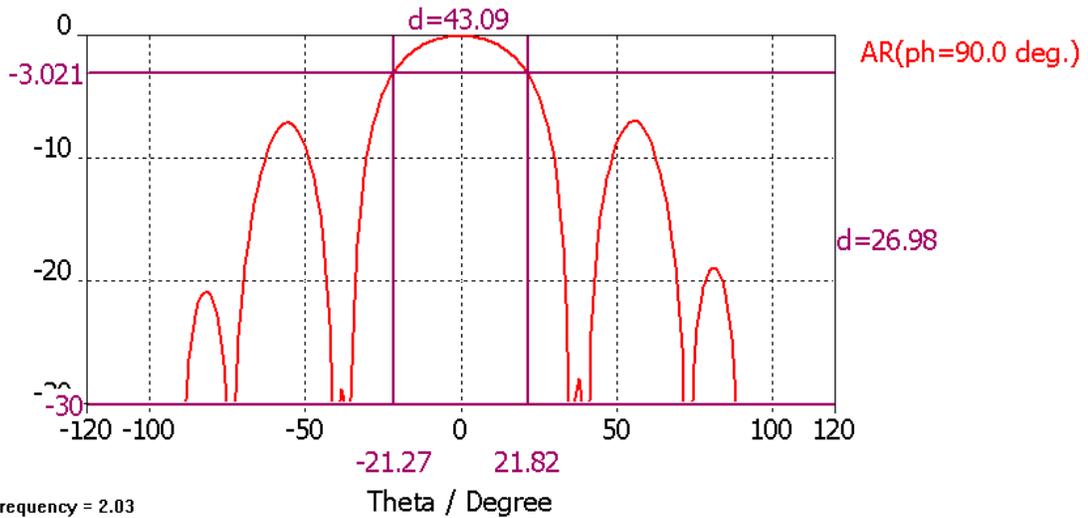


Figura 4.73 - Relación axial del array con cavidades de altura 0.5λ

4.4.3 – COMPARATIVAS Y CONCLUSIONES

4.4.3.1 - Conclusiones relativas a los parámetros S:

Mostramos en primer lugar un análisis de la transmisión entre puertos. Las simulaciones reflejan que el hecho de elevar las paredes de la cavidad, no ayuda en absoluto a reducir los acoplamientos entre los puertos, al contrario. Se observa un ligero aumento de las transmisiones entre puertos de diferentes cavidades, y un considerable aumento de las transmisiones entre puertos de una misma cavidad.

Este fenómeno es independiente del tipo de disposición de array que usemos, pues ocurre lo mismo tanto para el caso en el cual alimentamos el array de manera normal, como el caso en el cual aplicamos una rotación secuencial.

Lo mostramos en más detalle en las gráficas de las figuras 4.74 a 4.76. Se trata de las mismas curvas de los parámetros S del array con alimentación rotada (Figuras 4.62, 4.66 y 4.70), a las cuales les hemos cambiado la escala para poder apreciar con más claridad dicho aumento en los parámetros de transmisión entre puertos en la banda de trabajo.

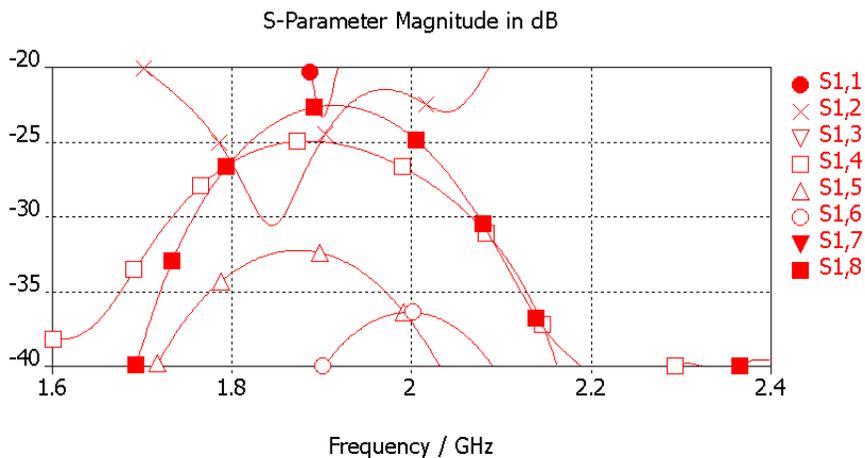


Figura 4.74 – Parámetros S de los puertos del array rotado sin cavidades

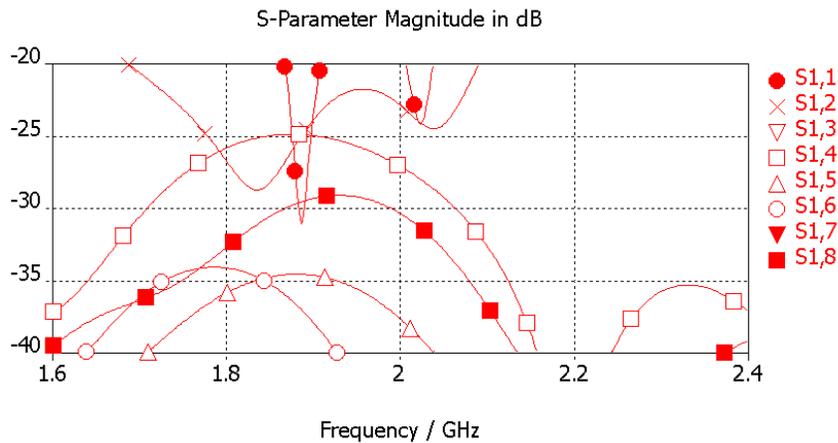


Figura 4.75 – Parámetros S de los puertos del array rotado con cavidad de 0.125λ

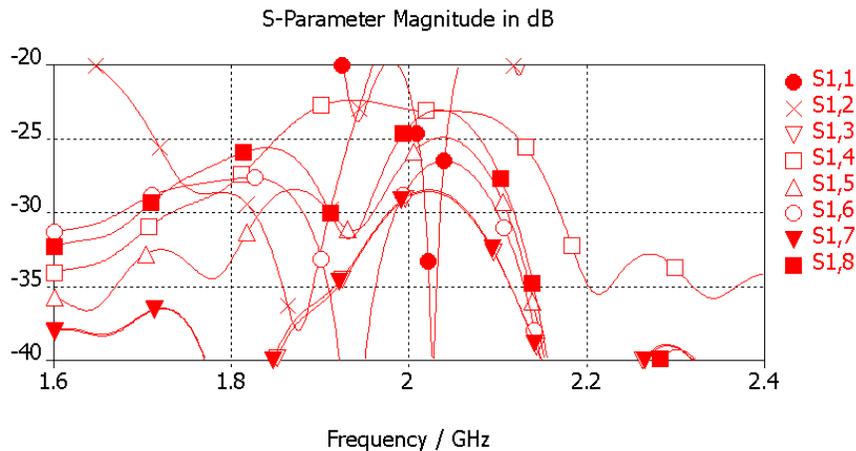


Figura 4.76 – Parámetros S de los puertos del array rotado con cavidad de 0.5λ

En lo que se refiere a los parámetros de reflexión en el puerto de entrada, mostramos a continuación una serie de gráficas y tablas que nos ayudarán a ver las similitudes y diferencias entre cada diseño.

La primera gráfica muestra, para el caso del array con alimentación normal, las pérdidas de retorno en el puerto 1 para cada uno de los diseños bajo estudio. La segunda gráfica es igual pero para el caso del array con rotación secuencial.

Nº simulación	Diseño realizado
1	Array sin cavidad (* ⁵)
2	Array con cavidad de 0.125λ de altura (* ⁵)
3	Array con cavidad de 0.5λ de altura

Tabla 4.32 – Leyenda de las simulaciones de las figuras 4.77 y 4.78

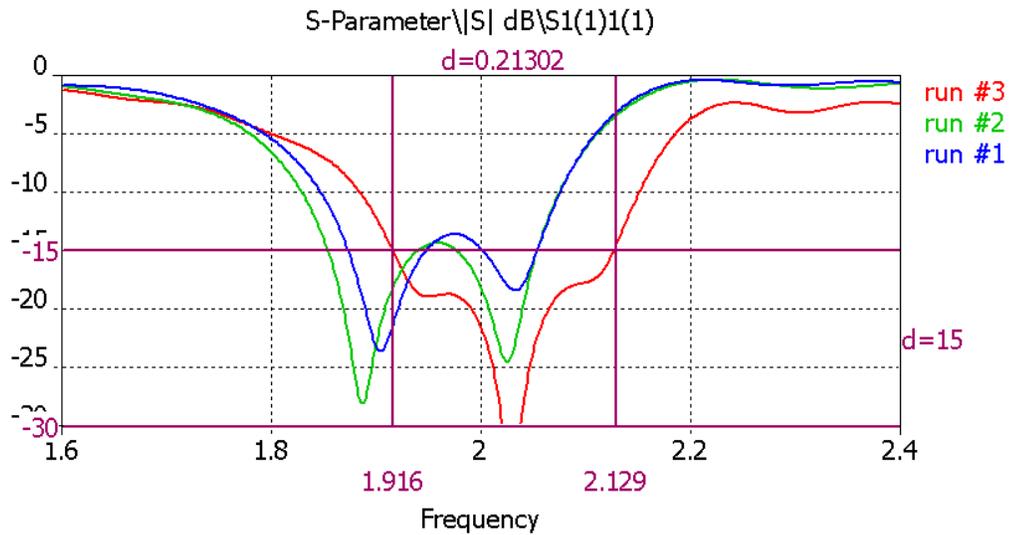


Figura 4.77 – Pérdidas de retorno en el puerto 1 para las diferentes configuraciones de array con alimentación normal

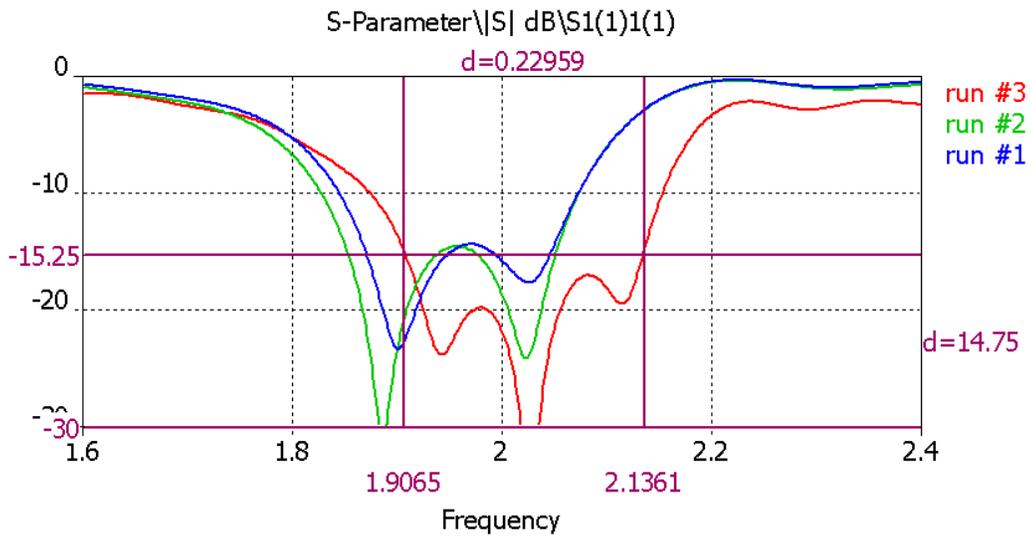


Figura 4.78 – Pérdidas de retorno en el puerto 1 para las diferentes configuraciones de array con rotación secuencial

(*⁵): La simulación 2 sale desplazada en banda ya que se trata de la simulación en CST del diseño 1. Como se comentó en el apartado 4.3.4.1, dicho elemento tiene un ligero desplazamiento a bandas inferiores de frecuencia ya que inicialmente fue diseñado con Ensemble. Con la simulación 1 ocurre lo mismo, ya que se trata del mismo diseño que la simulación 2, al que simplemente se le han quitado las cavidades.

A simple vista, el hecho de aplicar una rotación secuencial sobre los elementos del array no modifica de manera sustancial la forma y ancho de banda de las curvas de las pérdidas de retorno en el puerto de entrada.

Por otro lado, si comparamos las gráficas de las pérdidas de retorno de cada uno de los elementos individuales 4.36 y 4.39, con las gráficas de las figuras 4.77 y 4.78, observamos que tampoco ha habido grandes cambios en la forma de dichas curvas al pasar de simularlos de manera aislada, a simularlos en array.

Mostramos a continuación una tabla resumen con el ancho de banda relativo de cada sistema que nos permitirá apreciar mejor las diferencias entre uno y otro.

CUADRO RESUMEN DE ANCHO DE BANDA A -15 dB (%)			
	ELEMENTO AISLADO	ARRAY ALIMENTACION NORMAL	ARRAY ALIMENTACION ROTADA
SIN CAVIDAD	8.25	9,27	8.87
CAVIDAD ALTURA 0.125λ	8.43	10.33	10.18
CAVIDAD ALTURA 0.5λ	11.57	10.53	11.35

Tabla 4.33 –Cuadro resumen con el ancho de banda relativo de cada simulación

Los resultados de las simulaciones indican que independientemente del tipo de disposición del elemento radiante (aislado, en array normal o en array rotado), a medida que elevamos las paredes de la cavidad, el ancho de banda en reflexión aumenta, consiguiéndose los mayores valores para el caso de la configuración de cavidad de 0.5λ de altura.

No hay una relación clara que refleje una mejora o empeoramiento del ancho de banda entre usar el elemento de manera aislada, en array con alimentación normal o en array con alimentación rotada.

4.4.3.2 - Conclusiones relativas al diagrama de radiación:

Lo primero que observamos de las graficas anteriores relativas a los diagramas de radiación es que no hay diferencias significativas, en términos de ganancia máxima, entre ambas maneras de alimentar el sistema.

Otra cosa que observamos es que el hecho de introducir una rotación secuencial de los elementos radiantes, implica conseguir una mejora en la simetría del diagrama de radiación.

CUADRO RESUMEN GANANCIA MÁXIMA (dB)			
	ELEMENTO AISLADO	ARRAY ALIMENTACION NORMAL	ARRAY ALIMENTACION ROTADA
SIN CAVIDAD	7	14.86	14.86
CAVIDAD ALTURA 0.125λ	9.1	14.33	14.33
CAVIDAD ALTURA 0.5λ	7.87	13.44	12.55

Tabla 4.34 – Cuadro resumen con la ganancia máxima de cada simulación

Si observamos el cuadro anterior, queda patente que para el caso de las configuraciones en array, elevar la pared de la cavidad, implica un descenso en los valores de la ganancia máxima.

CUADRO RESUMEN ANCHO DE HAZ a -3dB (°)			
	ELEMENTO AISLADO	ARRAY ALIMENTACION NORMAL	ARRAY ALIMENTACION ROTADA
SIN CAVIDAD	64	31.49	32.41
CAVIDAD ALTURA 0.125λ	64	32.34	34.05
CAVIDAD ALTURA 0.5λ	72	31.26	33.23

Tabla 4.35 – Cuadro resumen con el ancho de haz de cada simulación

La tabla anterior muestra, como cabía esperar, que el ancho de haz disminuye al pasar de una configuración aislada a una configuración en array.

Por otro lado, se observa un ligero aumento del ancho de haz cuando se introduce una rotación secuencial (respecto del array con alimentación normal).

No se observa ningún tipo de mejora al ir elevando las paredes de la cavidad en lo que al ancho de haz se refiere.

4.4.3.3 - Conclusiones relativas a la relación axial:

Si comparamos los valores de ancho de haz a -3 dB de la relación axial entre el array con alimentación normal y el array con rotación secuencial, observaremos que son mejores en el segundo caso. Lo mostramos en la siguiente tabla.

CUADRO RESUMEN RELACIÓN AXIAL A -3dB (°)		
	ARRAY ALIMENTACION NORMAL	ARRAY ALIMENTACION ROTADA
SIN CAVIDAD	76.45	76.56
CAVIDAD ALTURA 0.125λ	74.14	80
CAVIDAD ALTURA 0.5λ	34.35	43.09

Tabla 4.36 – Cuadro resumen con la relación axial de cada simulación

4.5 - FASE DE CONSTRUCCION

Este apartado explica el proceso seguido para construir las antenas diseñadas anteriormente.

Dividiremos este apartado en dos sub-apartados. El primero de ellos muestra y explica los planos acotados de cada una de las piezas individuales que componen nuestra antena. El segundo muestra los elementos individuales construidos. El montaje del array con los cuatro elementos radiantes queda aplazado al capítulo 8.

En cuanto a los materiales usados, cabe decir que todos ellos son bastante comunes y accesibles: planchas de aluminio de diferentes grosores, para la base y las paredes de la cavidad; tornillos metálicos, para unir las piezas de aluminio; tornillos de plástico, para fijar las antenas impresas sin que afecten a sus características de radiación; láminas de cobre, para los parches; planchas de fibra para el sustrato de los parches y por último, rohacell para emular las capas de aire dentro de la cavidad.

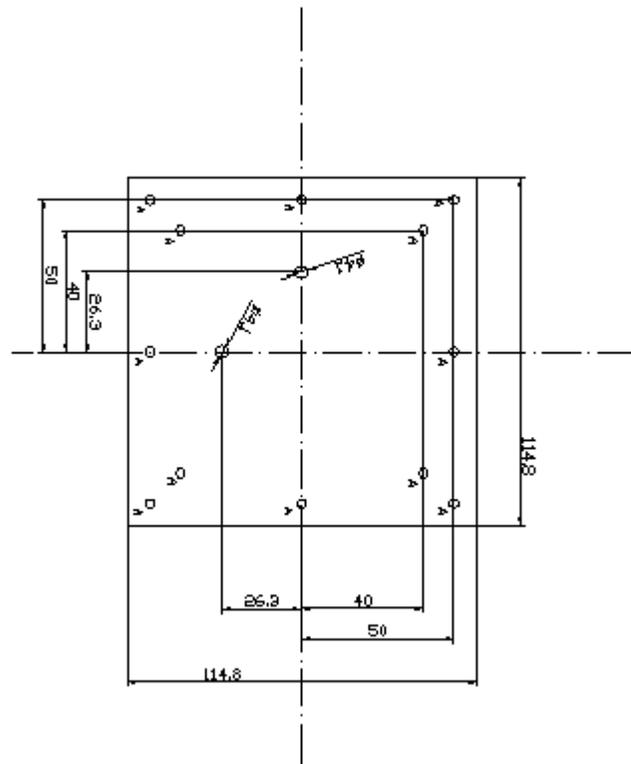
En este punto, hemos de hacer un inciso y explicar brevemente el por qué del uso del material denominado Rohacell. Se trata de una espuma rígida cuyas propiedades internas son muy parecidas a las del aire (tiene una constante dieléctrica relativa de 1,05 y una tangente de pérdidas de 10^{-3}). Gracias a esta rigidez, lo usamos como separador entre los parches y entre las capas metálicas, constituyendo un soporte sólido sobre el que se apoyan las láminas de fibra y evitando que éstas se curven (cosa que suele ocurrir cuando no se pone nada).

Las piezas metálicas de este diseño, así como los circuitos, han sido manufacturadas en los talleres de la Universidad Politécnica de Madrid.

4.5.1 – PLANOS DE MONTAJE

Mostramos a continuación los planos de cada pieza que compone la antena:

Plano de la base de la cavidad. Este plano es común para el diseño de las dos cavidades, excepto en los taladros destinados a los conectores de alimentación, que varían ligeramente de posición. (Primero se muestra la parte superior y luego la parte inferior con los cuatro laterales):



TIPO A: 12 TALADROS PASANTES M3

TIPO B: 8 TALADROS M2 CON PROFUNDIDAD 5 mm

TIPO C: 4 TALADROS M4 CON PROFUNDIDAD 5 mm

TIPO D: 16 TALADROS M3 CON PROFUNDIDAD 8 mm

Figura 4.79 – Plano de la parte superior de la base de la cavidad

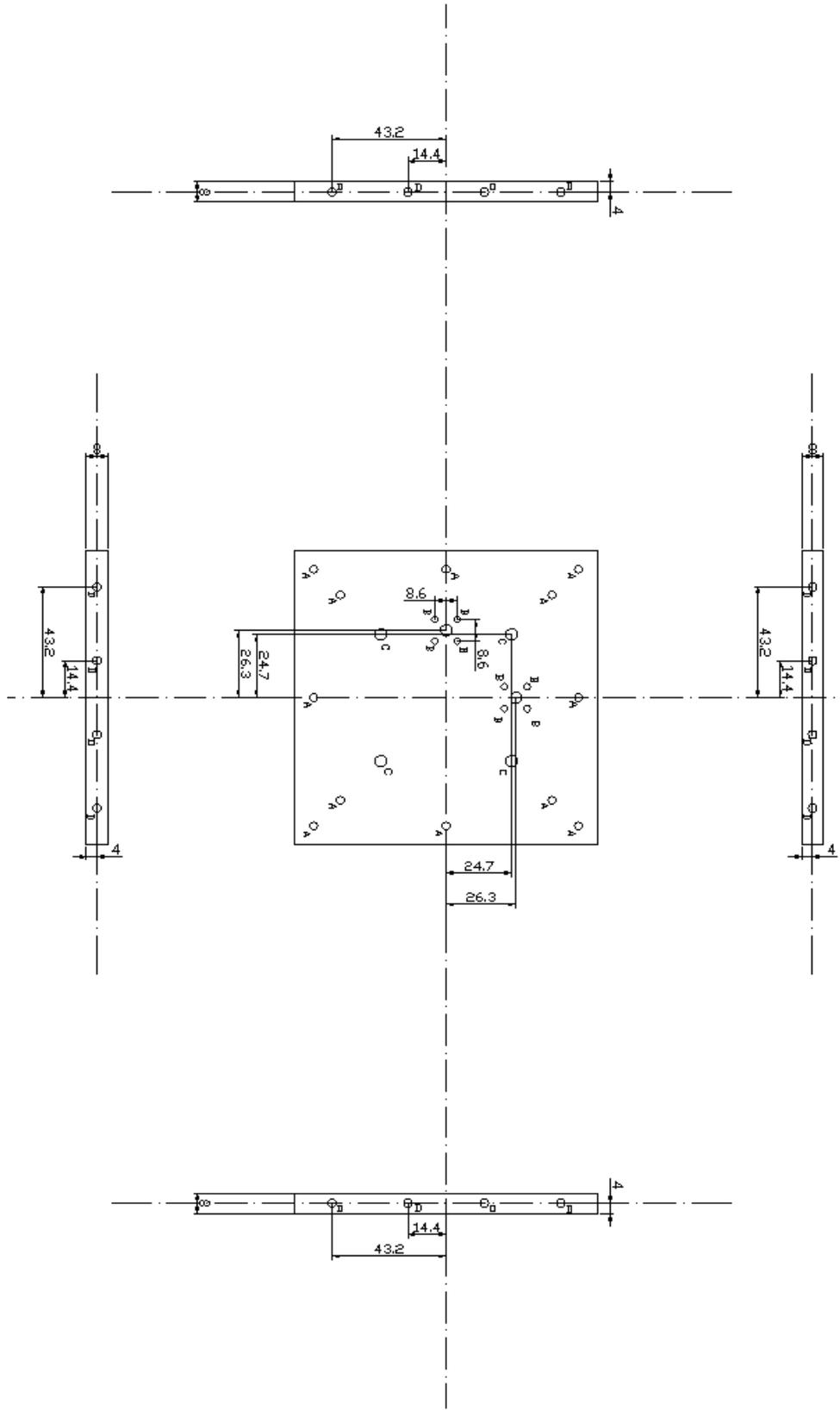
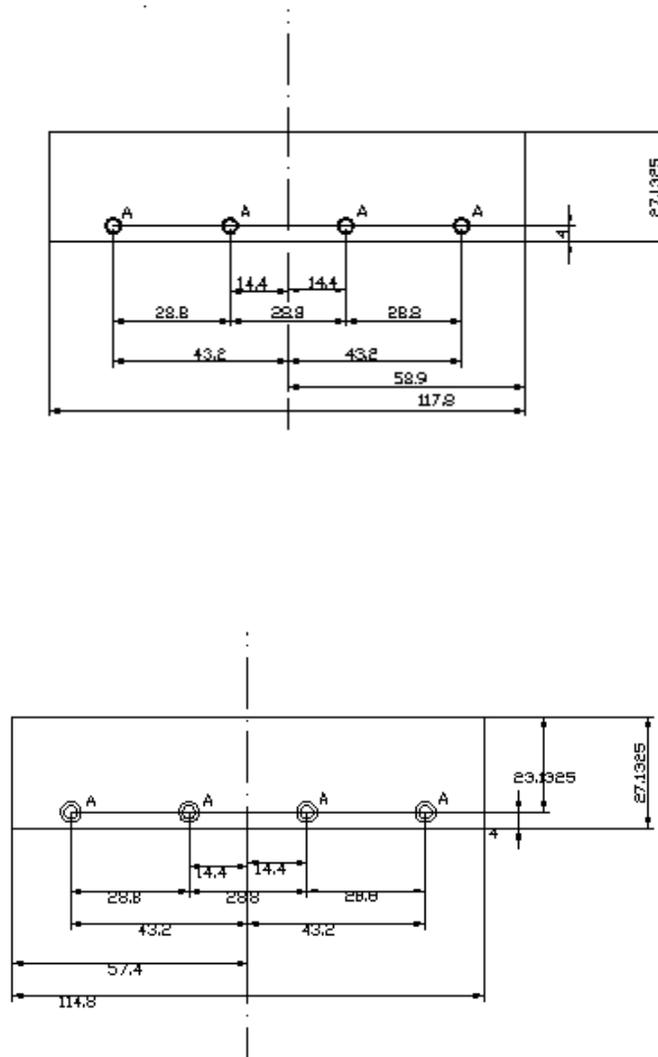


Figura 4.80 – Plano de la parte superior y los laterales de la base de la cavidad

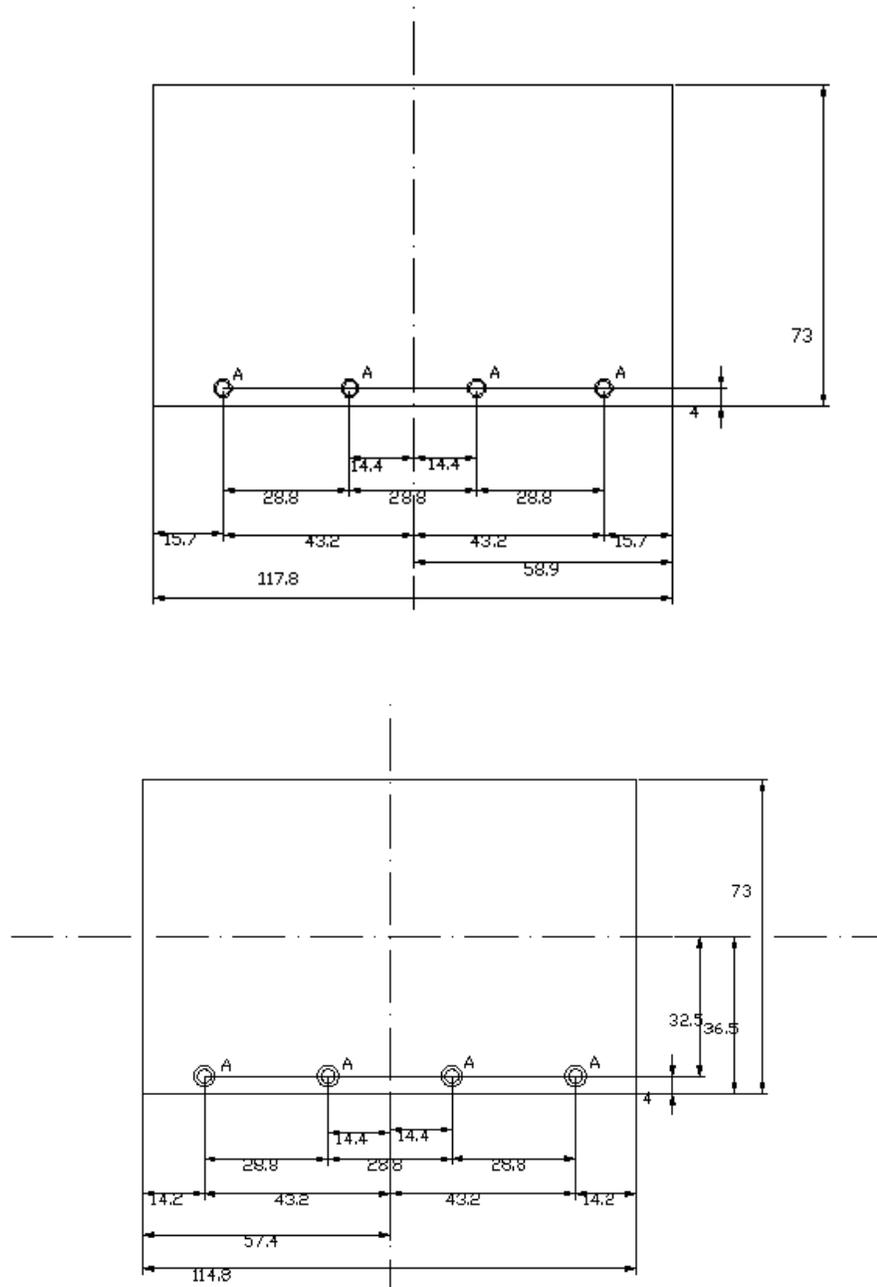
Lado grande y lado pequeño de la cavidad, para el diseño 1 (arriba y abajo respectivamente):



TALADROS TIPO A: 4 TALADROS AVELLANADOS M3
Placa de aluminio de 1'5 mm de espesor

Figura 4.81 – Plano de las paredes de la cavidad del diseño 1 (Lado grande arriba y lado pequeño abajo)

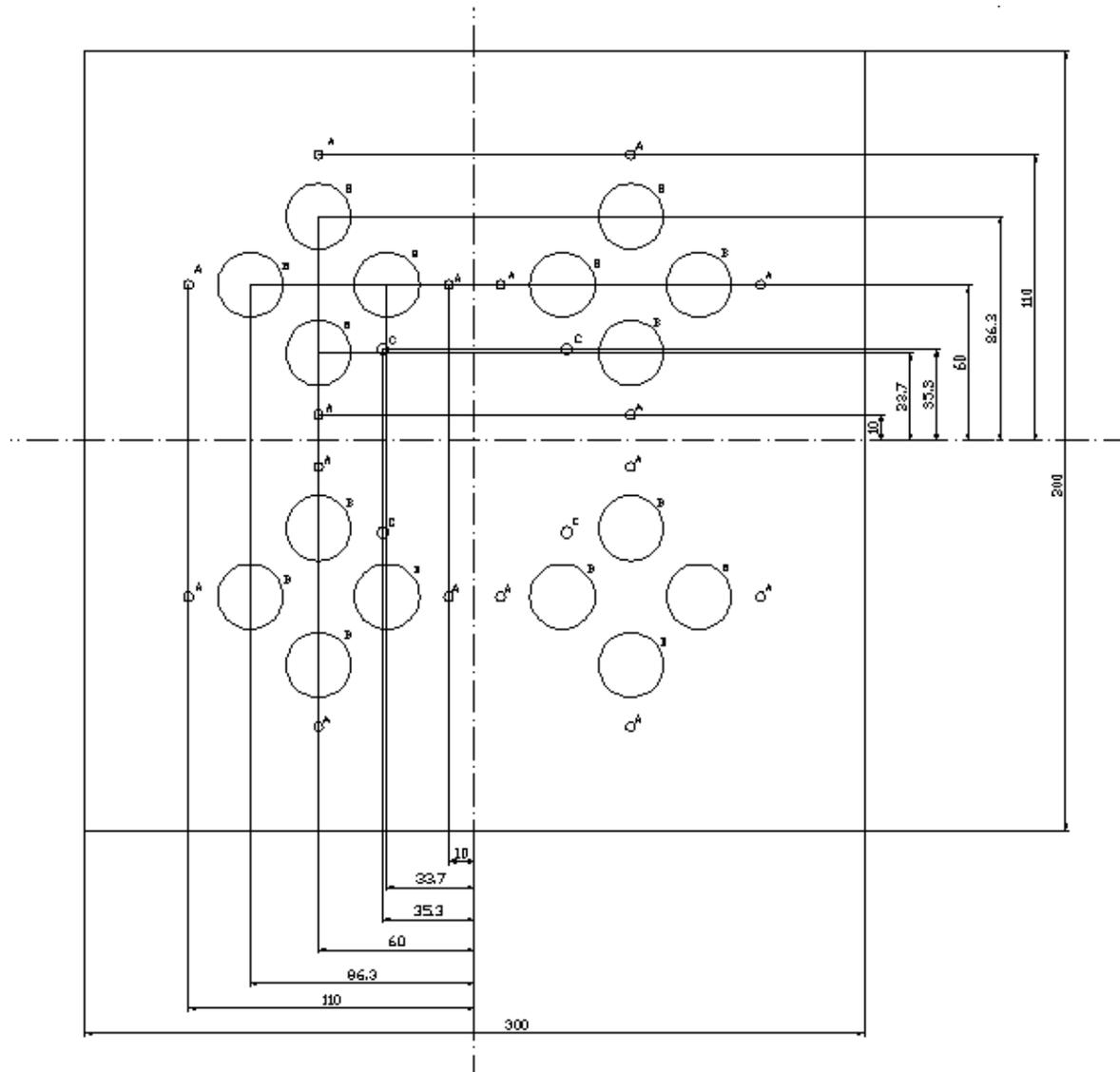
Lado grande y lado pequeño de la cavidad para el diseño 2 (arriba y abajo respectivamente)



TALADROS TIPO A: 4 TALADROS AVELLANADOS M3
Placa de aluminio de 1'5 mm de espesor

Figura 4.82 – Planos de las paredes de la cavidad del diseño 2 (Lado grande arriba y lado pequeño abajo)

Plano del soporte del array (Común a los dos diseños):



PLACA DE ALUMINIO DE 1.5 mm DE ESPESOR
TALADROS TIPO A: 16 TALADROS PASANTES DE 3.5 mm DE DIAMETRO
TALADROS TIPO B: 16 TALADROS PASANTES DE 25 mm DE DIAMETRO
TALADROS TIPO C: 4 TALADROS PASANTES DE 4.5 mm DE DIAMETRO

Figura 4.83 – Plano del soporte metálico del array

4.5.2 – MONTAJE DEL ELEMENTO INDIVIDUAL

En este punto se procedió al ensamblaje, unión mediante tortillería y soldadura del las piezas del prototipo del elemento radiante para tenerlo completamente construido y operativo.

El primer paso que hemos llevado a cabo ha sido atornillar las paredes de la cavidad a su correspondiente base. Para evitar discontinuidades en los puntos en los cuales las paredes confluyen (las esquinas del cuadrado), hemos usado cinta de cobre adhesiva (Figura 4.82).

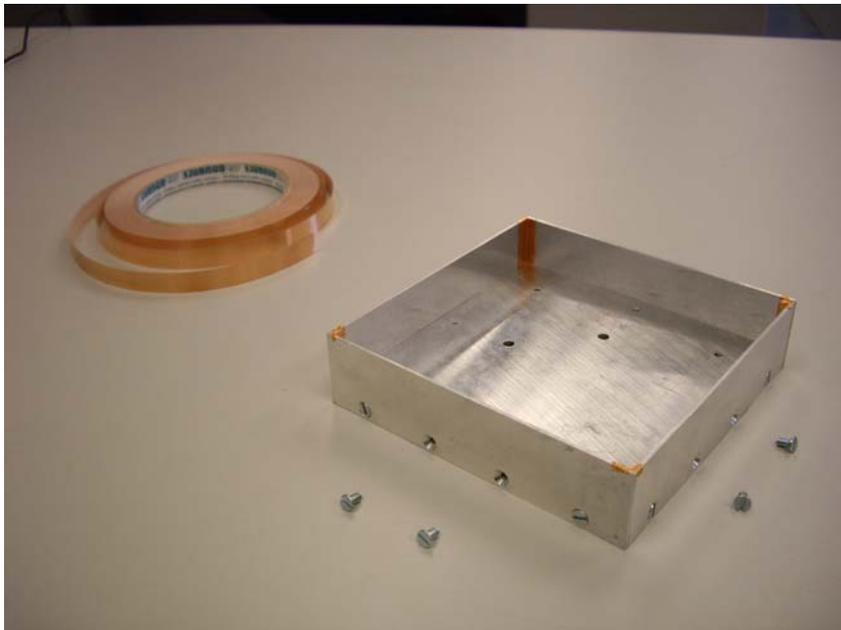


Figura 4.84 – Imagen de las placas metálicas atornilladas a la cavidad

Acto seguido, hemos preparado los conectores, librándolos del dieléctrico que sobraba, cortando el alma de los mismos para darles la longitud que precisan en cada diseño y atornillándolos a la base de la cavidad (Figura 4.85) .

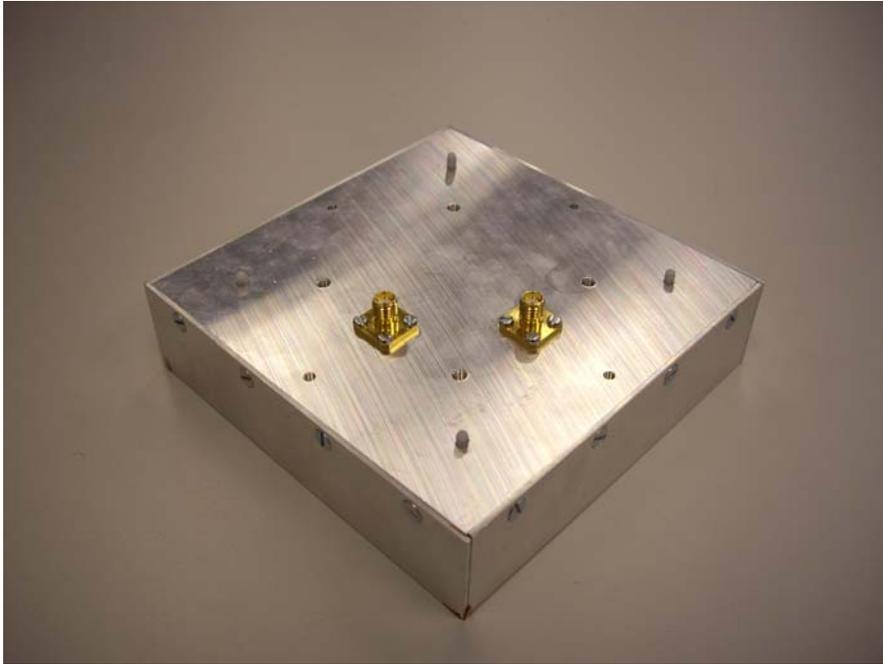


Figura 4.85 – Imagen de los conectores atornillados en la cavidad

A continuación hemos preparado las correspondientes capas de rohacell, dándoles la forma cuadrada específica de la cavidad, insertándolas en la misma junto a los parches y atornillándolas a la base de la cavidad mediante tornillos de plástico.

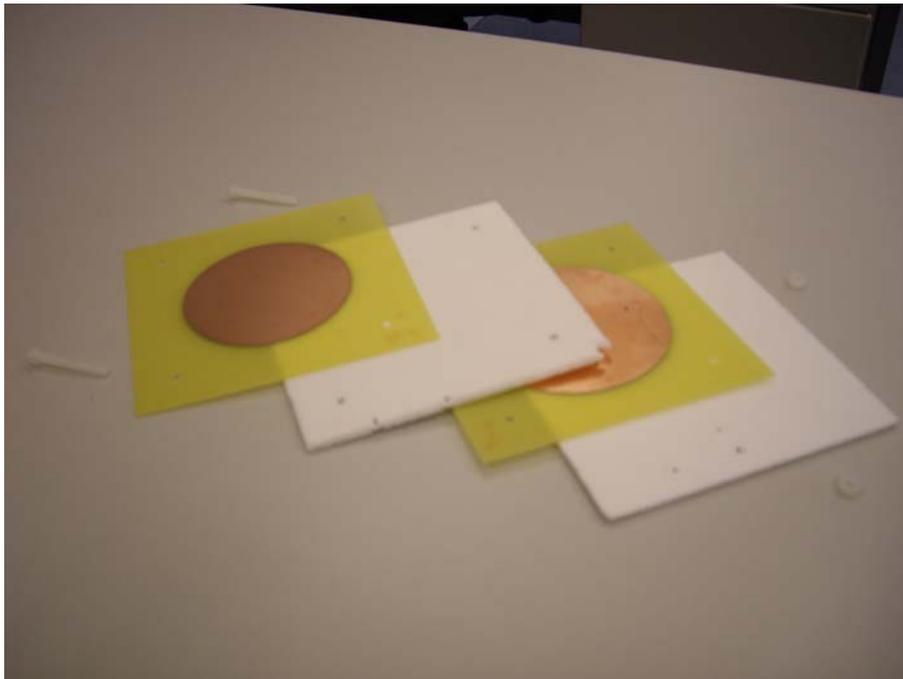


Figura 4.86 – Imagen de los parches y las capas de rohacell

El proceso seguido ha sido el siguiente: colocar la primera capa de rohacell en el fondo. Colocar encima el parche inferior con la cara de cobre orientada hacia arriba y soldarlo a los conectores. Poner la segunda capa de rohacell y el parche superior, y atornillar todo este conjunto mediante tornillos de plástico para que quede fijo a la cavidad. El proceso de construcción es el mismo tanto para el diseño número 1 como para el diseño número 2. El resultado final lo mostramos a continuación:

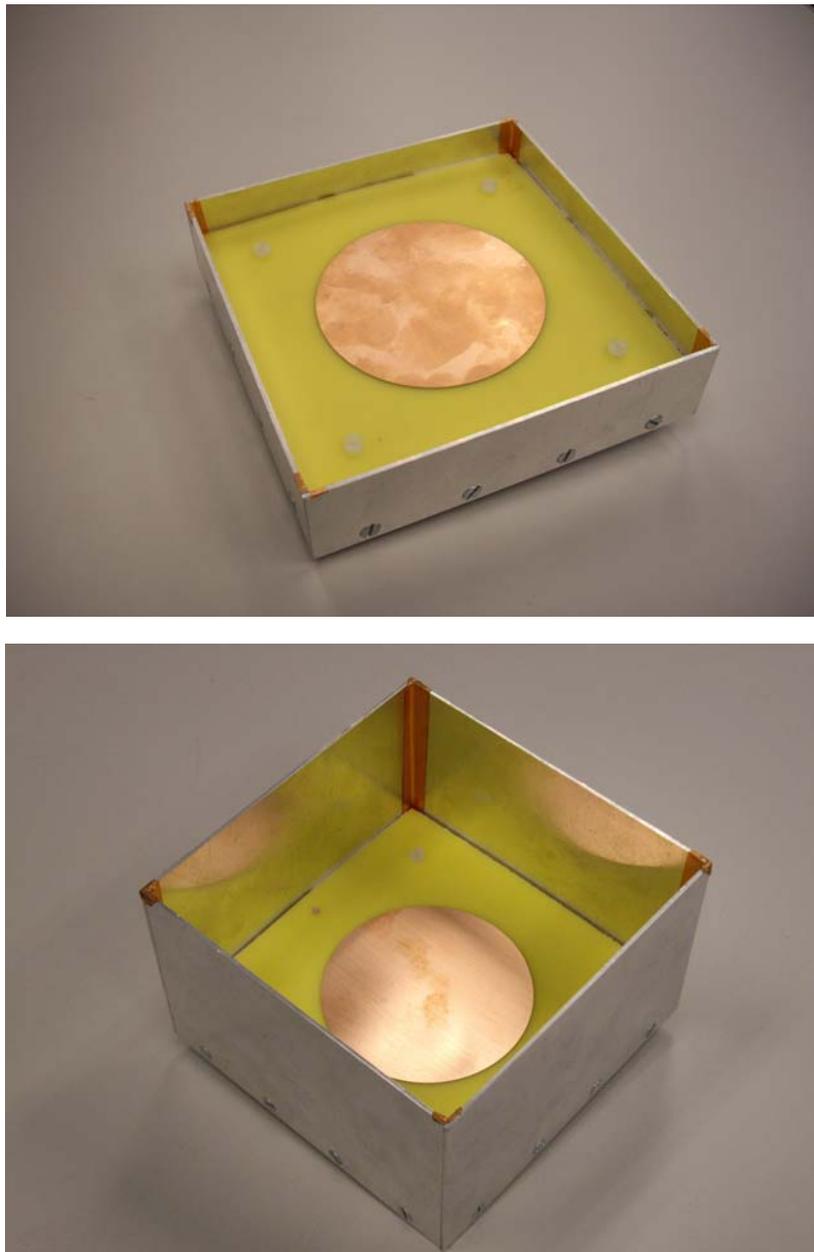


Figura 4.87 – Imagen del elemento radiante individual ensamblado, de cavidad baja (arriba) y de cavidad alta (abajo)

4.6 - FASE DE MEDICIÓN

Las mediciones relativas a los parámetros S han sido realizadas con el analizador de redes de la EPS de la UAM, mientras que las medidas del diagrama de radiación han sido realizadas en la cámara anecoica de la UPM.

4.6.1 – MEDICION DEL ELEMENTO INDIVIDUAL

Mediremos tan solo los parámetros S del diseño 1 y del diseño 2. El diagrama de radiación lo caracterizaremos en el capítulo 8, ya que para poder medir polarizaciones se necesita de un circuito híbrido que desarrollaremos en el capítulo 7.

4.6.1.1 – Diseño 1: elemento con pared de cavidad de altura 0.125λ

- Parámetros S:

La siguiente gráfica muestra los resultados de medir dicho elemento.

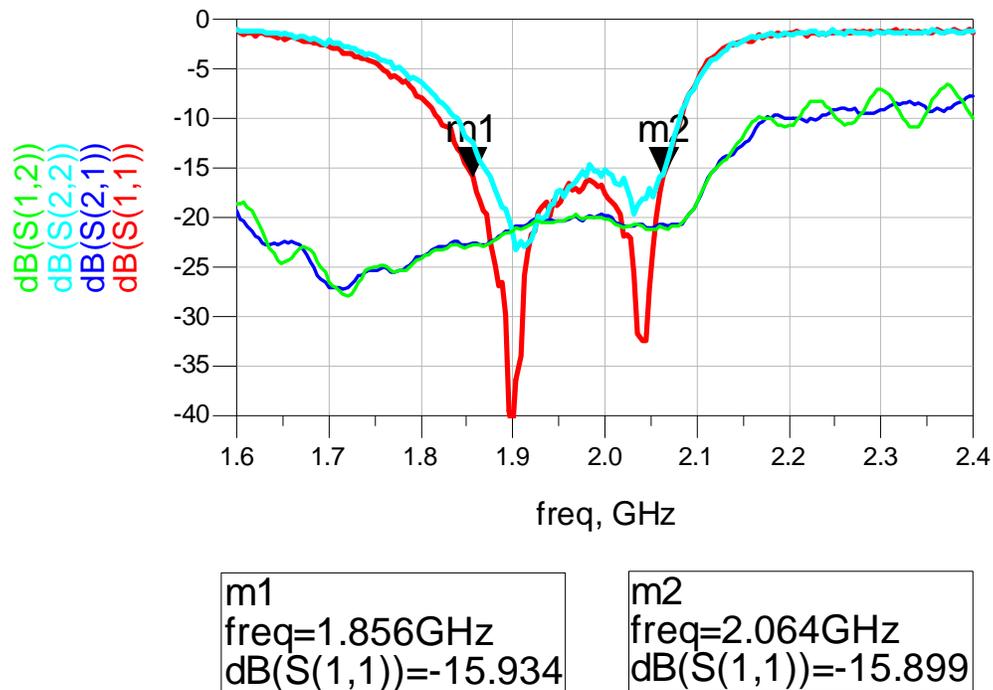


Figura 4.88 – Parámetros S del elemento individual del diseño 1 con y sin híbrido

Como puede apreciarse, las mediciones realizadas sobre el diseño 1 revelan que la antena de parches con cavidad de paredes de 0.125λ de altura ha salido ligeramente desplazada en banda a frecuencias inferiores. Para contrastar este hecho, basta comparar la gráfica anterior (figura 4.88) con la gráfica de la figura 4.31. Como ya se explicó en el apartado 4.3.4.1, achacamos este desplazamiento a que dicho diseño ha sido realizado y simulado en el software Ensemble.

Con todo y con ello, obtenemos una antena centrada en 1'96 Ghz (La frecuencia central original era 2'03 Ghz) con un ancho de banda relativo del 10'61% a -15 dB.

4.6.1.2 – Diseño 2: elemento con pared de cavidad de altura 0.5λ

- Parámetros S:

La siguiente gráfica muestra los resultados de medir dicho elemento.

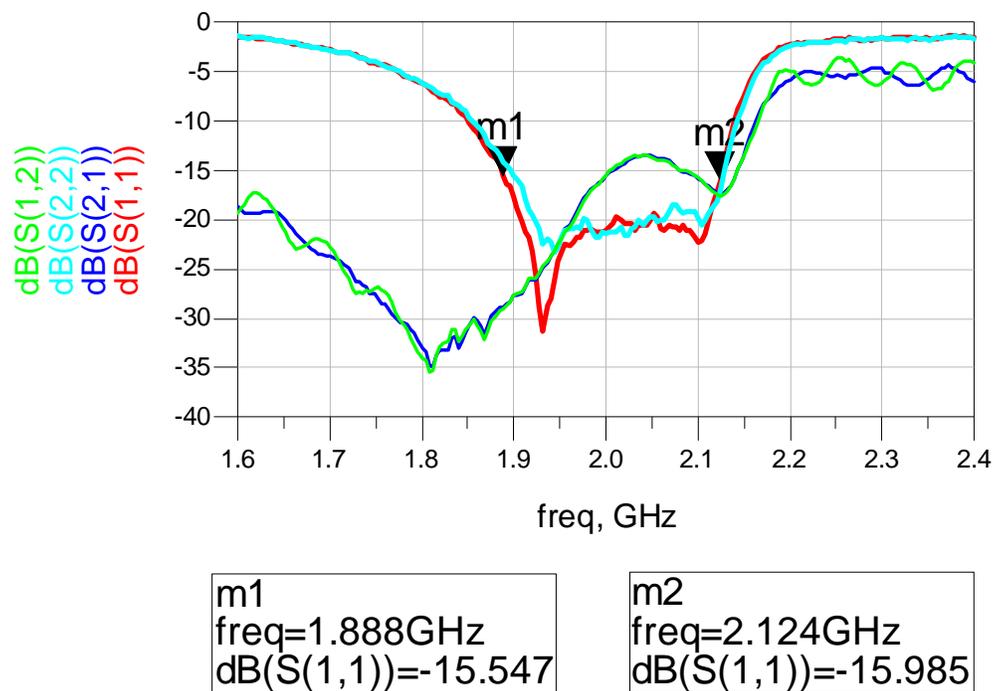


Figura 4.89 - Parámetros S del diseño 2

Las gráficas anteriores nos permiten afirmar que, al contrario de lo que ocurría en el diseño 1, las simulaciones realizadas con el software de simulación electromagnética, en este caso CST Microwave Studio®, son muy parecidas a las mediciones reales de la antena (Comparar las figuras 4.39 y 4.89).

En este caso, no se ha producido ningún desplazamiento indeseado en banda, y la antena cubre mejor la banda especificada. Su ancho de banda relativo es del 12'3% a -15 dB.

Como aspecto negativo, hay que resaltar que los acoplamientos son ligeramente superiores a los del diseño 1.

4.6.1.3 – Comparativa y conclusiones:

La siguiente tabla nos da una idea de la similitud entre los resultados medidos y simulados

ANCHO DE BANDA A -15 dB (%)		
	SIMULADO	MEDIDO
DISEÑO 1	8.43	10.61
DISEÑO 2	11.57	12.30

Tabla 4.37 – Comparativa entre el ancho de banda relativo de los diseños simulados y medidos

Tras realizar las pertinentes medidas, obtener las curvas de datos reales y compararlas con las curvas de las simulaciones, puede decirse que ambas son muy parecidas.

Es destacable el hecho de que las medidas reales muestren unos elementos radiantes con unas prestaciones de ancho de banda en reflexión mejores que los elementos simulados.

Dado que inicialmente, el ancho de banda estaba en torno al 8.25% a -15dB, y viendo que todos los diseños que hemos hecho con cavidades tienen un ancho de banda relativo superior (tabla 4.37), podemos por tanto decir, que las cavidades metálicas nos han ayudado a mejorar el ancho de banda en reflexión de los parches respecto a una situación en la que no había cavidad.

5 - DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN DE UNA ANTENA DE COMUNICACIONES MÓVILES MEDIANTE ELEMENTO RADIANTE DE DIPOLO EN CAVIDAD

5.1 - INTRODUCCIÓN

Este apartado explica los pasos que se han seguido para perfeccionar y optimizar una antena ya construida de una estación base de telefonía móvil que usa dipolos y cavidades.

Como en el caso anterior, partiendo de los estudios existentes relativos a la combinación de dipolos y cavidades ([26]-[30]) se pretende diseñar una antena que, centrada en 1.96 Ghz, consiga el mayor ancho de banda con la menor reflexión posible, así como unas buenas características de radiación.

Se trata de una antena cuyo elemento radiante está compuesto principalmente por un dipolo impreso en forma de pajarita (dipolo bow-tie) con un balún. Como elementos secundarios usa también una cavidad de geometría cuadrada, un peralte metálico en el balún que ayuda a mejorar la adaptación y un soporte entre el plano reflector y la cavidad que ayuda a mejorar el ancho de haz.

Las antenas bow-tie consisten en dos láminas metálicas triangulares[7], o pueden ser realizadas en una configuración planar sobre un substrato de material dieléctrico, como es nuestro caso. La manera más simple de alimentar esta antena es usar un balún y alimentar la antena metálica como si fuera un dipolo.

Una antena de pajarita en tecnología microstrip puede ser vista como una antena plana bow-tie. Sin embargo tiene diferentes características que su homóloga en forma de dipolo. Su principal ventaja no es sólo que conseguimos una antena mucho más directiva al enfrenar la estructura con el plano de masa, si no que también aumenta su ancho de banda

porque los brazos del dipolo se ensanchan piramidalmente. Por contra, dado que las antenas microstrip tienen inherentemente un ancho de banda limitado, la banda de frecuencias de una antena microstrip bow-tie está típicamente en torno al 10%.

En nuestro diseño, dicho dipolo está alimentado por un cable tipo RG405. Se trata de un coaxial con un alma que tiene un diámetro de 0.53 mm y con un dieléctrico con un diámetro exterior de 1.65 mm.

Nuestro cometido será estudiar y optimizar el diseño inicial, especialmente en términos de adaptación, ancho de banda en reflexión, anchura de haz de radiación y acoplamientos entre puertos.

Buscamos una antena con una buena adaptación, con un ancho de haz en torno a $85^{\circ} \pm 5^{\circ}$ en el plano perpendicular a la polarización vertical ($\phi=0^{\circ}$) y que cubra, al menos, la banda de comunicaciones móviles comprendida entre 1.7 y 2.17 Ghz.

Para lograr estos objetivos, usaremos una estructura de dipolo en cavidad, dado que tiene bajos acoplos en banda muy ancha y permite el diseño del elemento radiante y la red de alimentación de forma independiente. Adicionalmente, añadiremos una pequeña placa cuadrada de cobre por encima del dipolo bow-tie de tal modo que quede paralela al sustrato de dicho dipolo. Esta placa, o parche metálico, ayuda a mejorar la adaptación de la antena y por tanto, a mejorar el ancho de banda en reflexión.

A continuación mostramos una fotografía de la antena, con la cavidad cuadrada desmontada para poder apreciar mejor el dipolo impreso con forma de pajarita:

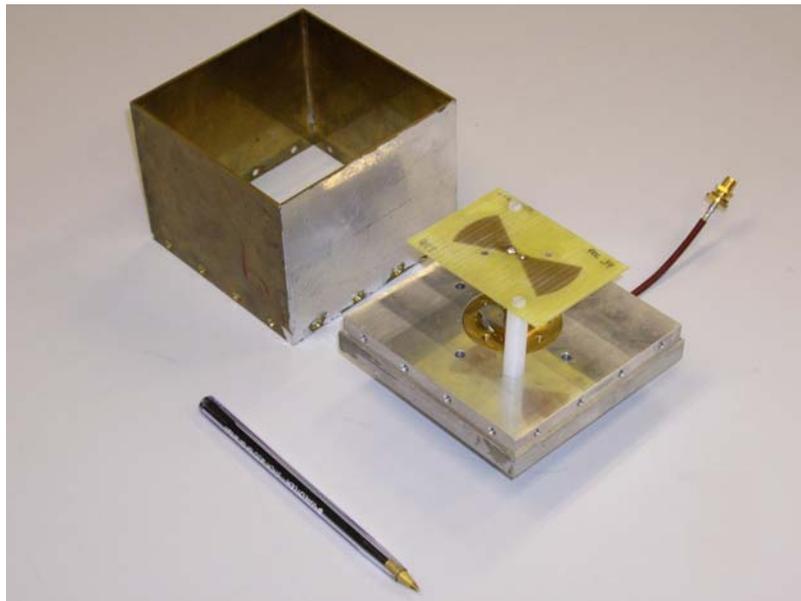


Figura 5.1 – Antena desmontada con la cavidad a la izquierda y el dipolo a la derecha

5.2 - FASE DE SIMULACION

5.2.1 - DISEÑO INICIAL

A continuación mostramos un pequeño esquema (plano que corta a la antena) de la antena con las medidas más significativas:

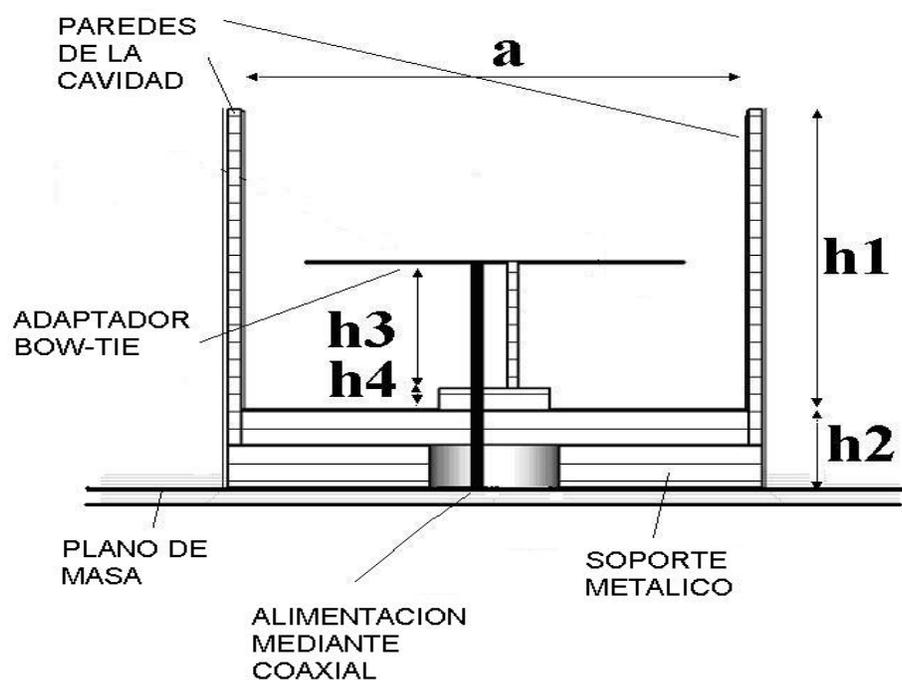


Figura 5.2 - Esquema del elemento radiante individual que compone la antena

PARAMETRO	LEYENDA	VALOR (mm)
Anchura de lado de cavidad	a	96
Altura de la pared de la cavidad	h1	70
Altura del soporte metálico	h2	18
Longitud del dipolo	h3	29
Altura de la peana del balún	h4	7

Tabla 5.1 - Medidas más significativas del elemento individual que compone la antena

Con las dimensiones de la antena, hemos pasado a los entornos de simulación para tratar de reproducir dicho elemento radiante de la manera más fiel posible.

Hemos usado el entorno de simulación electromagnética CST®, ya que su método de simulación 3D basado en diferencias finitas es el que más posibilidades nos ofrece a la hora de reproducir un elemento en tres dimensiones.

Los materiales usados han sido los siguientes:

ALUMINIO: Para las paredes y el soporte de la cavidad y para el plano de masa.

COBRE: Para el dipolo bow-tie y para el balún.

FIBRA: Para el sustrato del dipolo.

PLASTICO: Para la tornillería y los soportes que sujetan el sustrato del dipolo

El elemento diseñado ha adquirido la siguiente forma en el entorno de simulación:
(a la derecha la imagen en detalle del dipolo, sin la placa sobre la que se imprime):

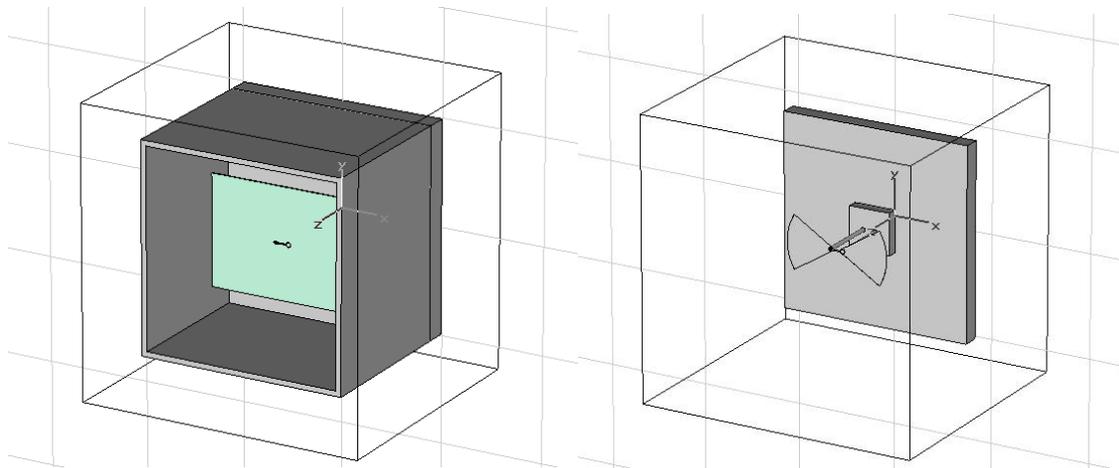


Figura 5.3 - Aspecto que adquiere el elemento radiante individual en CST

Tras simular el elemento mostrado arriba (Figura 5.3), los resultados que obtenemos de dicha simulación se muestran a continuación:

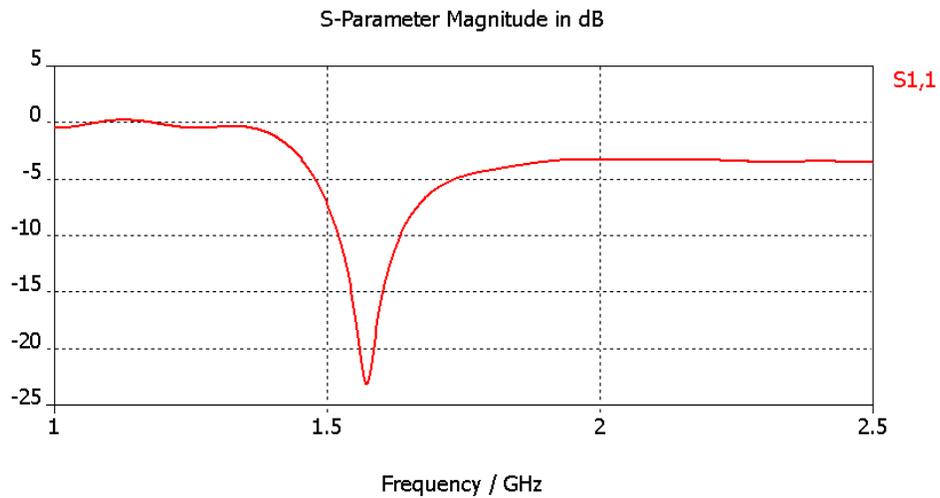


Figura 5.4 - Ancho de banda en reflexión

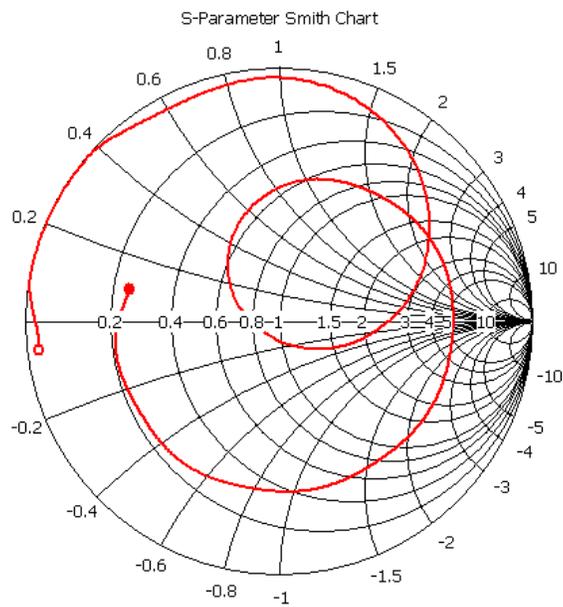


Figura 5.5 - Curva sobre la carta de Smith

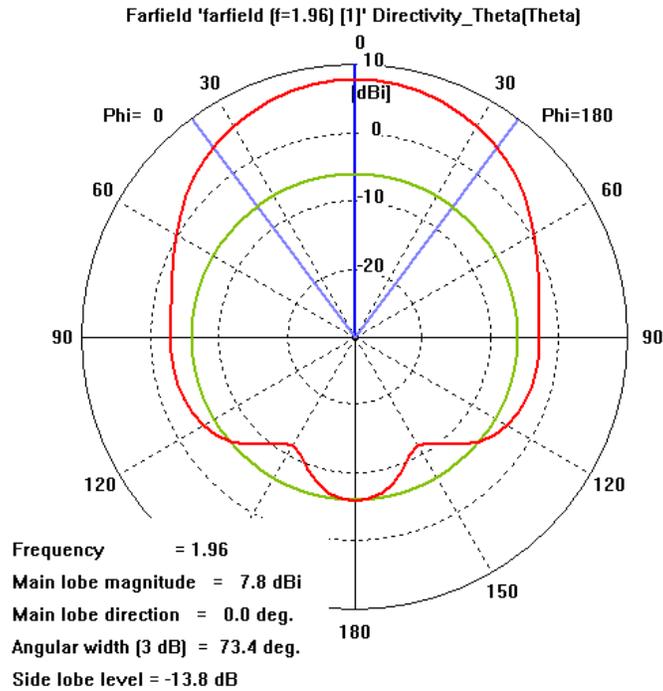


Figura 5.6 - Representación polar del ancho de haz (En $\phi = 0^\circ$)

Observaciones: La antena tiene un comportamiento resonante a la frecuencia de 1.57 GHz, y no está adaptada en las frecuencias objetivo. Por otro lado, su ancho de haz a -3 dB es de 73.4° , pero no es lo que nos interesa, pues nuestras especificaciones iniciales requieren que la frecuencia central sea de 1.96 GHz, que la antena se encuentre perfectamente adaptada en toda la banda y que el ancho de haz esté en torno a 85° o 90° . Trataremos de conseguir esto en el apartado siguiente.

5.2.2 - PROCESO DE OPTIMIZACION

Como se ha comentado anteriormente, el proceso de optimización consistirá en añadir un parche adaptador por encima del dipolo que nos ayudará a mejorar la adaptación.

Se ha decidido que dicho parche adaptador será de cobre, tendrá forma cuadrada con 0.5 mm de espesor e irá colocado de manera paralela al plano de masa y a una cierta distancia del dipolo.

Las dimensiones del parche, o más bien, el valor de la longitud del lado del parche cuadrado (L) y la altura, o distancia respecto del dipolo (D), a la que hemos de colocarlo para obtener unas buenas características de antena son los parámetros que trataremos de optimizar. Véase figura 5.7 a continuación:

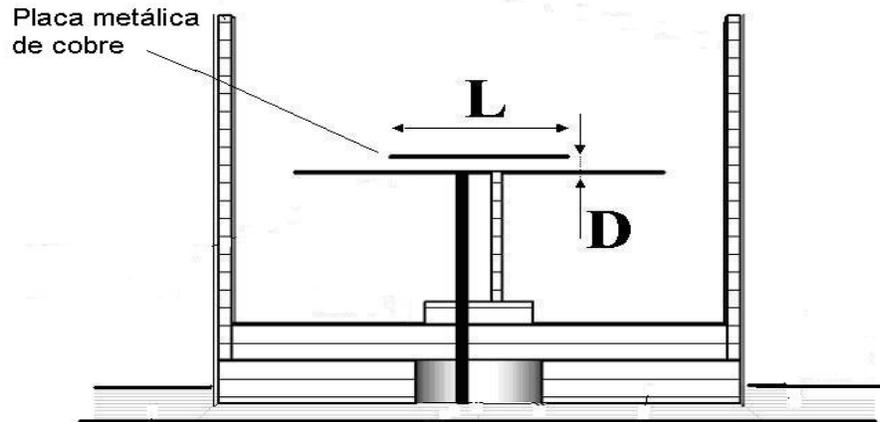


Figura 5.7 - Esquema del elemento radiante individual con el parche adaptador colocado

El proceso de optimización se realizará vía entornos de simulación. La imagen siguiente (fig 5.8) muestra la forma que tiene nuestro elemento radiante en el entorno de simulación tras colocar el parche adaptador encima del dipolo.

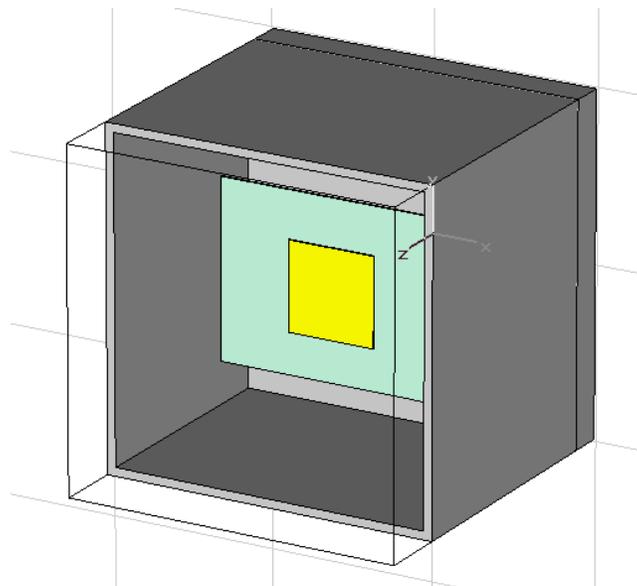


Figura 5.8 - Aspecto en CST del elemento radiante individual con el parche adaptador colocado

Se usará la herramienta de barrido paramétrico de CST[®]. Haremos una serie de simulaciones, variando el parámetro L (Lado del parche de cobre) con valores comprendidos entre 26 y 38 mm y para cada valor de L, haremos un barrido en el parámetro D (Distancia de la pajarita al parche de cobre) con valores comprendidos entre 2 y 12 mm. El objetivo es tratar de determinar cuál es la mejor combinación de ambos valores. Veamos los resultados:

Para un parche de 26 mm de lado (Figura 5.9):

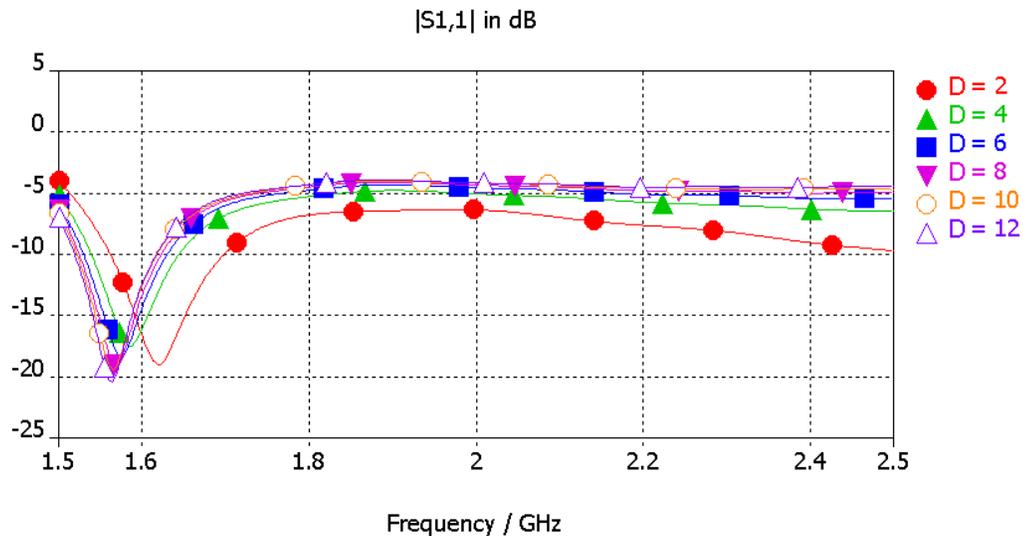


Figura 5.9 - Ancho de banda en reflexión

Para un parche de 28 mm de lado (Figura 5.10):

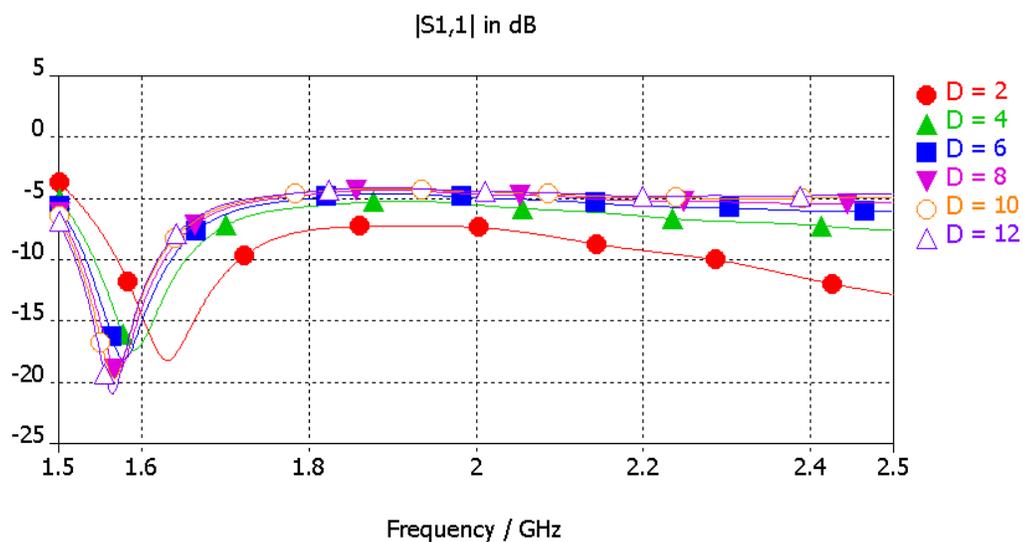


Figura 5.10 - Ancho de banda en reflexión

Para un parche de 30 mm de lado (Figura 5.11):

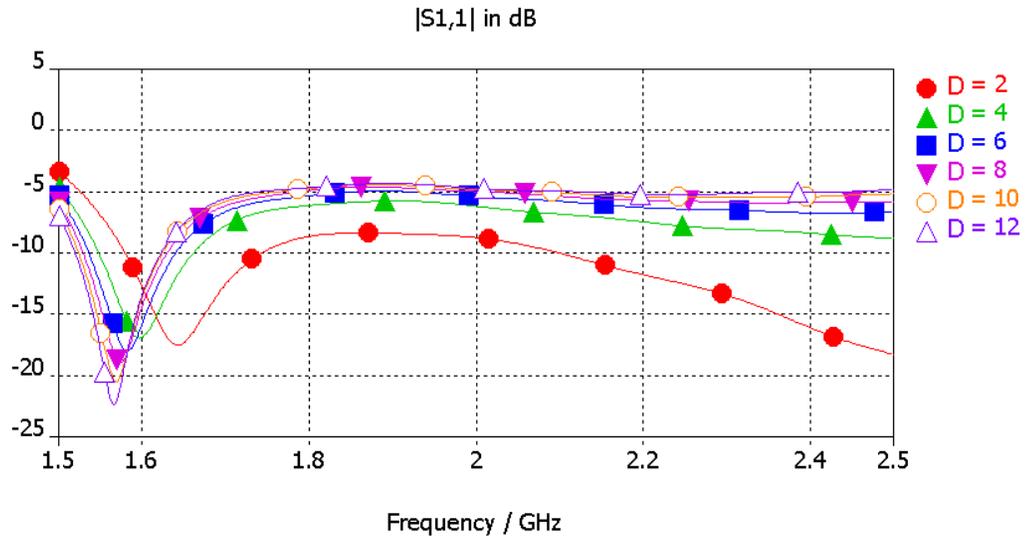


Figura 5.11 - Ancho de banda en reflexión

Para un parche de 32 mm de lado (fig 5.12):

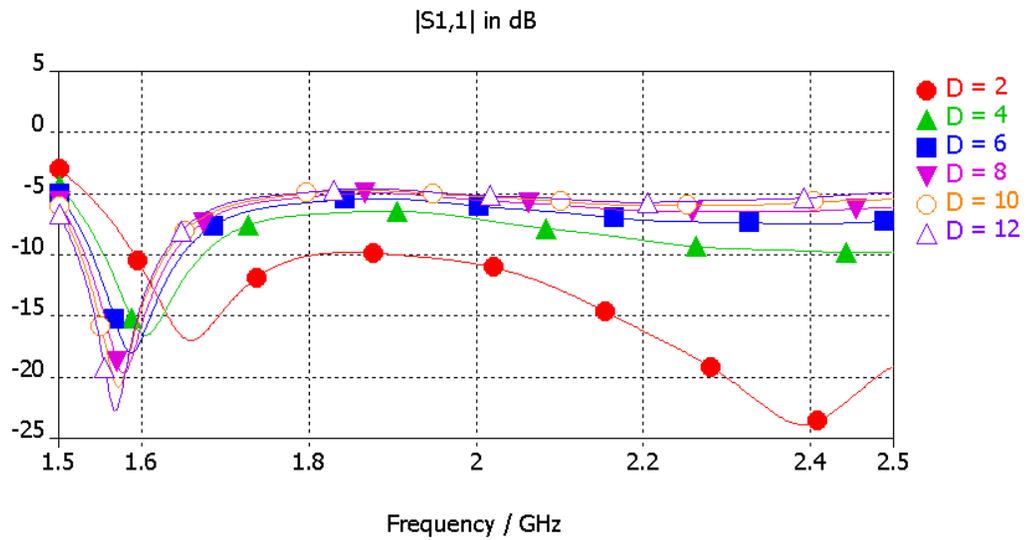


Figura 5.12 - Ancho de banda en reflexión

Para un parche de 34 mm de lado (fig 5.13):

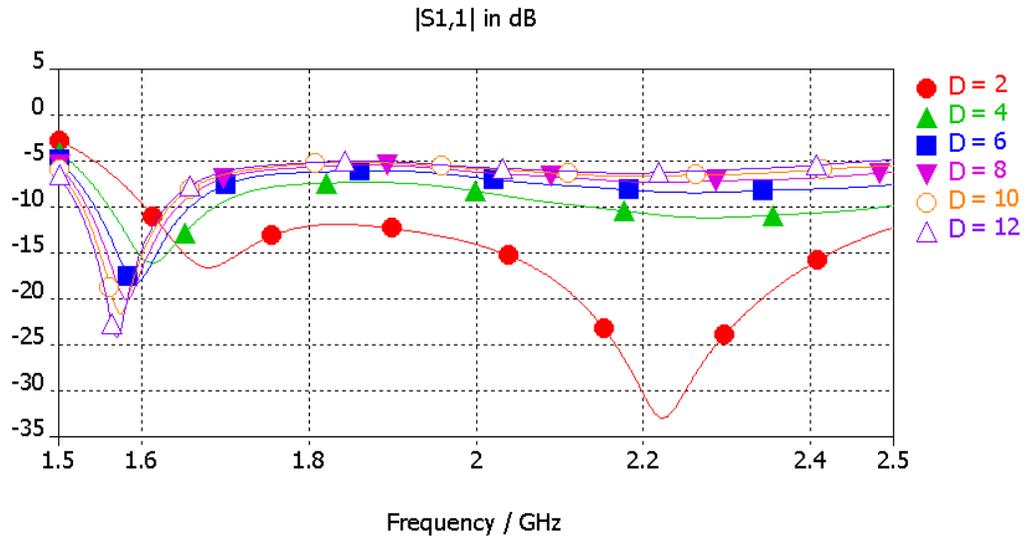


Figura 5.13 - Ancho de banda en reflexión

Para un parche de 36 mm de lado (fig 5.14):

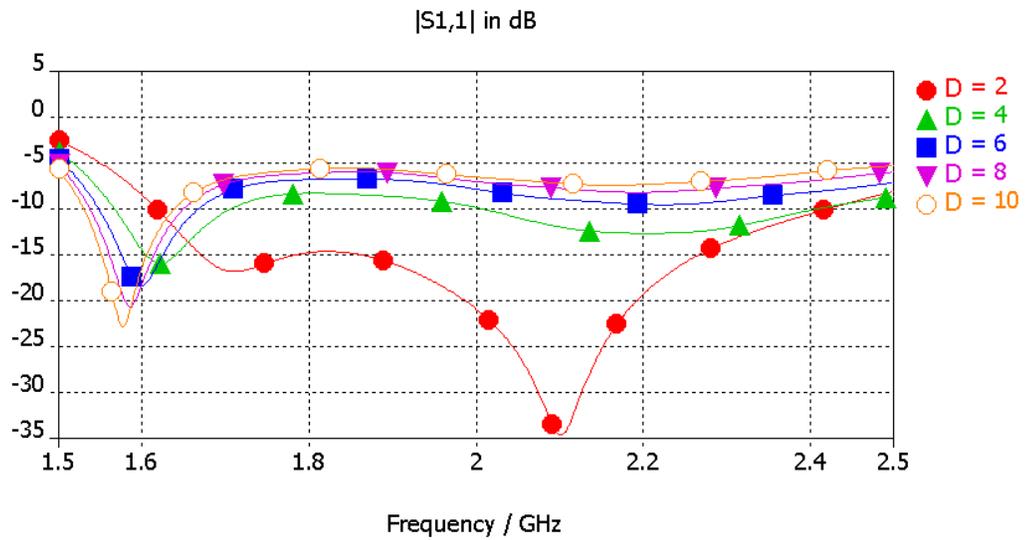


Figura 5.14 - Ancho de banda en reflexión

Para un parche de 38 mm de lado (Figura 5.15):

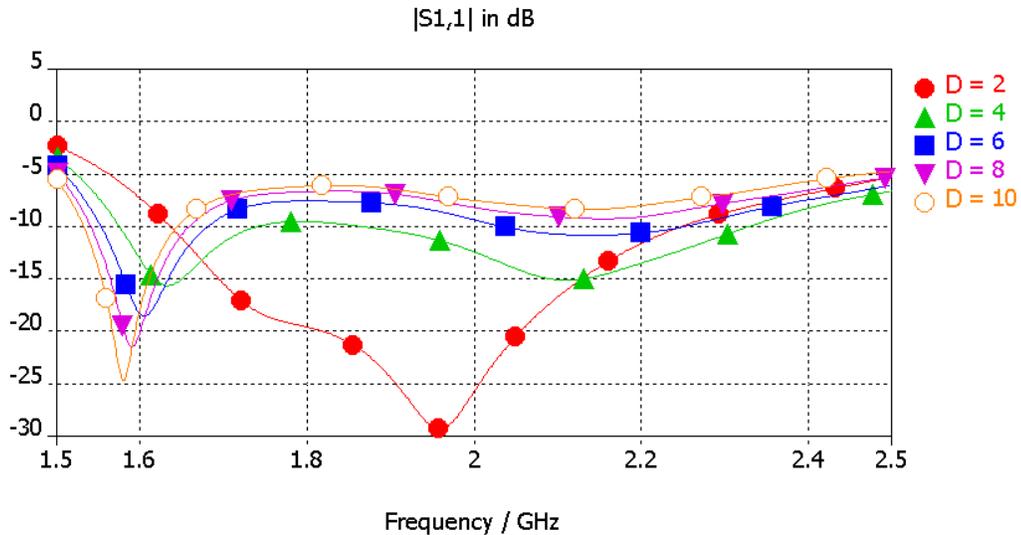


Figura 5.15 - Ancho de banda en reflexión

Observaciones: Para parches de lado inferior a 32 mm no obtenemos ningún tipo de resultado que nos sea de utilidad. Para parches de lado igual o superior a 34 mm (Figuras 5.13, 5.14 y 5.15) vemos que con valores de distancia de 2, 3 y 4 mm se consiguen resultados interesantes en cuanto a ancho de banda en reflexión se refiere.

En concreto, para parches de lados 36 y 38 mm y una distancia de parche de 2 mm, pueden conseguirse antenas con un ancho de banda relativo de 30.91% y 24.12% respectivamente (antenas de banda ancha) y que cubren la banda de comunicaciones deseada.

5.2.3 - DISEÑO CONJUNTO

Ya tenemos el diseño final optimizado del elemento radiante individual. Ahora es el momento integrarlo en un array lineal de cuatro elementos para ver su comportamiento en términos de acoplamientos entre puertos.

En antenas de estación base de telefonía móvil, se suelen usar arrays de tipo lineal para cubrir la sectorización del área de cobertura. En zonas rurales y carreteras se usa una sectorización con antenas de 90° a -3 dB, que es aproximadamente 180° a -10 dB (con polarización vertical). En zonas urbanas se usa 65° a -3 dB, que es 120° a -10 dB y

polarización dual ortogonal. En el plano vertical de radiación, se busca un diagrama de bajos lóbulos para no interferir en la antena de la celda contigua.

Como en el caso anterior, haremos una simulación previa vía entorno CST[®] para verificar que obtenemos unos buenos resultados cuando juntamos los cuatro elementos y los colocamos en una disposición en línea. Verificaremos no solo que la antena final está bien adaptada sino que los resultados referentes a acoplos entre puertos y diagrama de radiación son los adecuados.

El diseño en CST[®] nos queda de la siguiente forma:

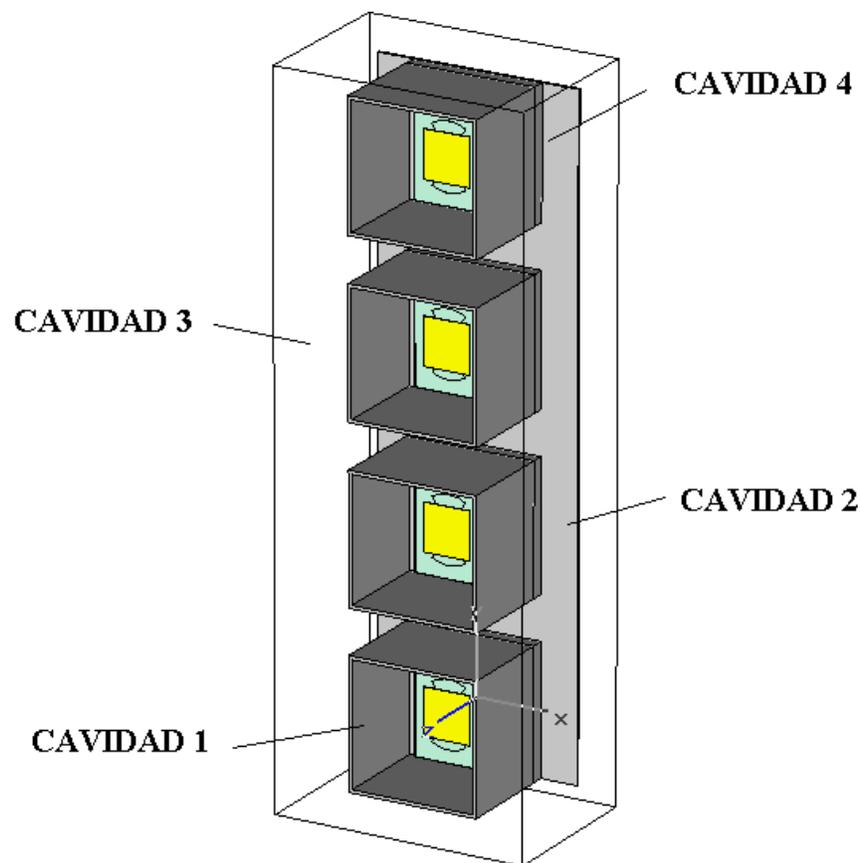


Figura 5.16 - Aspecto en CST de la antena global

Con objeto de identificar cada elemento radiante, se le ha dado a cada uno de ellos un número que va del uno al cuatro.

Como puede apreciarse en la ilustración, se ha colocado una plancha metálica de material de aluminio detrás de los elementos radiantes. Se trata de un plano reflector que evita la radiación trasera y que además, sirve como estructura para fijar los 4 elementos. Los valores de longitud de lado de parche y distancia parche-dipolo usados son $L=34$ mm y $D=4$ mm. No simularemos con más valores, tan sólo con un par de ellos para verificar que los resultados simulados y reales son parecidos y poder validar este diseño.

Una vez se ha trasladado el diseño conjunto a CST[®], podemos comenzar con el proceso de simulación. Hay una serie de resultados que nos interesan especialmente y son: los acoplos entre puertos y los diagramas de radiación. Veamos cuáles han sido estos:

5.2.3.1 - Acoplos entre puertos:

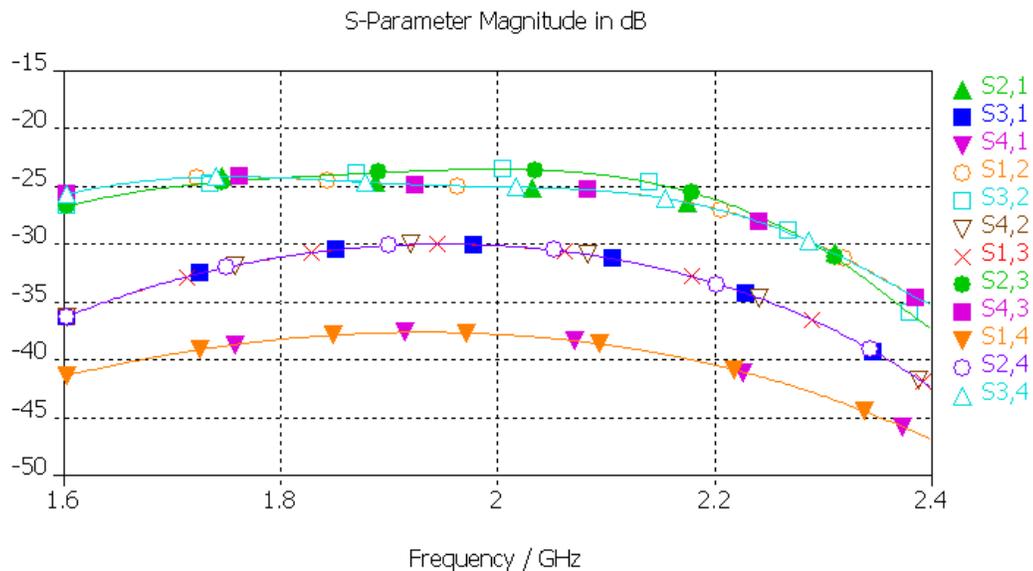


Figura 5.17 - Parámetros de transmisión entre puertos

Observamos de la figura 5.17 que los acoplos entre puertos en la banda de trabajo se encuentran por debajo de -25 dB, tan solo los acoplos entre las cavidades numero dos y la cavidad numero tres (las dos cavidades del centro) son ligeramente superiores y están por encima de -25 dB, pero en cualquier caso nunca superan los -20 dB.

5.2.3.2 - Diagramas de radiación:

- Frecuencia de 1.71 Ghz

Antena individual sin peralte metálico, evaluada en theta con phi=0°.

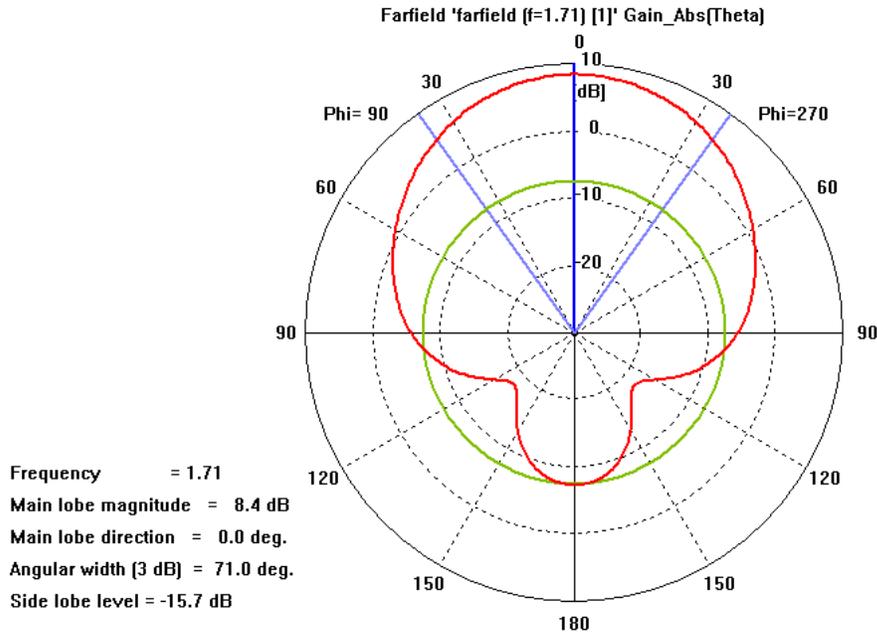


Figura 5.18 - Diagrama de radiación de la antena individual sin peralte

Antena individual con peralte metálico, evaluada en theta con phi = 0°

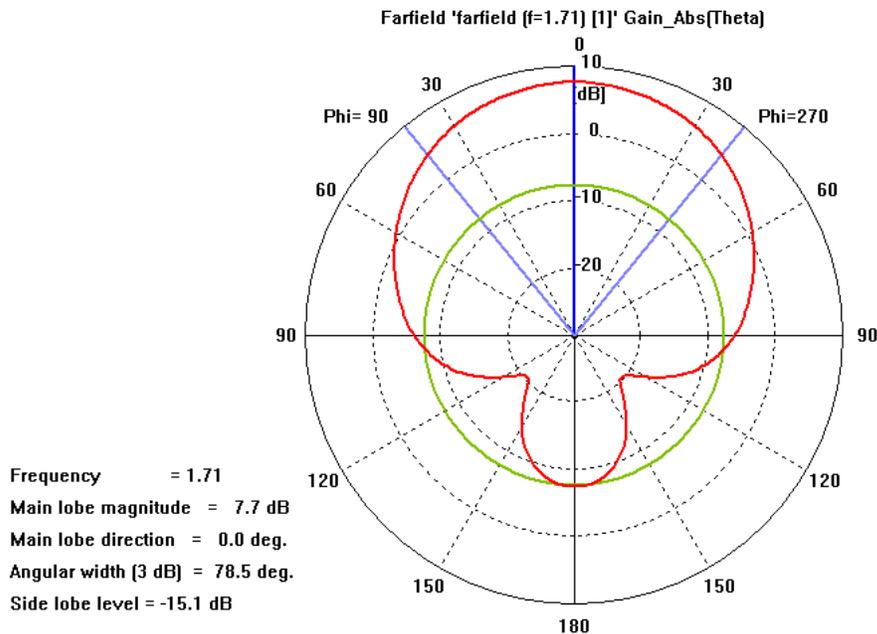


Figura 5.19 - Diagrama de radiación de la antena individual con peralte

Antena conjunta con peralte metálico, evaluada en theta con phi = 0°

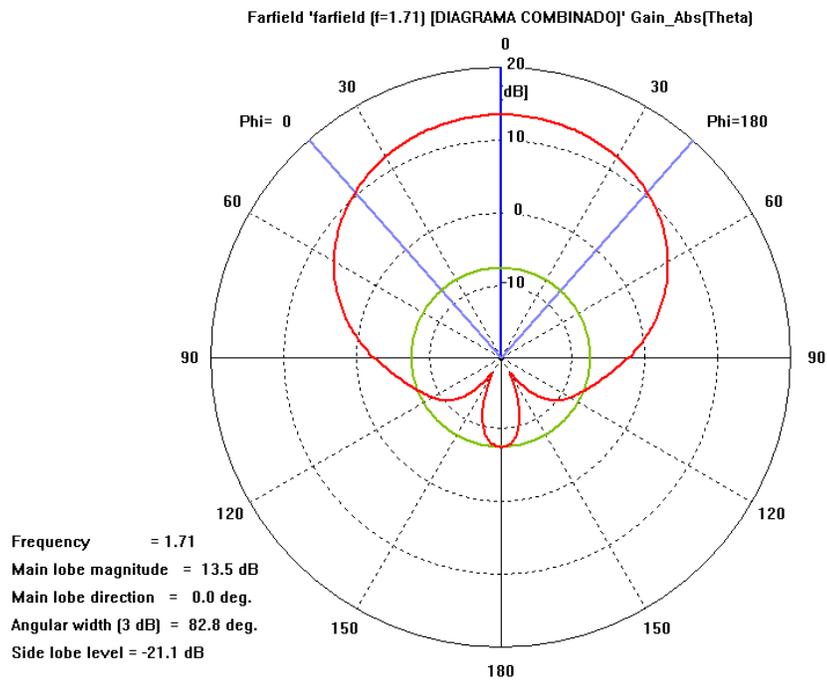


Figura 5.20 - Diagrama de radiación de la antena conjunta con peralte

- Frecuencia de 1.96 Ghz

Antena individual sin peralte metálico, evaluada en theta con phi=0°

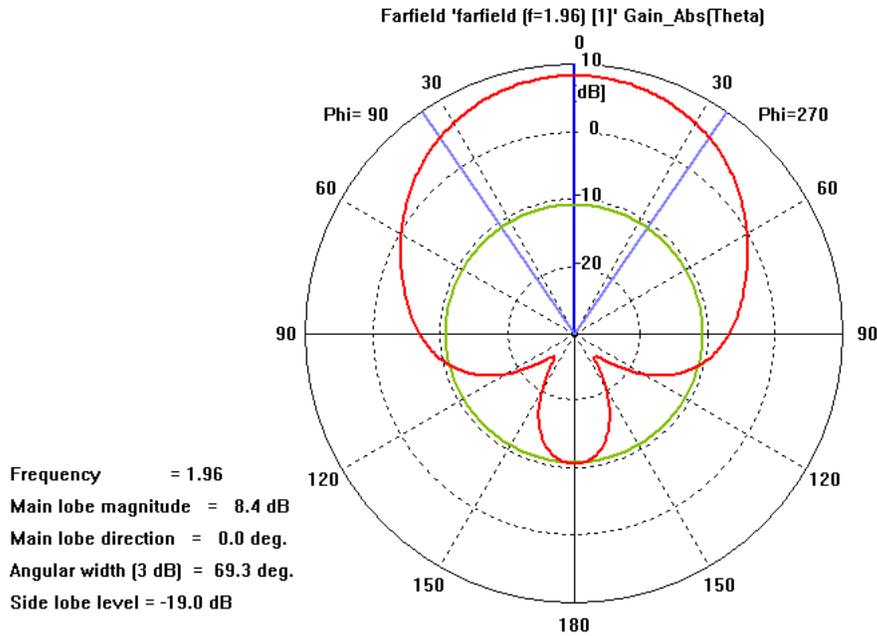


Figura 5.21 - Diagrama de radiación de la antena individual sin peralte

Antena individual con peralte metálico, evaluada en theta con $\phi = 0^\circ$

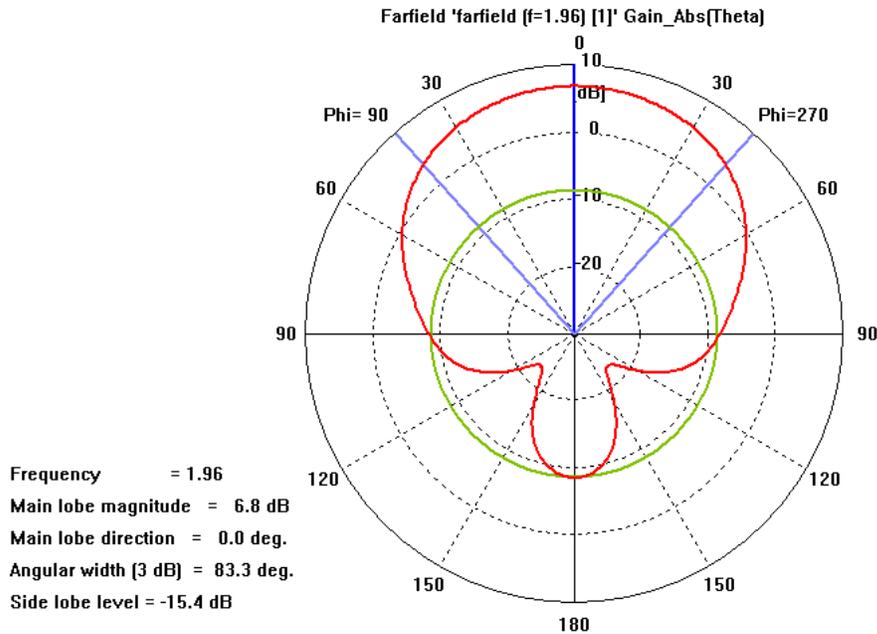


Figura 5.22 - Diagrama de radiación de la antena individual con peralte

Antena conjunta con peralte metálico, evaluado en theta con phi = 0°

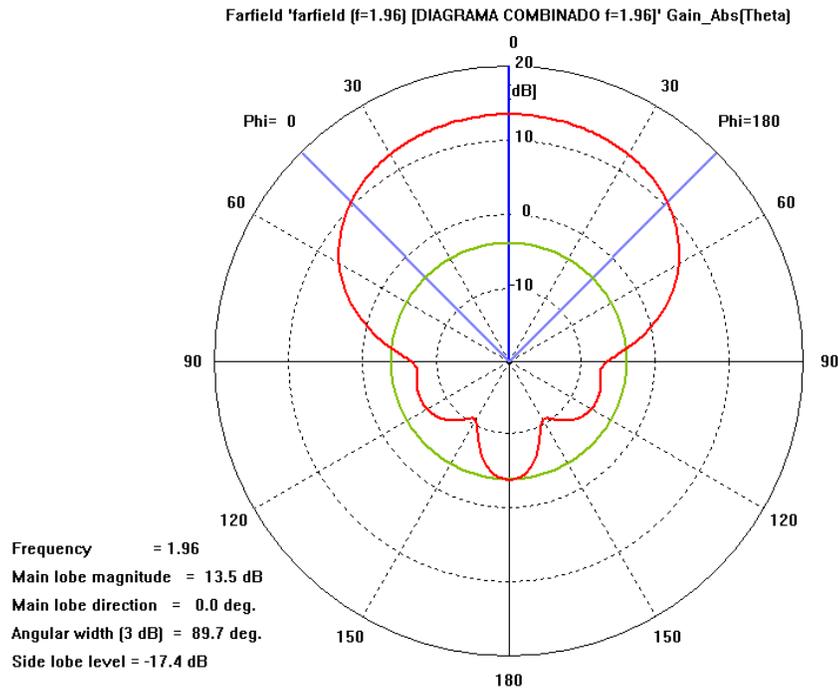


Figura 5.23 - Diagrama de radiación de la antena conjunta con peralte

- Frecuencia de 2.17 Ghz

Antena individual sin peralte metálico, evaluada en theta con phi=0°

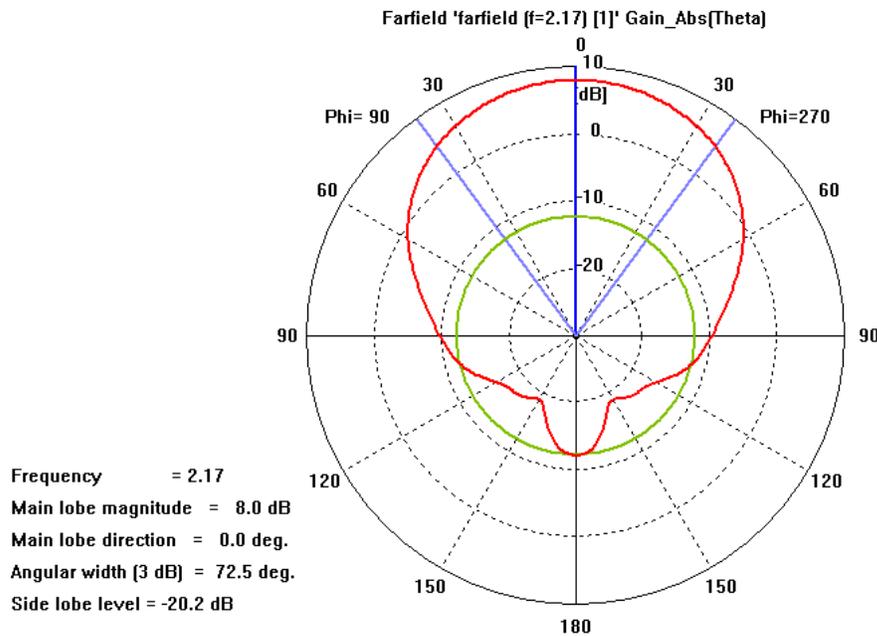


Figura 5.24 - Diagrama de radiación de la antena individual sin peralte

Antena individual con peralte metálico, evaluada en theta con phi = 0°

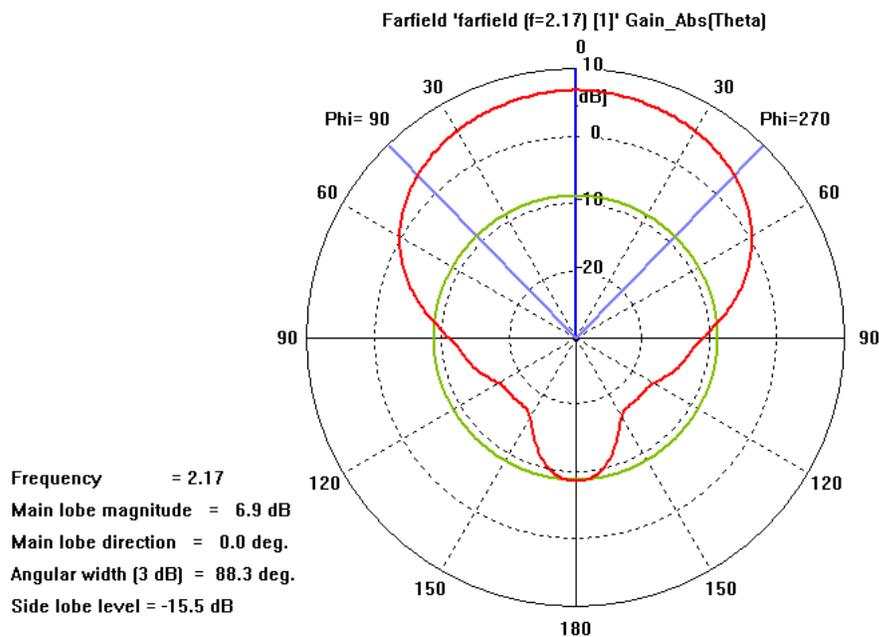


Figura 5.25 - Diagrama de radiación de la antena individual

Antena conjunta con peralte metálico, evaluada en theta con phi = 0°

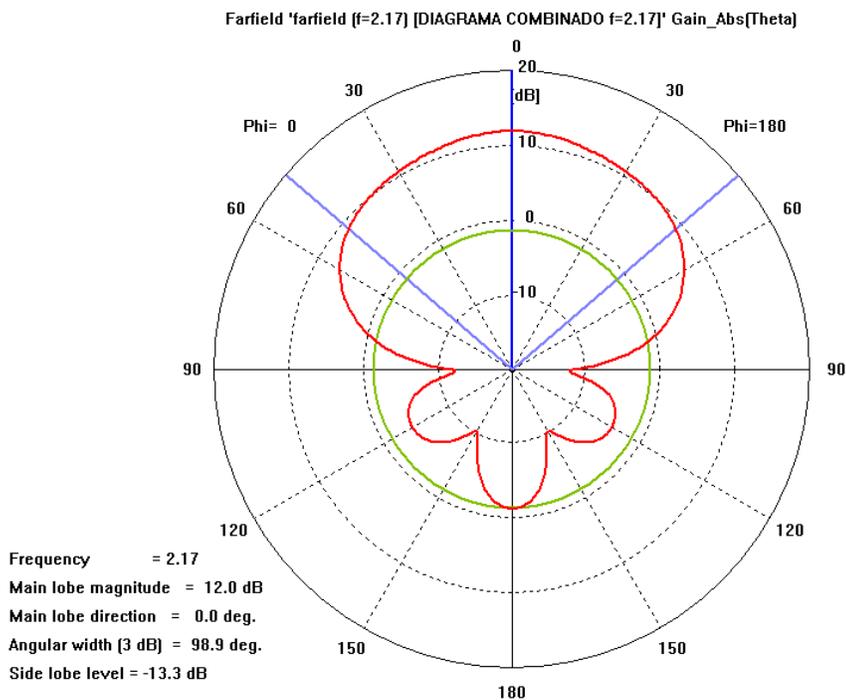


Figura 5.26 - Diagrama de radiación de la antena conjunta

De las figuras anteriores (Figs. 5.18 a 5.26) y de la tabla adjunta (Tabla 5.2), observamos que el pedestal metálico que se integra entre el plano reflector y el elemento radiante contribuye de manera notable a mejorar el ancho de haz. Por otro lado, se observa que la integración del elemento individual en un array lineal, también contribuye ligeramente a aumentar el ancho de haz de la antena.

DISPOSICIÓN	FRECUENCIA (Ghz)	GANANCIA MÁXIMA (dB)	ANCHO DE HAZ A -3dB (°)	NIVEL DE LÓBULOS SECUNDARIOS
Individual sin peralte	1.71	8.4	71.0	-15.7
Individual sin peralte	1.96	8.4	69.3	-19.0
Individual sin peralte	2.17	8.0	72.5	-20.2
Individual con peralte	1.71	7.7	78.5	-15.1
Individual con peralte	1.96	6.8	83.3	-15.4
Individual con peralte	2.17	6.9	88.3	-15.5
Conjunta con peralte	1.71	13.5	82.8	-21.1
Conjunta con peralte	1.96	13.5	89.7	-17.4
Conjunta con peralte	2.17	12	98.9	-13.3

Tabla 5.2 - Cuadro resumen con los parámetros de las diferentes disposiciones de antena

Los datos anteriores revelan que gracias a los procedimientos seguidos anteriormente, se ha conseguido una antena de bajos acoplos y con un ancho de haz de $85^{\circ} \pm 5^{\circ}$ en las bandas de PCS y PCN y de $95^{\circ} \pm 5^{\circ}$ en UMTS.

5.3 - FASE DE CONSTRUCCION Y MEDICION

El proceso de construcción no implica gran complejidad, ni diseño de planos de manera meticulosa, como en el caso de la antena de parches con cavidades, pues la antena esta casi construida a excepción de los parches cuadrados de cobre y los soportes que sustentarán dichos parches a una cierta distancia del dipolo.

El objetivo principal de este apartado es construir un juego de parches metálicos de cobre con diferentes longitudes de lado, colocarlos a diferentes alturas e ir midiendo para ver si las simulaciones han sido fiables y en ese caso, para ver cuáles son los valores reales de D (Distancia dipolo-placa de cobre) y L (longitud del lado de la placa de cobre) que producen los mejores resultados.

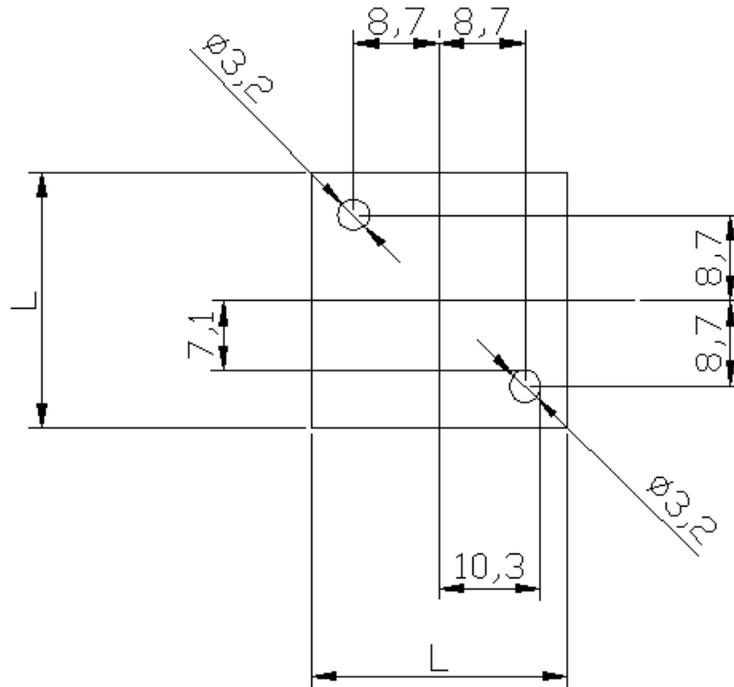
Las placas irán unidas a la antena mediante unos tornillos de plástico. Dichos tornillos atraviesan los agujeros de la placa del substrato del dipolo, los soportes cilíndricos de plástico y por último la placa de cobre. Mediante una tuerca de plástico se terminan de fijar dichas estructuras.

5.3.1 - FASE DE CONSTRUCCION

Se construirán dos objetos: Las placas metálicas (o parches adaptadores) y los soportes plásticos de las placas. Para ser más concretos, construiremos las placas y los soportes con aquellas dimensiones que produzcan los mejores resultados en las simulaciones, es decir, construiremos placas cuadradas de 34 y 36 mm de lado y soportes cilíndricos de 2, 3 y 4 mm de altura.

Veamos a continuación los planos de dichas piezas:

Vista en alzado y vista en 3D de la placa de cobre:



$L = 34,36$ mm

Material: Cobre de espesor 0.5 mm

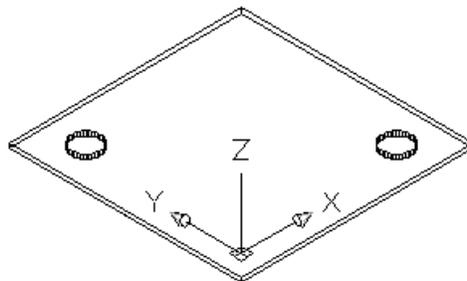
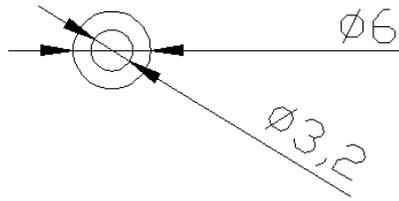


Figura 5.27 - Vista en alzado (arriba) y vista en 3D (abajo) de la placa de cobre

Vista en alzado y vista en 3D de los soportes de plástico:



Alturas del cilindro:
2, 3, 4 mm
Material: Plástico

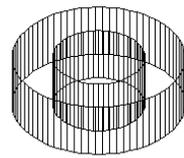


Figura 5.28 - Vista en alzado (arriba) y vista en 3D (abajo) de los soportes de plástico

Estas piezas se han llevado a manufacturar a los talleres de la Universidad Politécnica de Madrid y una vez construidas tienen la siguiente forma:

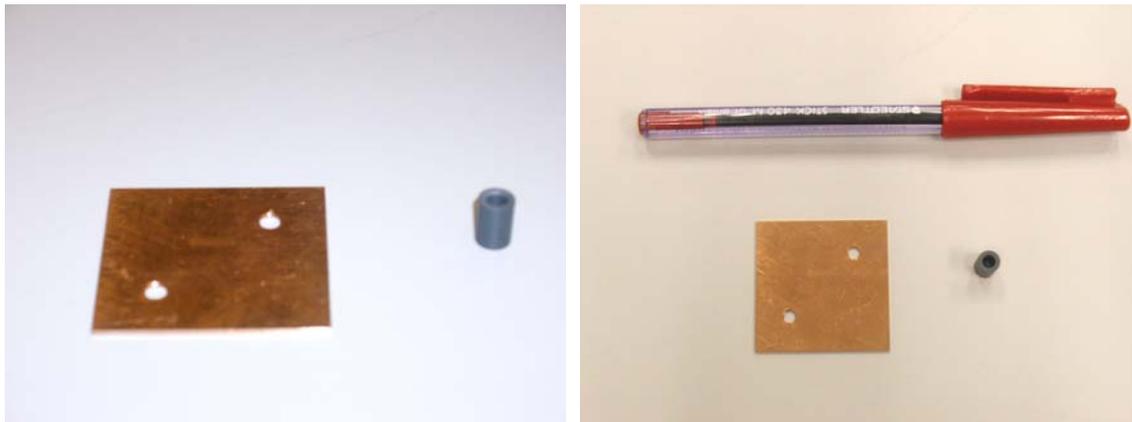


Figura 5.29 - Aspecto real y tamaños relativos de la placa de cobre y del soporte de plástico

En las figuras 5.30 y 5.31 mostramos el resultado final tras atornillar las placas a los dipolos, tanto en el elemento individual, como en la antena global:



Figura 5.30 - Tamaño relativo del elemento radiante unitario con la placa de cobre montada

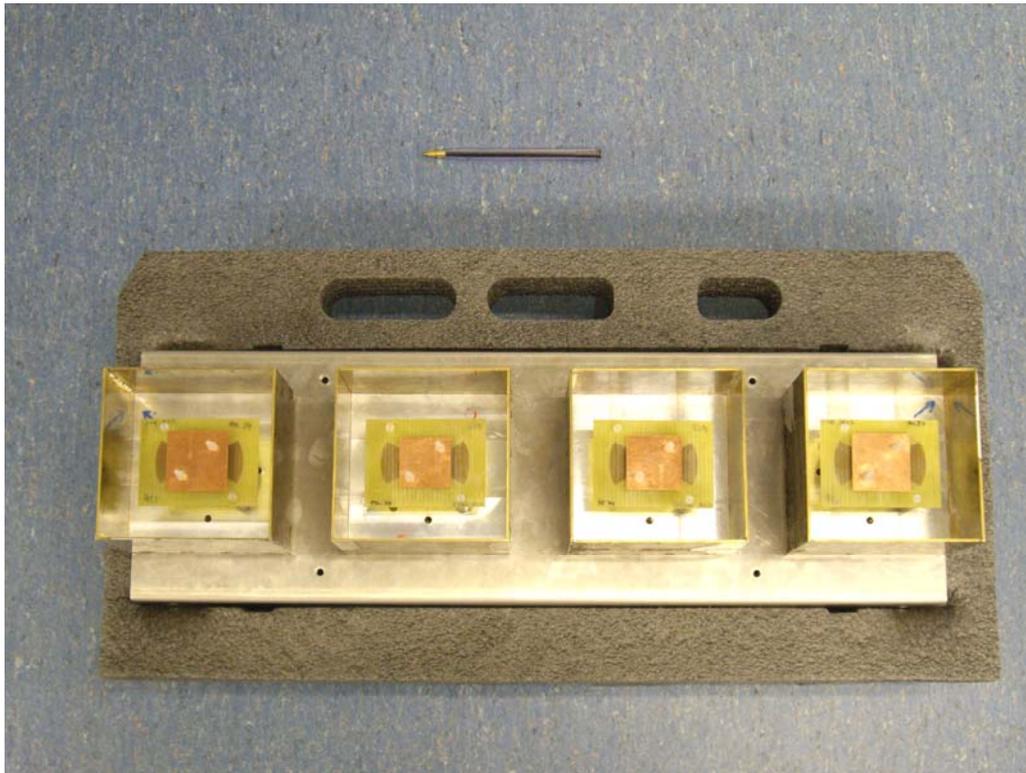


Figura 5.31 – Antena global con las placas de cobre ya montadas

5.3.2 - FASE DE MEDICIÓN DEL ELEMENTO INDIVIDUAL

Se realizarán medidas de reflexión del elemento individual, no se harán medidas de acoplos o aislamientos dado que el elemento radiante de dipolo en cavidad sólo posee un puerto.

Las mediciones relativas a los parámetros S y al diagrama de radiación del array lineal de cuatro elementos o al elemento radiante aislado en un array figuran en el capítulo 8 (apartado 8.2.1).

Del mismo modo, se plasmarán en este apartado las medidas de los diagramas de radiación del elemento radiante individual a diferentes frecuencias.

5.3.2.1 – Medidas de ancho de banda en reflexión

Del mismo modo que hemos simulado con diferentes valores de altura de placa y de longitud de lado de placa, se han realizado medidas con soportes de diferentes alturas y placas de distinto tamaño. Se han usado los siguientes valores: $D = 2, 3, 4$ y 5 mm (altura) y $L = 32, 34$ y 36 mm (longitud de lado de placa).

- Altura de parche $D=2$ mm:

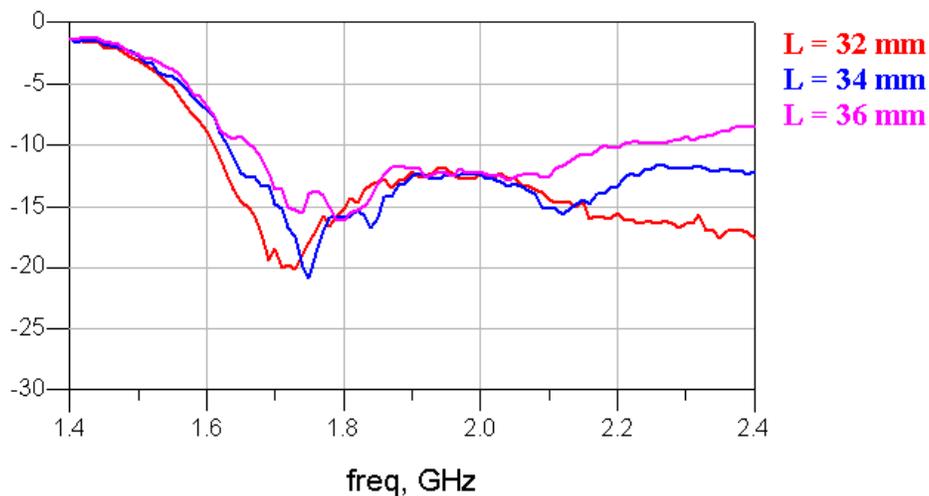


Figura 5.32 – Pérdidas de retorno del elemento individual con $D=2$ mm y L variable

- Altura de parche $D=3$ mm:

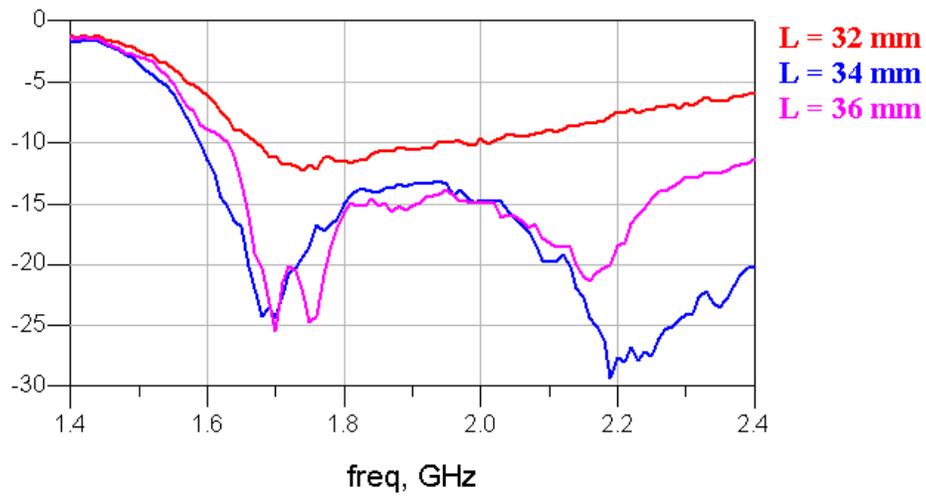


Figura 5.33 – Pérdidas de retorno del elemento individual con D=3 mm y L variable

- Altura de parche D=4 mm:

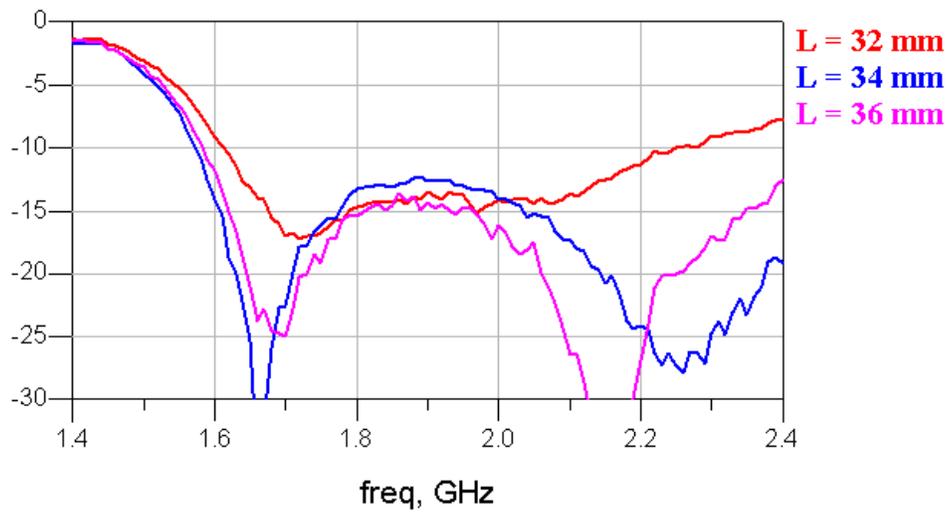


Figura 5.34 - Pérdidas de retorno del elemento individual con D=4 mm y L variable

- Altura de parche D=5 mm:

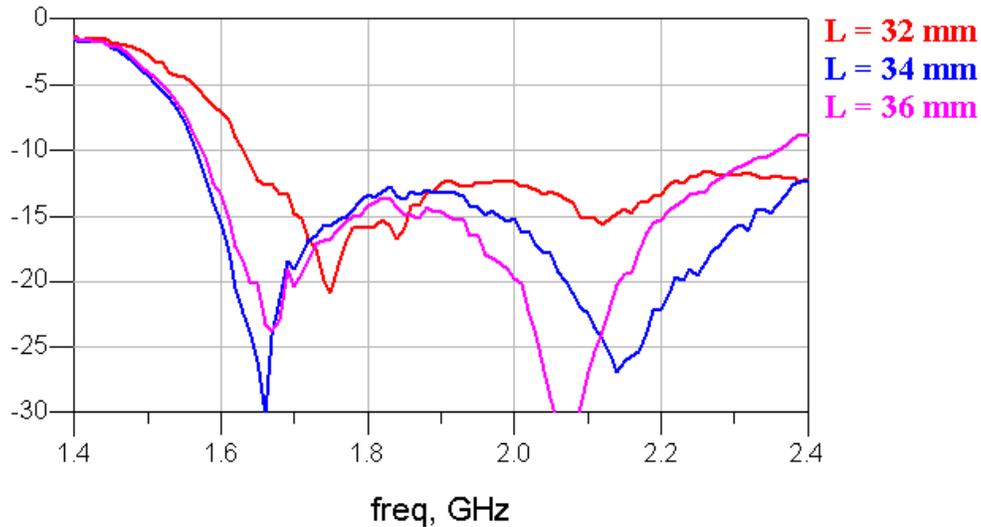


Figura 5.35 – Pérdidas de retorno del elemento individual con D=5 mm y L variable

Al contrario de lo que reflejaban las simulaciones, las mediciones muestran que cuando D=2, no se obtienen tan buenos resultados como cuando D tiene otros valores.

Se observan una serie de configuraciones que ofrecen un buen comportamiento en cuanto a pérdidas de retorno se refiere. Especialmente, se observa que las configuraciones con D=4 y L=36 mm, y D=5 y L=36 mm ofrecen anchos de banda relativos del 36.77% y 30.97 % (respectivamente) a -15 dB.

5.3.2.2 – Medidas del diagrama de radiación:

Al contrario de lo que hemos hecho en el apartado anterior (5.3.2.1), sólo mostraremos el diagrama de radiación del elemento individual con configuración D=5 mm y L=34 mm y a diferentes frecuencias. El motivo de hacer esto es que, como se verá más adelante en el apartado 8.2.1.1, esta configuración es la que mejores resultados de ancho de banda ofrece cuando medimos el array completo.

Las medidas han sido realizadas en la cámara anecoica de la Universidad Politécnica de Madrid.

Hay que aclarar que las medidas relativas al elemento individual aislado han sido realizadas sin el plano reflector. La siguiente fotografía ilustra dicho proceso (Figura 5.36).

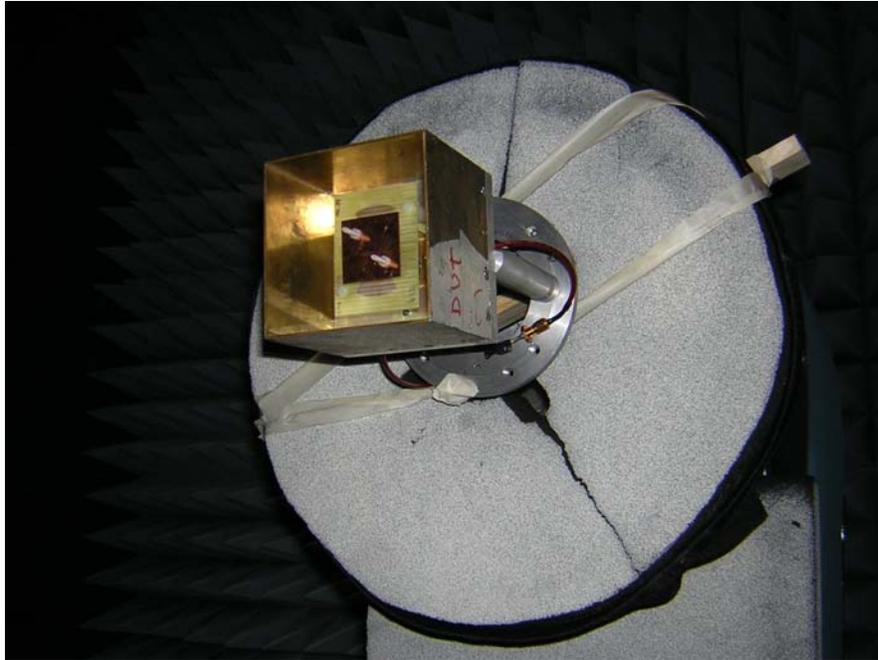


Figura 5.36 – Fotografía del elemento radiante unitario en la cámara anecoica.

Se muestran en primer lugar las mediciones en el plano $\phi=0^\circ$ y posteriormente las del plano $\phi=90^\circ$. Así mismo, para cada uno de ellos se mide la componente copolar y la componente contrapolar (CPC y XPC respectivamente). Los resultados han sido los siguientes:

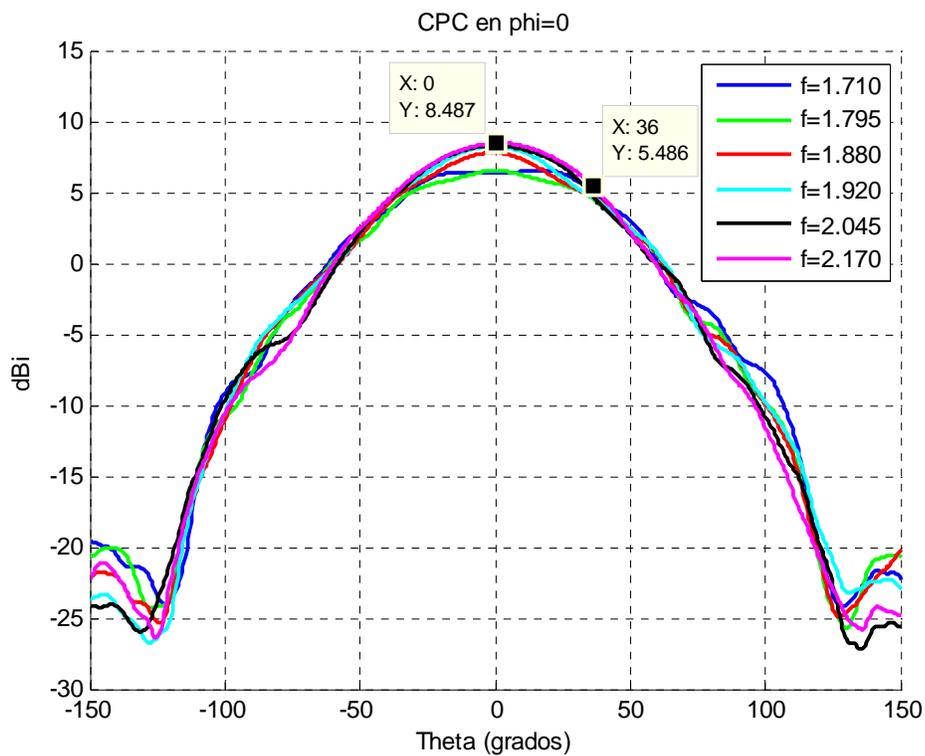


Figura 5.37 – Componente copolar en $\phi = 0^\circ$

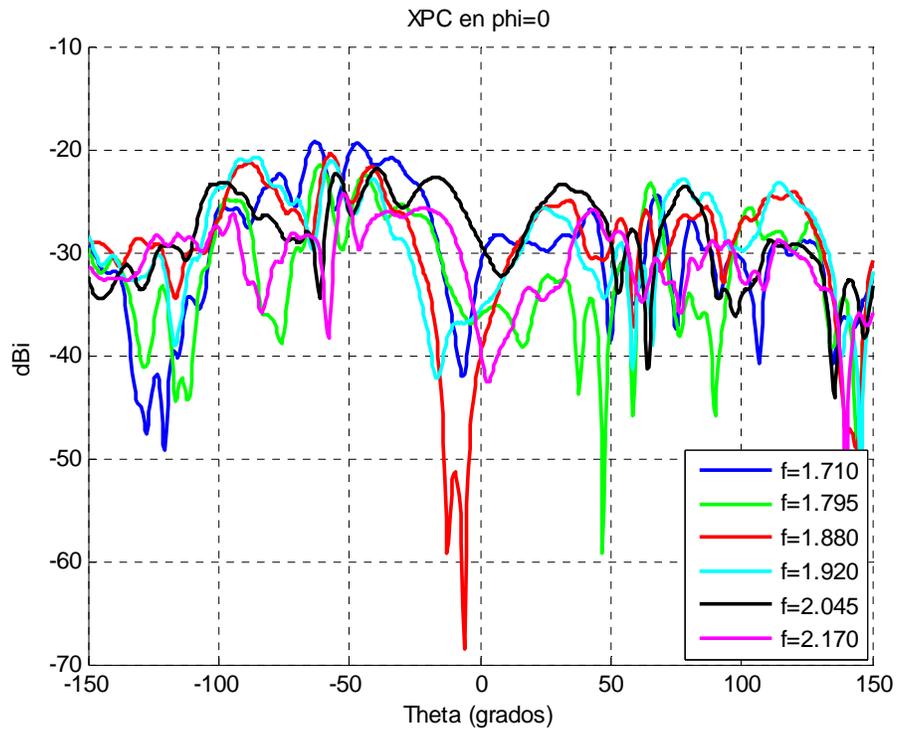


Figura 5.38 – Componente contra polar en $\phi = 0^\circ$

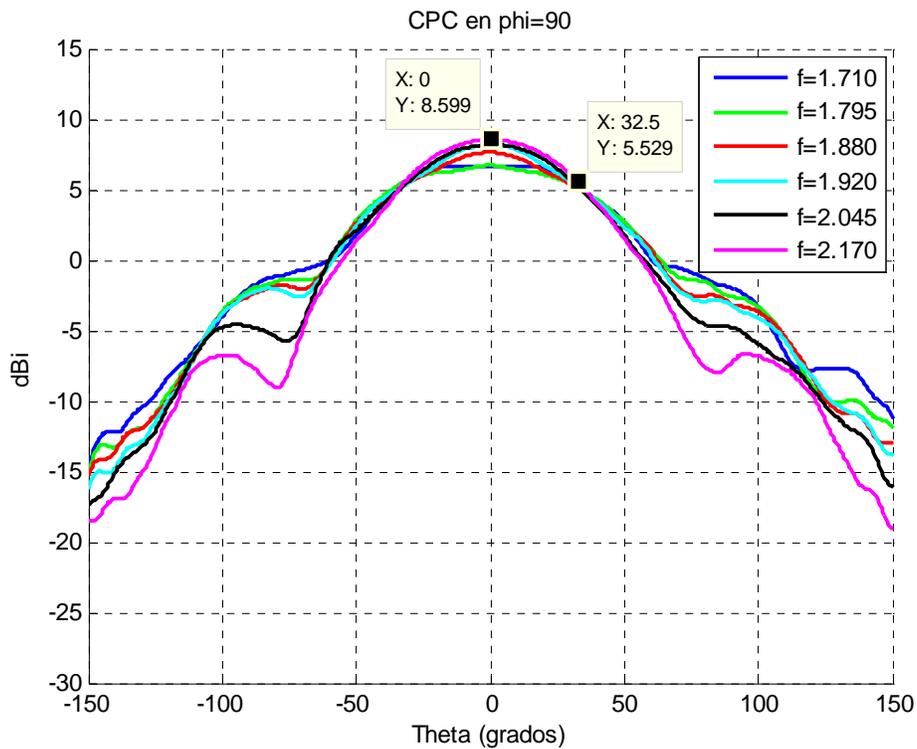


Figura 5.39 – Componente copolar en $\phi = 90^\circ$

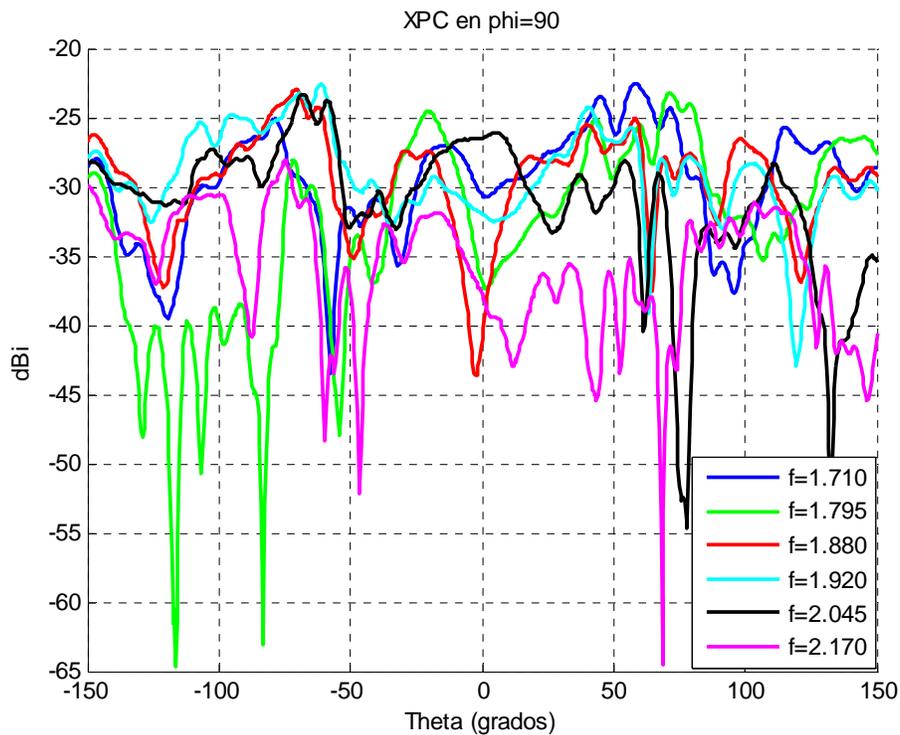


Figura 5.40 – Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$

Las curvas de la figura 5.37 muestran que el elemento individual, medido de manera aislada no cumple con las especificaciones iniciales de ancho de haz a -3 dB que se necesitan (este prototipo tan solo tiene 72° en $\phi = 0^\circ$). Hay que aclarar que estas medidas, aunque se hayan hecho con el peralte metálico explicado en el apartado 5.2.3.2, se han realizado sin plano reflector y puede que ésta sea la causa.

Contrastaremos este hecho más adelante en el apartado 8.2.1.

6 - DISEÑO DE LA RED DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA

6.1 - INTRODUCCIÓN

Un distribuidor de potencia es un circuito cuya finalidad es repartir adecuadamente la potencia introducida por la entrada a cada una de sus salidas que, en nuestro caso, serán cuatro (Figura 6.1).

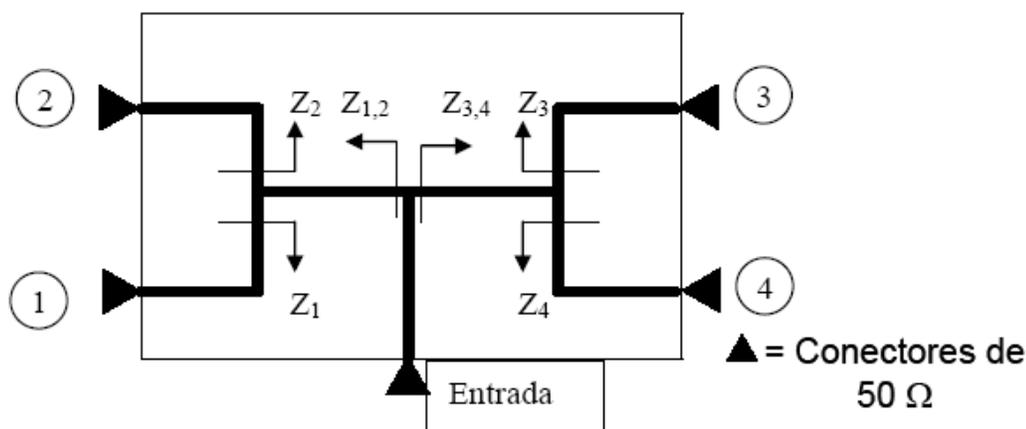


Figura 6.1 – Esquema del distribuidor de potencia

Para alimentar nuestro array de antenas de 2x2, en el caso de la antena de parches, o nuestro array lineal, en el caso de la antena de dipolos, usaremos un puerto coaxial de 50 Ω (con su correspondiente conector) unido a una red de distribución que ha de diseñarse para que la potencia sea repartida sobre los cuatro puertos de 50 Ω. Dichos puertos componen la salida de nuestra red de alimentación (Puertos 1, 2, 3 y 4 en la figura 6.1).

Se diseñarán y construirán dos redes de alimentación:

La primera red irá destinada a alimentar la antena de comunicaciones móviles y distribuirá las señales de salida de manera equitativa: con la misma potencia y con la misma fase todas ellas (De aquí en adelante le denominaremos distribuidor balanceado). Esta estructura de equiamplitud permite obtener la máxima directividad, aunque también genera unos lóbulos laterales más altos.

La segunda red de alimentación irá destinada a la antena de comunicaciones por satélite. Se trata de una red de distribución en la que la potencia de entrada estará

equitativamente distribuida entre los cuatro puertos de salida pero, sin embargo, cada uno de esos cuatro puertos tendrá la salida desfasada 90° respecto de la salida anterior. El objetivo de este distribuidor será compensar la rotación secuencial física de 90° (Fenómeno explicado en el apartado 4.4.2.1) que vamos a aplicar sobre los cuatro elementos radiantes del array, y tratar de demostrar si mejora la polarización circular de todo el conjunto.

Por tanto, el presente capítulo tendrá como finalidad la explicación detallada del diseño y construcción de dos distribuidores de potencia diferentes para alimentar los arrays de antenas que hemos diseñado y construido en los capítulos anteriores. Todo el diseño de ambas redes de alimentación se llevará a cabo con la herramienta ‘Advanced Design System 2004®’.

6.2 - ESPECIFICACIONES INICIALES

Para la implementación de la red de distribución, usaremos tecnología microstrip. Hemos de conocer de antemano el material que usaremos para construir nuestro distribuidor ya que la herramienta de simulación nos pide todos los datos referentes a dicho material.

Usaremos un sustrato denominado TLX9, con un grosor de 0.78 mm. Se trata de un material de pérdidas más bajas que el utilizado en el caso de los elementos radiantes de las antenas de parche y cuyas características aparecen reflejadas en la siguiente tabla:

TLX-9 TYPICAL VALUES					
Property	Test Method	Units	Value	Units	Value
Dielectric Constant @ 10 GHz	IPC-TM 650 2.5.5.5		2.50		2.50
Dissipation Factor @ 10 GHz	IPC-TM 650 2.5.5.5		0.0019		0.0019
Moisture Absorption	IPC-TM 650 2.6.2.1	%	<0.02	%	<0.02
Dielectric Breakdown	IPC-TM 650 2.5.6	kV	>60	kV	>60
Volume Resistivity	IPC-TM 650 2.5.17.1	Mohm/cm	10 ⁷	Mohm/cm	10 ⁷
Surface Resistivity	IPC-TM 650 2.5.17.1	Mohm	10 ⁷	Mohm	10 ⁷
Arc Resistance	IPC-TM 650 2.5.1	seconds	>180	seconds	>180
Flexural Strength Lengthwise	IPC-TM 650 2.4.4	lbs./in.	>23,000	N/mm ²	>159
Flexural Strength Crosswise	IPC-TM 650 2.4.4	lbs./in.	>19,000	N/mm ²	>131
Peel Strength (1oz copper)	IPC-TM 650 2.4.8	lbs./linear in.	12.0	N/mm	2.1
Thermal Conductivity	ASTM F 433	W/m/K	0.19	W/m/K	0.19
x-y CTE	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	9-12	ppm/°C	9-12
z CTE	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	130-145	ppm/°C	130-145
UL-94 Flammability Rating	UL-94		V-0		V-0

Tabla 6.1 – Valores típicos del sustrato TLX-9

En el caso de la alimentación de antenas, y sobre todo en las de tecnología microstrip, donde las pérdidas de potencia radiada son mayores, un punto importante es que la alimentación de sus elementos sea lo más pura posible

Para el primer distribuidor que diseñaremos, o distribuidor balanceado, se requiere que la alimentación de los cuatro puertos de los elementos radiantes sea completamente distribuida, las especificaciones en cuanto a salida de los puertos de la red de distribución deben de ser iguales, o lo que es lo mismo, que para las cuatro salidas la potencia y la fase de estas han de ser iguales respectivamente. Veámoslo en la siguiente tabla:

SALIDA 1		SALIDA 2		SALIDA 3		SALIDA 4	
dB	Fase	dB	Fase	dB	Fase	dB	Fase
0	X°	0	X°	0	X°	0	X°

Tabla 6.2 – Especificaciones de salida de la red de distribución balanceada

Para el segundo distribuidor, o distribuidor desfasado, la tabla anterior tiene la siguiente forma:

SALIDA 1		SALIDA 2		SALIDA 3		SALIDA 4	
dB	Fase	dB	Fase	dB	Fase	dB	Fase
0	X°	0	X°+90°	0	X°+180°	0	X°+270°

Tabla 6.3 – Especificaciones de salida de la red de distribución con salidas desfasadas

Otras especificaciones iniciales que debemos tener en cuenta son:

-Conseguir un tamaño reducido, ya que el material que se va a usar es relativamente caro y reducir su tamaño nos ayudará a reducir costes.

-Conseguir que las anchura de las pistas microstrip tenga un valor comprendido entre 0.5 y 4 mm. Si trabajamos con anchuras inferiores a 1mm tendremos muchas pérdidas de potencia, mientras que si por el contrario trabajamos con anchuras de línea superiores a 4mm, la propia pista trabajará como un elemento radiante,

-Evitar que la anchura de las pistas que van unidas a los conectores de los puertos de salida sea mayor de 4.1 mm, ya que en el momento de soldar la placa a los conectores, el estaño puede cortocircuitar.

6.3 - DISEÑO DEL DISTRIBUIDOR BALANCEADO

Los cálculos que hay que llevar a cabo son simples debido a la simetría de toda la red. Tan sólo hay que tener en cuenta que la impedancia de cada rama ha de ser la misma, y por tanto, las adaptaciones y modificaciones de esta que hagamos, también se deben mantener para todas las ramas. Una fácil demostración de esto se indica en los cálculos que se muestran a continuación:

$$\begin{aligned}P_2(\text{dB}) - P_1(\text{dB}) &= 0\text{dB} \\10 \log P_2 - 10 \log P_1 &= 0\text{dB} \\10 \log(P_2 / P_1) &= 0\text{dB}\end{aligned}$$

Como las salidas 1 y 2 están en paralelo (Figura 6.1), cae la misma tensión en cada rama $V_1 = V_2$:

$$\begin{aligned}\log(P_2/P_1) &= 0 \text{ dB} \\ \log(P_2/P_1) &= \log 10^0 \\ P_2/P_1 &= 10^0 \\ (V^2 / Z_2) / (V^2 / Z_1) &= 1 \\ Z_1/Z_2 &= 1\end{aligned}$$

$Z_2 = Z_1$

Para calcular la relación que hay entre Z_{12} y Z_{34} (Figura 6.1) procedemos de una manera muy similar. En la bifurcación en la que se unen los ramales laterales y el central de la entrada, al estar en paralelo de la misma manera que antes, la tensión que cae a la izquierda y la tensión que cae en la derecha es la misma: $V_{12} = V_{34}$

La potencia entregada a la izquierda es $P_{12} = P_1 + P_2$ y la potencia entregada a la derecha es $P_{34} = P_3 + P_4$.

$$\begin{aligned}V_{12}^2 &= V_{34}^2 \\ Z_{12} \times P_{12} &= Z_{34} \times P_{34} \\ P_{12} / P_{34} &= Z_{34} / Z_{12} \\ (P_1 + P_2) / (P_3 + P_4) &= Z_{34} / Z_{12}\end{aligned}$$

Ya que todas las potencias distribuidas han de ser la misma, se corrobora que las impedancias también lo han de ser.

6.3.1 - DISEÑO 1: DISEÑO DE PARTIDA

Partiremos de un diseño inicial básico al cual, una vez modificado, le iremos haciendo las pertinentes modificaciones para lograr que se adapte a las especificaciones de partida. Este distribuidor será diseñado sin tener en cuenta las limitaciones de tamaño.

Para conseguir que el circuito distribuya adecuadamente la potencia, han de establecerse las condiciones adecuadas de impedancias en los puntos que se indican en la figura 6.1. Dichos puntos son nodos de conexión entre dos estructuras que están en paralelo. Como se ha explicado al inicio del apartado 6.3, estableciendo la igualdad de tensión entre los mismos, es posible deducir las impedancias adecuadas para el reparto de potencia que se requiera en cada punto. Posteriormente será necesaria la introducción de los adaptadores en $\lambda/4$ adecuados para mantener la adaptación de la estructura.

6.3.1.1 – Proceso de adaptación

A continuación explicamos detalladamente el proceso seguido en el diseño del distribuidor.

Lo primero que hemos de tener en cuenta es que los conectores son de 50Ω , de modo que hemos de poner una pequeña pista colindante al borde de la placa para poder soldar el alma de dichos conectores a la placa. Hemos escogido un valor de longitud de 7 mm.

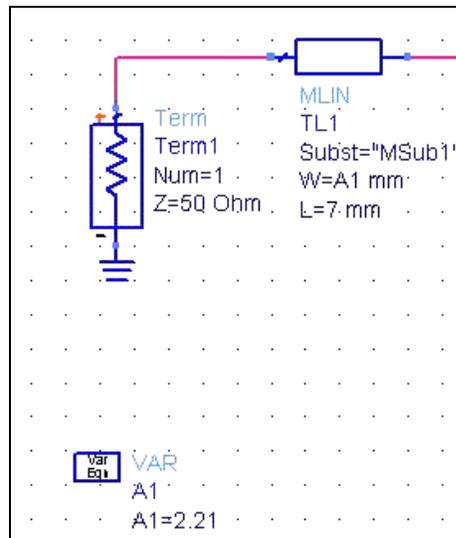


Figura 6.2 - Pista a la que se pretende soldar el conector

A continuación hemos de calcular la anchura de la pista de 50Ω . El valor de dicha anchura se calculará de un modo muy sencillo con una herramienta que posee ADS denominada LineCalc, y que permite determinar la longitud y la anchura de las pistas en función del valor del sustrato que usemos y de los valores de impedancia y longitud de onda con los que trabajamos. Para nuestro caso, la herramienta Linecalc nos da un valor de anchura de pista de 2.21 mm (Línea TL1 en la figura 6.2).

La apariencia y sencillez de dicha herramienta puede apreciarse en la siguiente captura de pantalla:

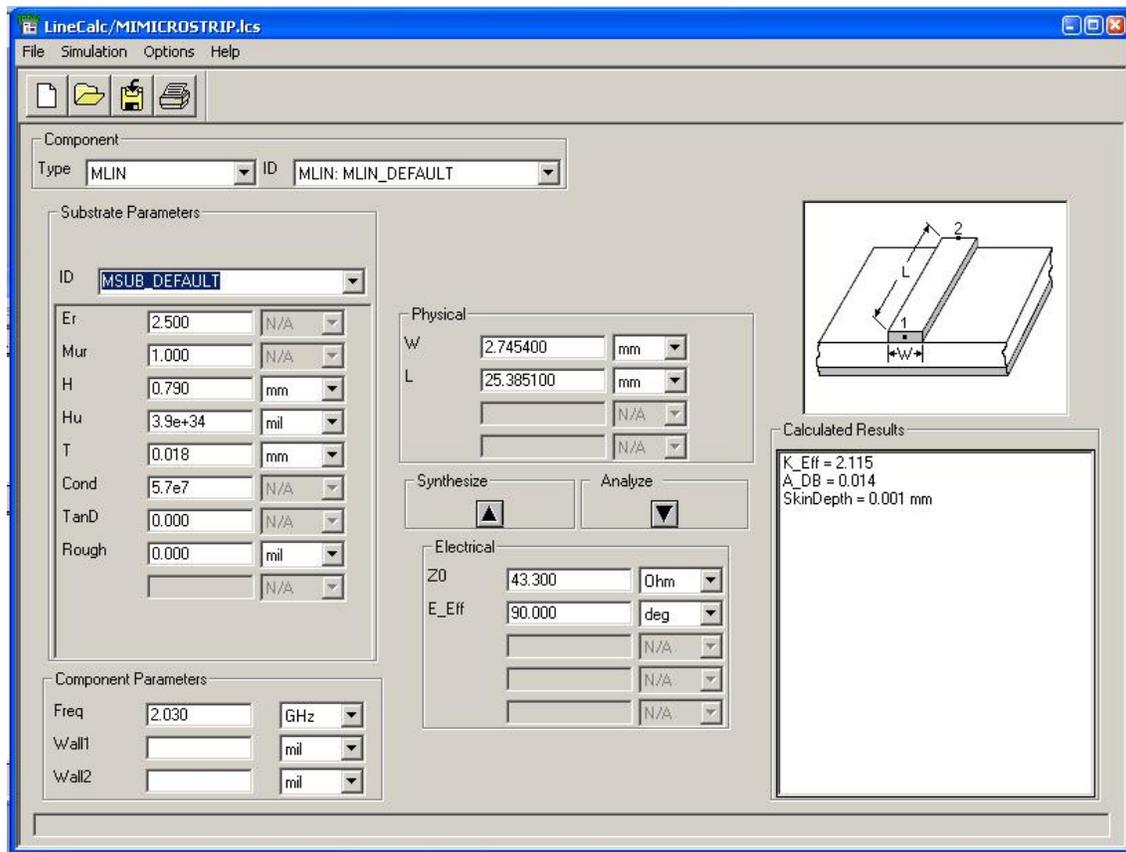


Figura 6.3 – Captura de pantalla de la herramienta LineCalc

Otra herramienta muy útil que posee ADS es "Tune", que permite afinar aún más en el proceso de adaptación de impedancias. Aquí mostramos una captura de pantalla de dicha herramienta:

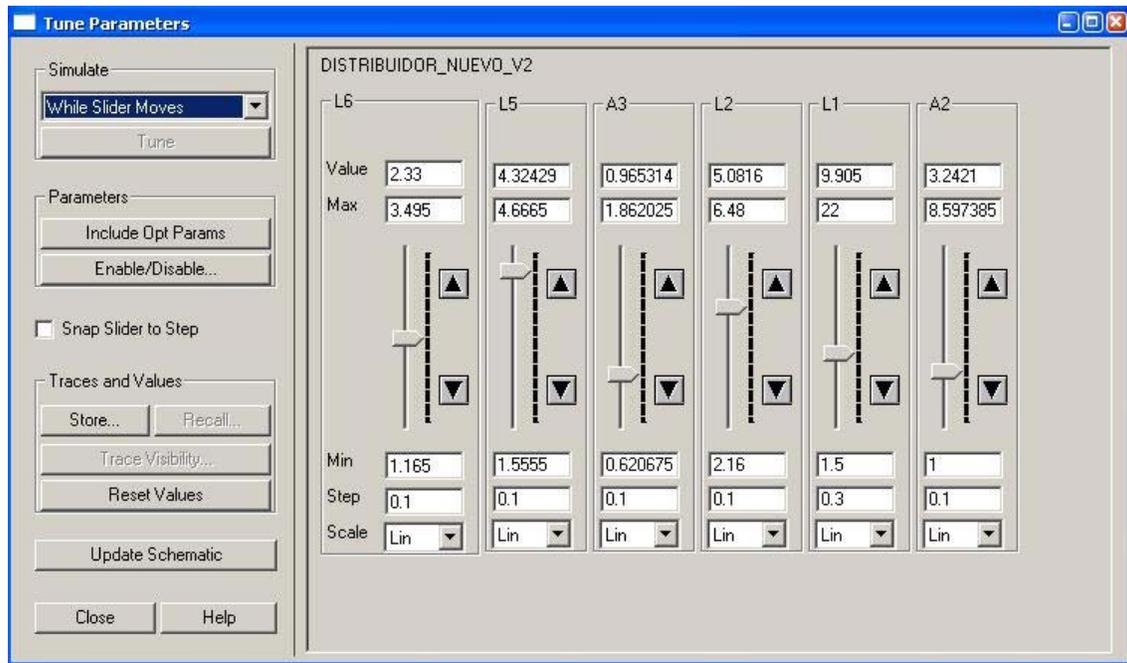


Figura 6.4 – Captura de pantalla de la herramienta Tune

De aquí en adelante, la anchura y longitud de todas las pistas y la correcta adaptación de cada tramo se calculará con estas dos herramientas.

Queremos que la impedancia en los puntos Z_{12} y Z_2 (Ver Figura 6.1) sea de 75Ω , y trataremos de lograrlo mediante dos adaptadores $\lambda/4$.

El primer adaptador $\lambda/4$ pasará de 50Ω a 62.5Ω y sus dimensiones serán :

- Anchura de pista: $A2= 1.86 \text{ mm}$
- Longitud de pista: $L2= 24 \text{ mm}$ (más la longitud del codo).
- Impedancia = $\sqrt{50 * 62.5} = 55.9 \Omega$

La figura 6.5 muestra una captura de pantalla en la que podemos apreciar que dicho adaptador está formado por los componentes TL2, BEND1 y TL3.

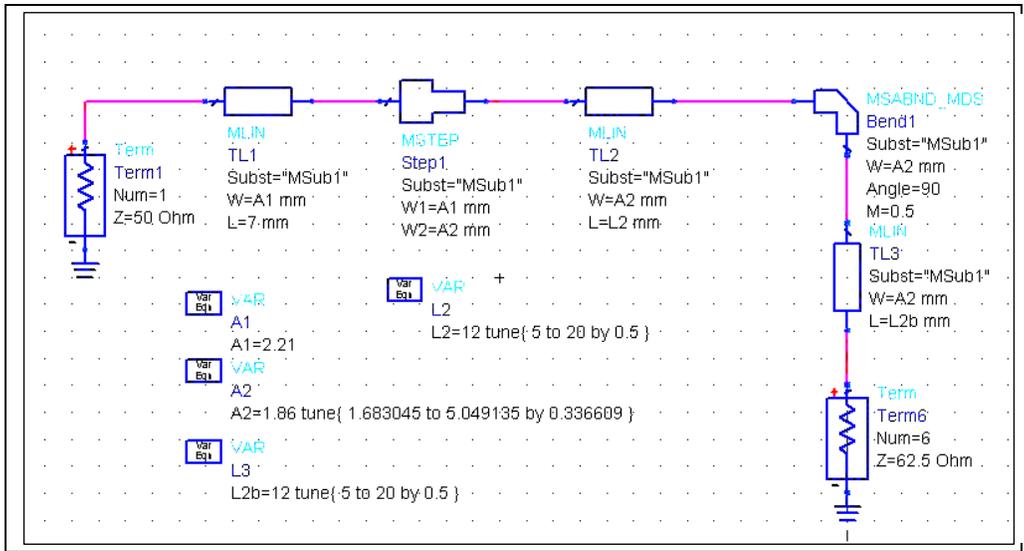


Figura 6.5 – Captura de pantalla del proceso de diseño en ADS

Veamos que la salida de nuestro circuito se encuentra adaptada:

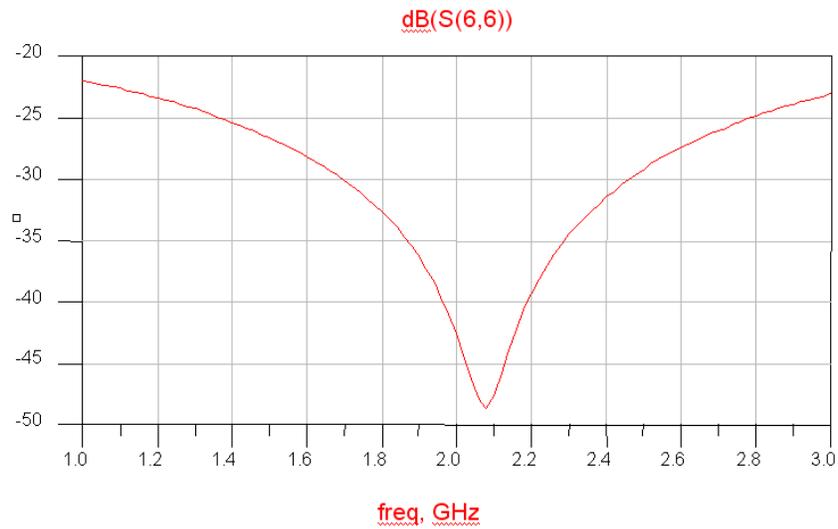


Figura 6.6 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada

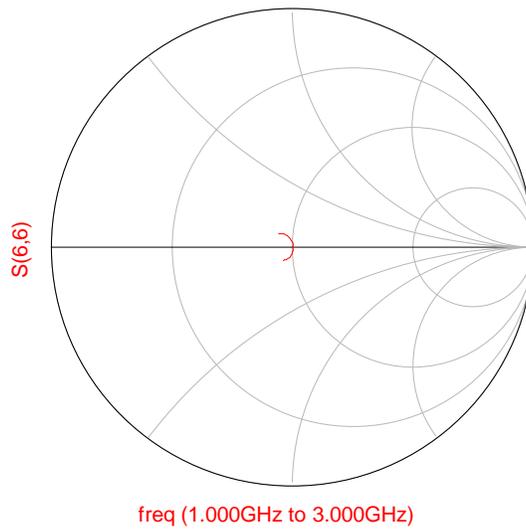


Figura 6.7 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada

Ambas gráficas revelan una buena adaptación de nuestra línea, sin embargo, vemos que tiene un comportamiento muy resonante, de modo que procedemos a insertar otro adaptador $\lambda/4$.

Realizamos el mismo proceso con el segundo adaptador $\lambda/4$, el cual hará una transformación de 62.5Ω a 75Ω , veámoslo en la siguiente imagen:

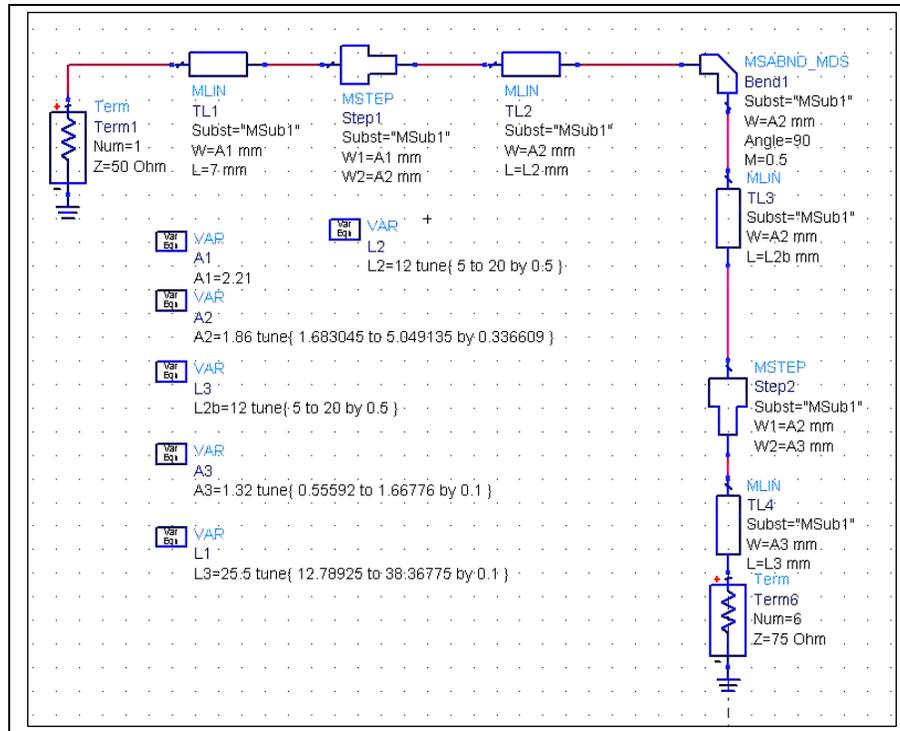


Figura 6.8 – Captura de pantalla de ADS de la línea con los dos adaptadores $\lambda/4$

Las dimensiones de la pista que acabamos de introducir son:

- Anchura: $A3=1.32$ mm
- Longitud: $L3=25.5$ mm
- Impedancia: $\sqrt{62.5 \cdot 75} = 68.46 \Omega$

Ahora comprobamos que está bien adaptado para continuar con el proceso:

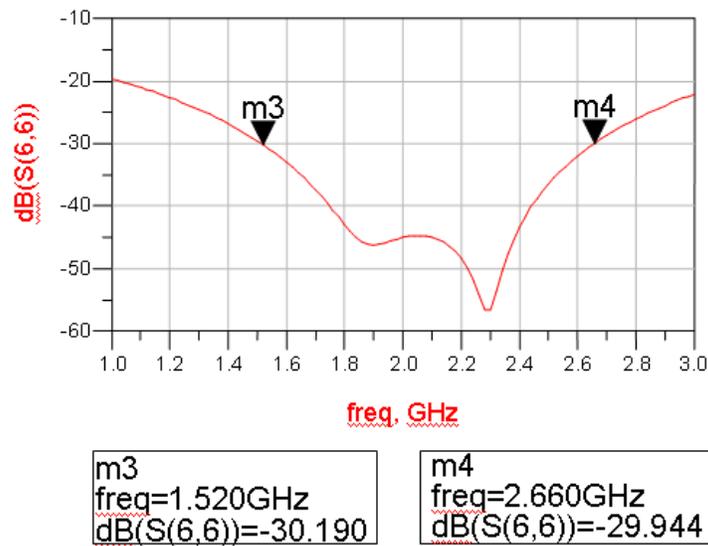


Figura 6.9 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada

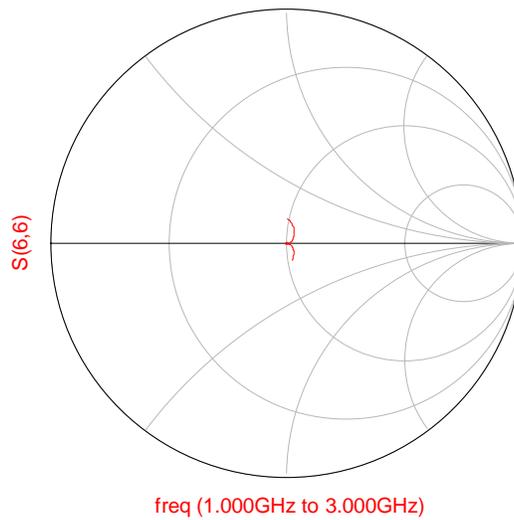


Figura 6.10 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada

Las gráficas mostradas arriba reflejan que la introducción del segundo adaptador supone para la línea un comportamiento menos resonante que si tuviéramos sólo uno, y el ancho de banda en reflexión a -30 dB mejora notablemente.

El siguiente paso es colocar la rama simétrica a la que hemos diseñado y comprobar que la impedancia resultante es el paralelo de dos líneas de 75Ω , es decir 37.5Ω . Veamos en la siguiente imagen la forma que va adquiriendo el circuito:

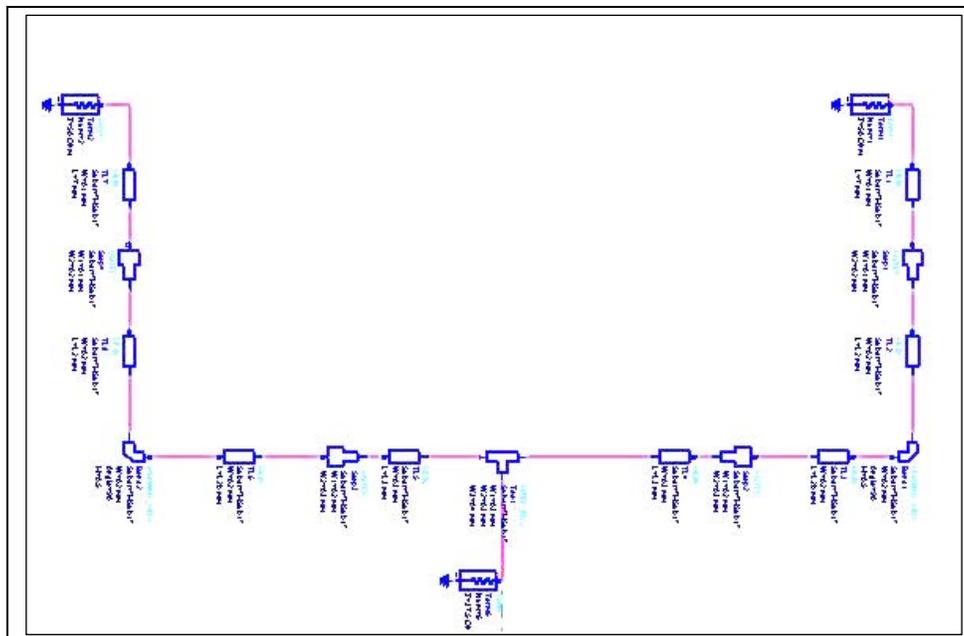


Figura 6.11 – Circuito en ADS con dos ramas del distribuidor

Y una vez más comprobamos que los valores tras la simulación son los esperados:

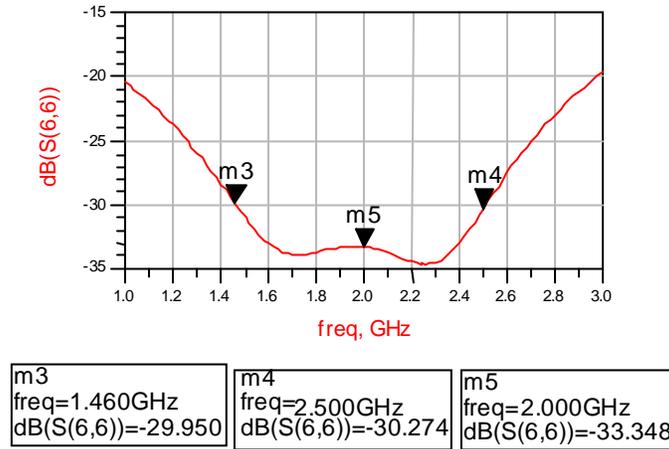


Figura 6.12 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada

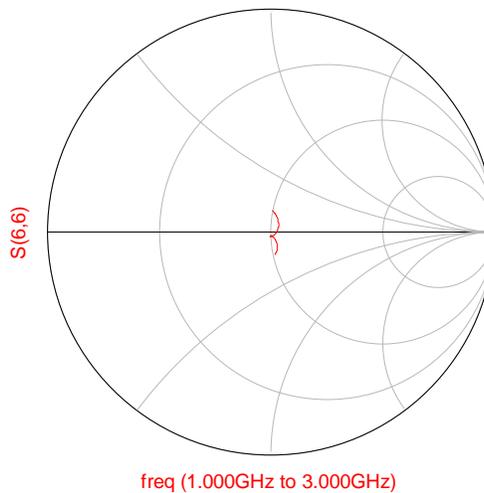


Figura 6.13 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada

Como podemos apreciar en las imágenes anteriores, la carta de Smith nos refleja una buena adaptación. Además tenemos un buen ancho de banda a -30 dB y en la frecuencia central de nuestro diseño la reflexión tiene un valor de -33 dB, podemos proseguir hacia delante.

Ahora incorporaremos otros dos adaptadores $\lambda / 4$ para conseguir que en el punto Z12 (Ver Figura 6.1) haya 75Ω . El primer adaptador pasará de 37.5Ω a 55Ω y el segundo adaptador pasará de 55Ω a 75Ω .

Usando la herramienta Linecalc y Tune de ADS llegamos a los siguientes valores de pista:

Para el primer adaptador:

-Anchura: $A4=2.5468 \text{ mm}$

-Longitud: $L4=27.4827 \text{ mm}$

-Impedancia: $\sqrt{37.5 * 55} = 45.41 \Omega$

Para el segundo adaptador:

-Anchura: $A5=1.4559 \text{ mm}$

-Longitud: $L5=26.12 \text{ mm}$

-Impedancia: $\sqrt{55 * 75} = 64.22 \Omega$

En la figura 6.14, se muestra una captura de pantalla de ADS con los dos adaptadores $\lambda / 4$; el primer adaptador corresponde al componente TL9 y el segundo adaptador se corresponde con el componente TL10.

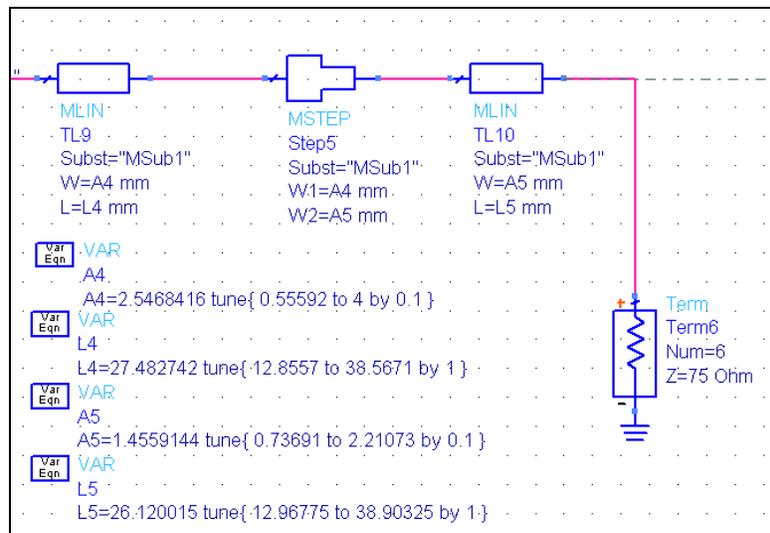
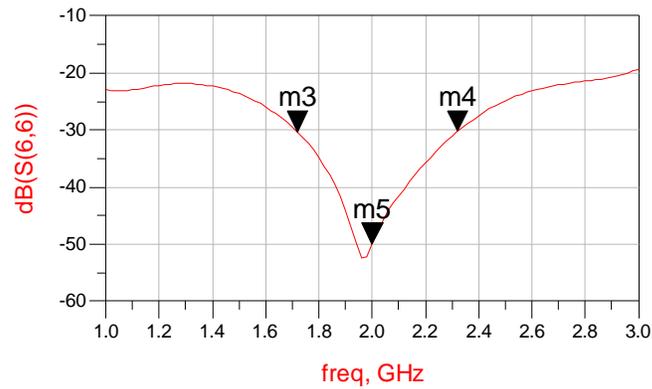


Figura 6.14 –Captura de pantalla del diseño en ADS

A continuación mostramos los resultados obtenidos en el extremo de la línea de transmisión tras el proceso de simulación (Figuras 6.15 y 6.16):



m3 freq=1.720GHz dB(S(6,6))=-30.351	m4 freq=2.320GHz dB(S(6,6))=-30.246	m5 freq=2.000GHz dB(S(6,6))=-49.909
-------------------------------------------	-------------------------------------------	-------------------------------------------

Figura 6.15 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada

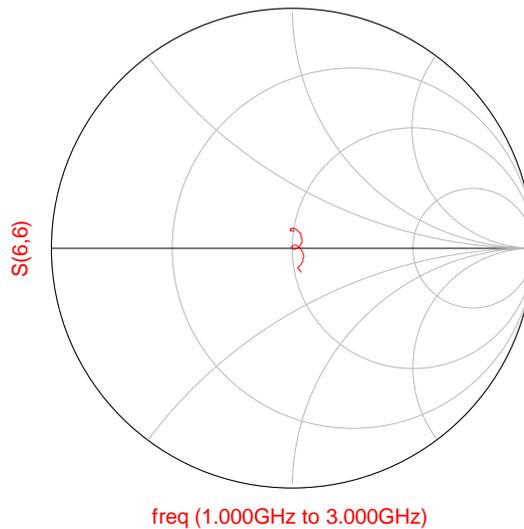


Figura 6.16 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada

Como en el apartado anterior, ahora toca unir las dos ramas ya juntas a sus otras dos ramas mediante una "T" (ver figura 6.17) y, como en los casos anteriores, comprobar que la impedancia obtenida es el paralelo de dos líneas de 75Ω , es decir 37.5Ω .

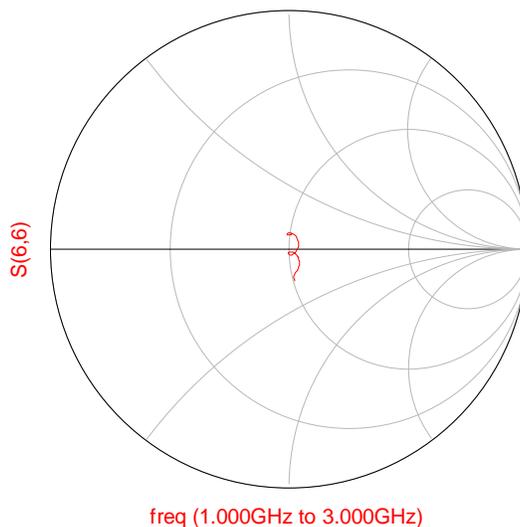


Figura 6.19 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada

Los resultados siguen siendo correctos, la carta de Smith revela una buena adaptación y la banda a la que trabajamos sigue estando por debajo de -30 dB. Ahora sólo falta el último paso que es poner las líneas que unirán las 4 ramas ya diseñadas, con la entrada del distribuidor. Usaremos otra vez dos adaptadores $\lambda / 4$ para pasar de 37.5Ω a 45Ω y de 45Ω a 50Ω . Las dimensiones de dichas pistas serán:

Para el primer adaptador (Componente TL21 en la figura 6.20):

-Anchura: $A_6=2.8613$ mm

-Longitud: $L_6=27.91$ mm

-Impedancia: $\sqrt{37.5*45} = 41.07\Omega$

Para el segundo adaptador (Componente TL22 en la figura 6.20):

-Anchura: $A_7=2.2998$ mm

-Longitud: $L_7=20.5644$ mm

-Impedancia: $\sqrt{45*50} = 47.43\Omega$

Como último paso, añadiremos una pista de 7 mm de longitud para facilitar la soldadura (Componente TL23 en la figura 6.20):

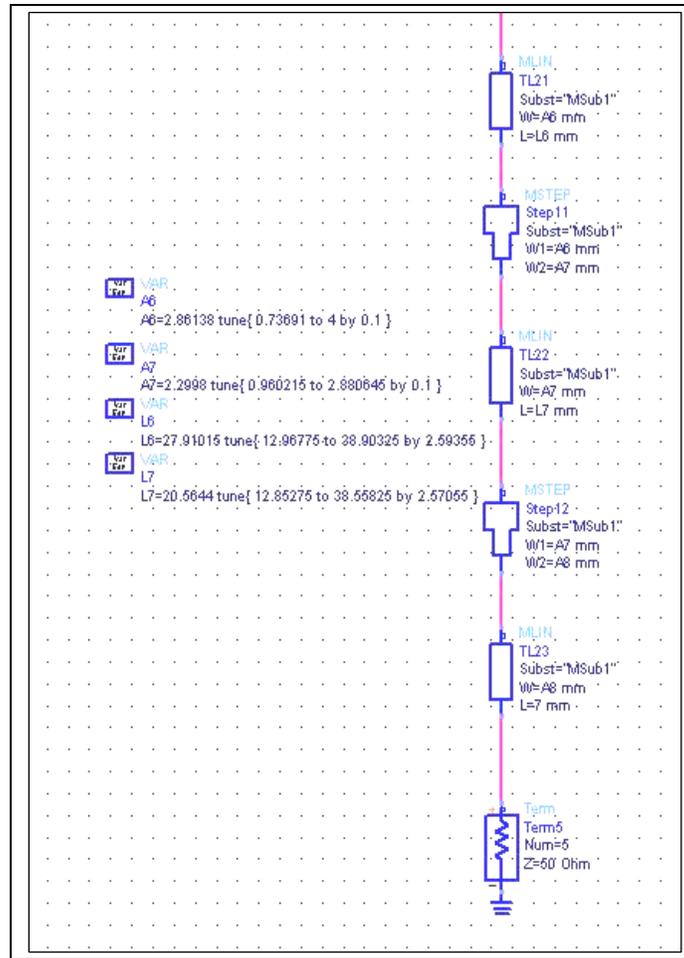


Figura 6.20 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada

Veamos los resultados finales del diseño completo del distribuidor tras el proceso de simulación y si cumplen con las especificaciones iniciales (Figuras 6.21 y 6.22):

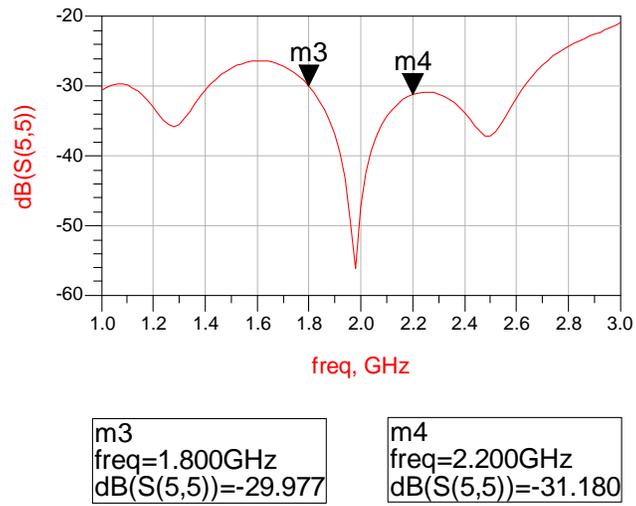


Figura 6.21 – Ancho de banda en reflexión de la línea diseñada

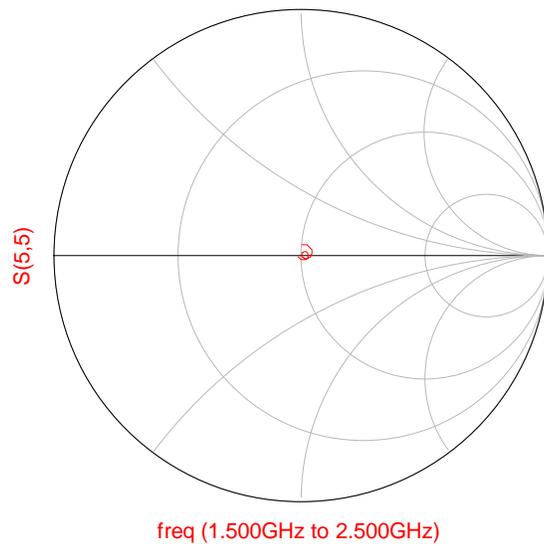


Figura 6.22 – Curva sobre la carta de Smith de la línea diseñada

Como cabía esperar, nuestro distribuidor está bien adaptado y el ancho de banda en el que opera tiene una reflexión inferior a -30 dB. Veamos si el reparto de potencia y el desfase entre las salidas es el correcto:

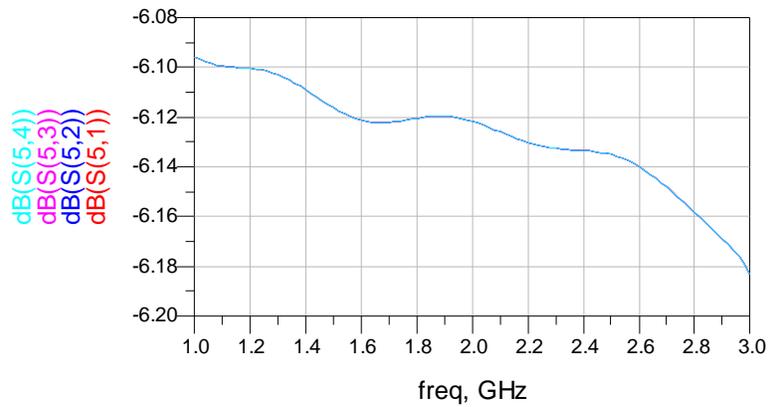


Figura 6.23 – Potencia en los puertos de salida

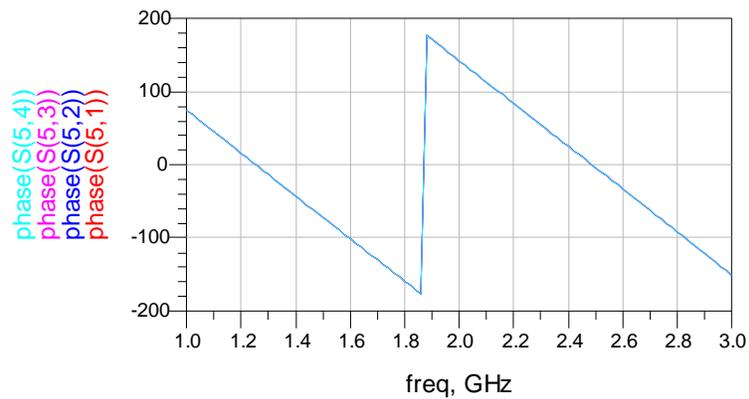


Figura 6.24 – Fase en los puertos de salida

Las cuatro curvas correspondientes a las cuatro salidas son iguales, por tanto podemos decir que nuestro distribuidor está perfectamente balanceado.

6.3.1.2 - Generación del Layout

Dado que las simulaciones matemáticas han resultado satisfactorias, podemos proceder a generar el layout de nuestro diseño. El distribuidor diseñado tendrá la siguiente forma:

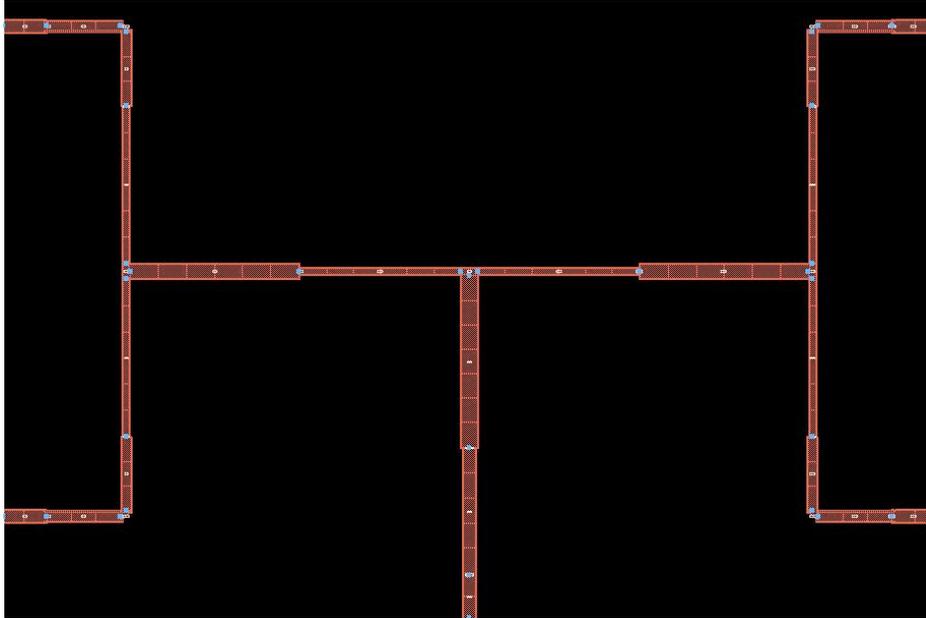


Figura 6.25 – Layout generado por ADS tras el proceso de diseño

Sus dimensiones son 151 mm de largo y 84 de ancho, es decir, 126'84 centímetros cuadrados. Se trata de unas dimensiones demasiado elevadas para nuestras pretensiones, deberemos por tanto hacer un nuevo diseño que además de cumplir con las características anteriores, tenga un tamaño mucho más reducido.

6.3.2 - DISEÑO 2: DISTRIBUIDOR BALANCEADO DE TAMAÑO REDUCIDO

El principal objetivo de este diseño será reducir lo máximo posible la superficie que ocupa el distribuidor, para así conseguir usar la menor cantidad posible de sustrato. Trataremos de conseguir esto de diferentes maneras:

-Cambiando las impedancias de las pistas en los puntos clave para usar el menor número de adaptadores posible y así reducir la longitud de las pistas.

-Curvando las pistas que antes eran totalmente rectas y dándoles forma de meandros.

La primera opción nos lleva a una configuración en la que en el punto Z_1 (Ver Figura 6.1) tiene una impedancia de 50Ω , para así aprovechar la unión con los conectores y evitar usar adaptadores. Por otro lado, sería conveniente que en el punto $Z_{34} = Z_{12}$ la impedancia sea de 100Ω . Como el paralelo de Z_{12} y Z_{34} es 50Ω , podemos conectarlo directamente a un conector y así ahorrarnos otra etapa adaptadora. Esta configuración es la que menos adaptadores nos permite usar.

La segunda opción que tenemos para lograr los objetivos iniciales es un proceso tedioso y complicado. Implica el uso de numerosos codos así como el uso constante de la herramienta tune para modificar longitudes sin que las buenas características de nuestro distribuidor se vean mermadas.

En el proceso de diseño explicado a continuación, tratamos de combinar ambas formas de optimización de la mejor manera posible.

6.3.2.1 – Proceso de adaptación

Dado que los conectores son de 50Ω , las pistas a los que los conectaremos serán también de 50Ω . Estas serán las pistas desde las que empezaremos nuestro diseño. Dado que ahora tenemos dos ramas de 50Ω , el punto en el que se unen (La “T” en la figura 6.23) será el paralelo de estas dos ramas, por tanto a la salida de la “T”, tendremos una impedancia de 25Ω . Veámoslo en la siguiente imagen:

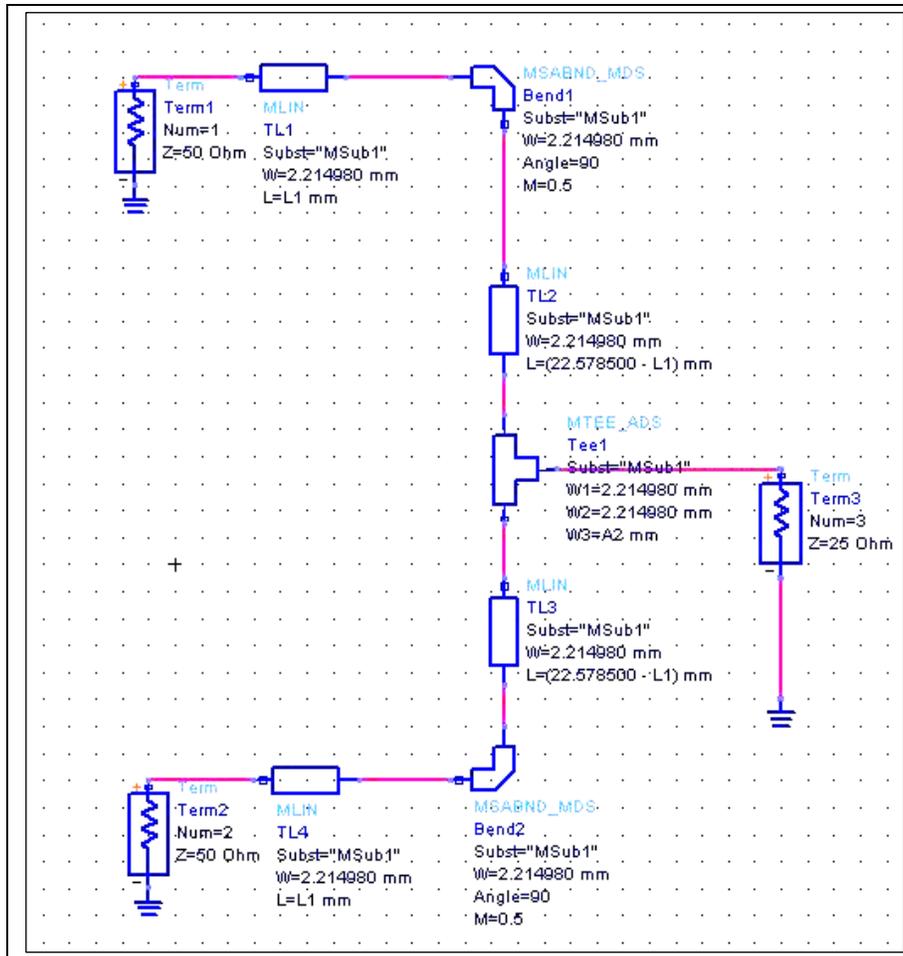


Figura 6.26 – Proceso de diseño en ADS del distribuidor balanceado reducido

Hemos conseguido quitarnos una pista adaptadora de 25 mm de longitud respecto al diseño anterior, y tal y como se muestra en la carta de Smith de la figura 6.27, la adaptación sigue siendo muy buena.

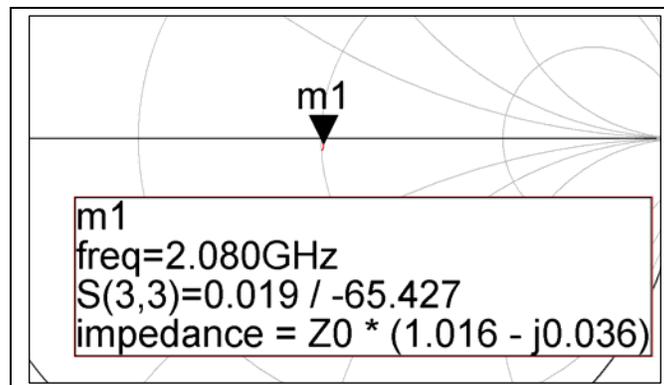


Figura 6.27 – Curva sobre la carta de Smith de la línea de transmisión

El siguiente paso es conseguir que en el punto Z_{12} haya 100Ω . Pasar de los 25Ω de impedancia que hay a la salida de la “T”, a los 100Ω de impedancia en el punto Z_{12} es un salto muy grande. Usar un solo adaptador nos producirá resultados indeseados en el sentido de que nuestro circuito se comportará de un modo muy resonante, así que trataremos de usar dos adaptadores $\lambda / 4$. Estos dos adaptadores no serán pistas rectas, como en el diseño anterior, sino que estarán curvadas para tratar de que ocupen lo menos posible.

El primer adaptador pasará de 25Ω a 65Ω y el segundo pasará de 65Ω a 100Ω .

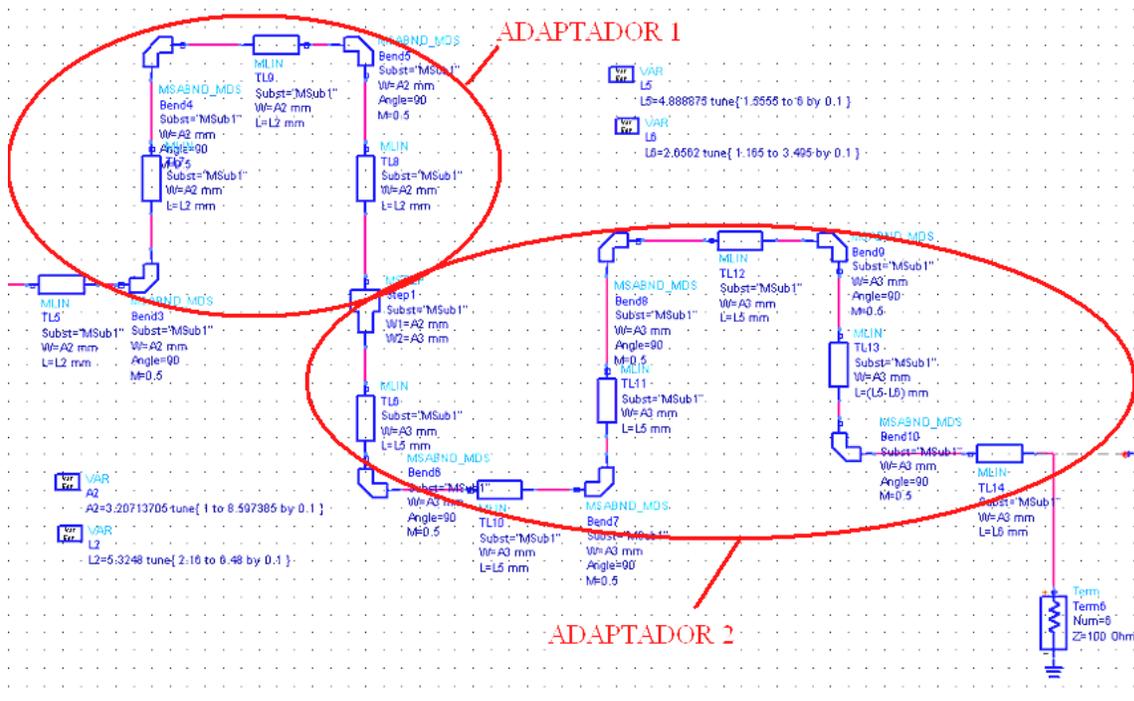


Figura 6.28 – Proceso de diseño en ADS tras introducir los dos adaptadores

El proceso seguido para determinar la longitud de cada uno de los tramos de los adaptadores es muy similar al seguido en el diseño 1, es por este motivo que omitiremos la explicación omitiremos en este apartado. La forma que adquieren los adaptadores en ADS se muestra en la figura 6.25.

Con los adaptadores introducidos, debemos verificar que la impedancia en el extremo de la línea de transmisión es de 100Ω y que por tanto, está correctamente adaptada. Tras poner una terminación de 100Ω en dicho extremo y simular, el resultado es el siguiente (figuras 6.29 y 6.30):

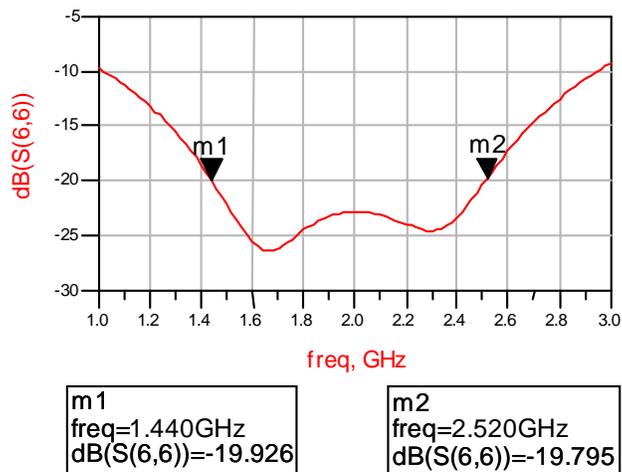


Figura 6.29 – Ancho de banda en reflexión de la línea de transmisión

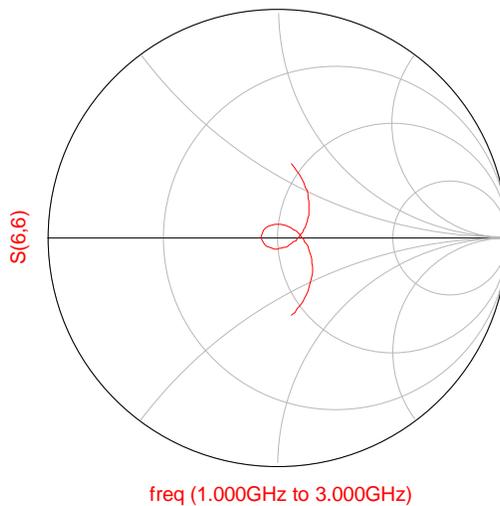


Figura 6.30 – Curva sobre la carta de Smith de la línea de transmisión

Comparando los resultados de las simulaciones de los dos diseños, podemos apreciar cómo un salto tan grande de impedancias (de 25 Ω a 100 Ω) provoca un empeoramiento en la adaptación y en la reflexión en nuestra banda de trabajo.

El siguiente paso es unirlo con la rama simétrica con una "T" e introducir la pista de 50 Ω que irá unida al conector.

Aún queda un último paso para conseguir reducir todavía más las dimensiones de nuestro circuito distribuidor. Dado que las pistas que van unidas a los conectores son todas

iguales, podemos acortarlas en un cierto porcentaje sin que ello afecte a la correcta adaptación de nuestro circuito.

De este modo, la pista que va unida al conector de la entrada ha sido acortada 10.57 mm y las pistas que van unidas a los conectores de salida han sido acortadas 5.57 mm. El circuito tendrá la forma que se ven en la imagen:

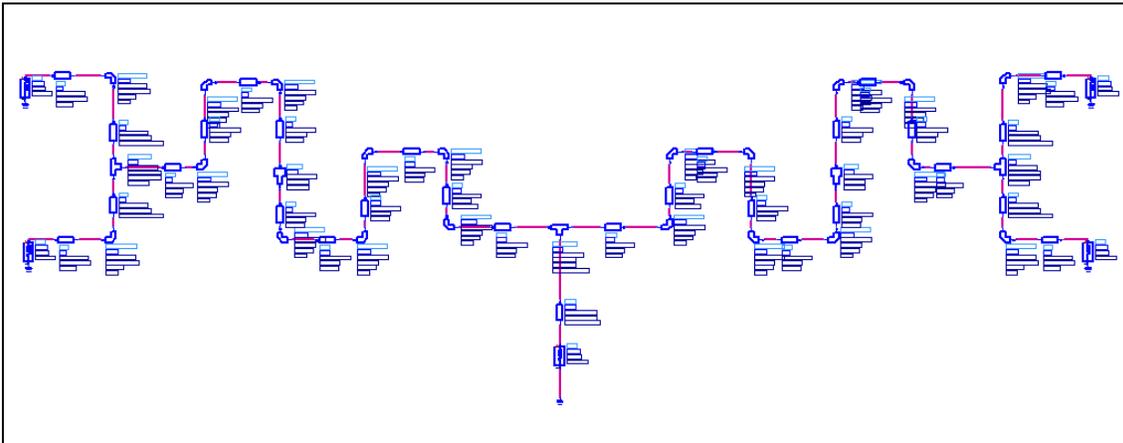


Figura 6.31 – Diseño final en ADS del circuito distribuidor de potencia

Después de todos estos cambios, procedemos a la simulación de nuestro elemento final. Las características de este nuevo diseño son las siguientes:

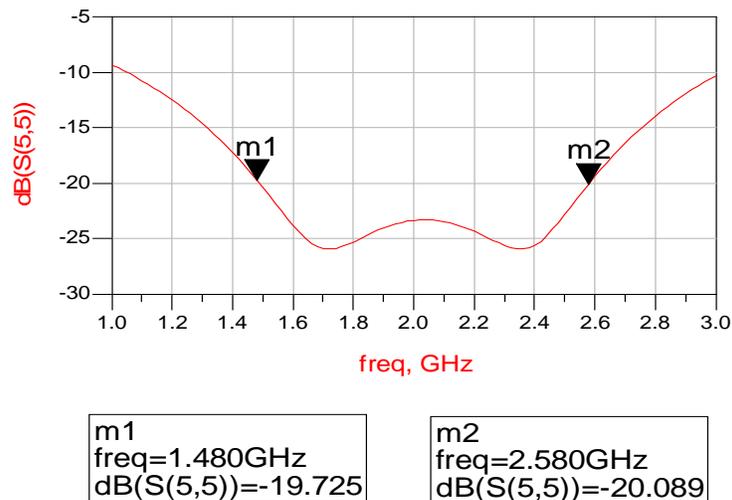


Figura 6.32 – Ancho de banda en reflexión del distribuidor balanceado

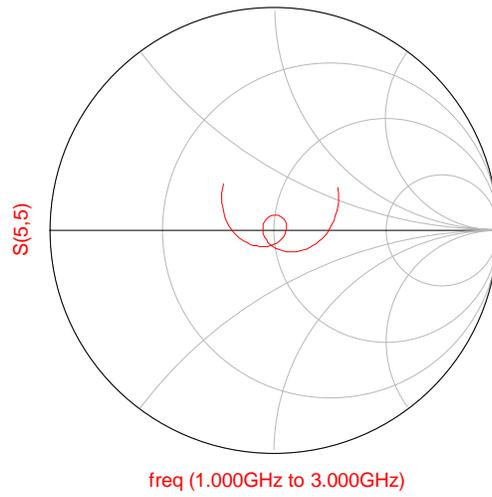


Figura 6.33 – Curva sobre la carta de Smith de la reflexión en el puerto de entrada

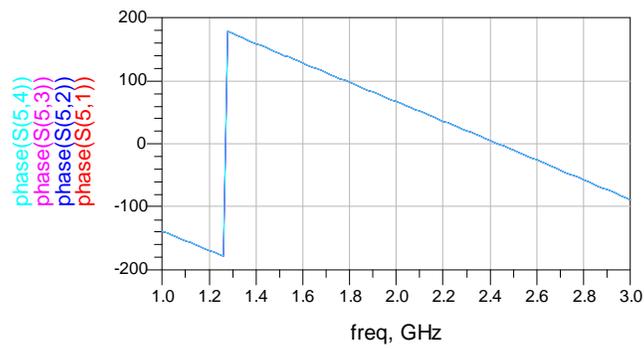


Figura 6.31 – Curvas de fases en los puertos de salida

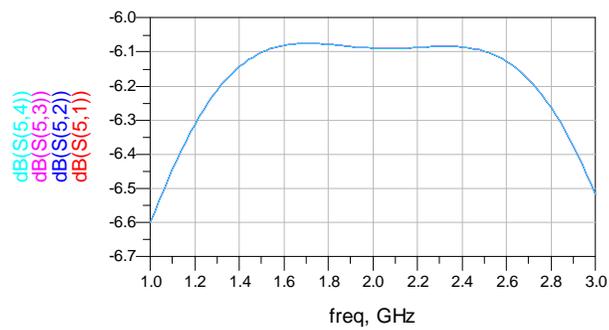


Figura 6.34 – Curvas de reparto de potencia en los puertos de salida

Como podemos observar, los curvas con los resultados de las simulaciones son ligeramente peores a las del diseño de partida, pero es algo lógico teniendo en cuenta que en el primer diseño no teníamos limitación de espacio, todas las pistas eran rectas y podíamos poner tantas pistas como quisiéramos. A pesar de ello, el diseño cumple con las especificaciones iniciales en lo que se refiere a adaptación, ancho de banda en reflexión y reparto de potencia y fase.

6.3.2.2 – Generación del layout y simulación electromagnética:

Procedemos a hacer la simulación electromagnética para contrastar resultados con la simulación por modelado empírico:

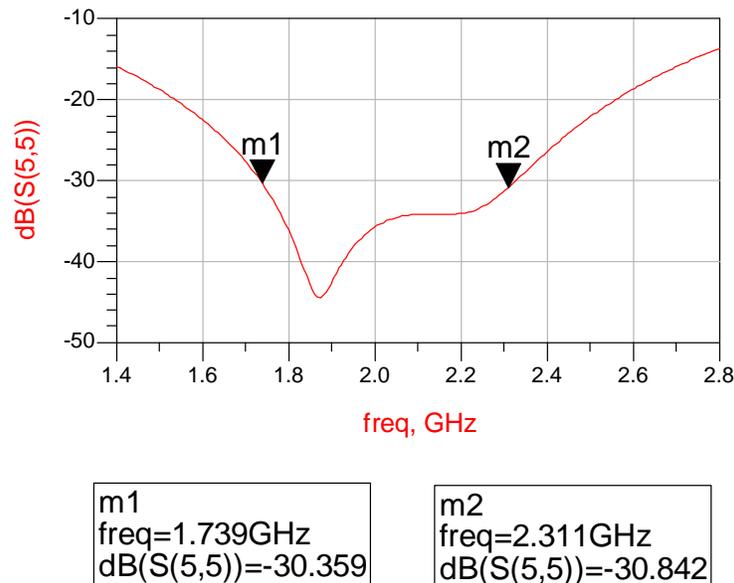


Figura 6.35 – Ancho de banda en reflexión del distribuidor balanceado (Simulación electromagnética)

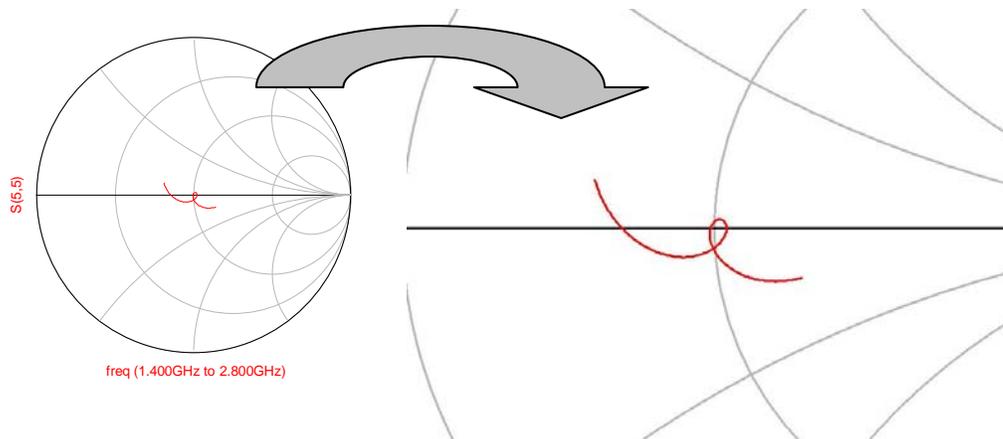


Figura 6.36 – Adaptación del distribuidor balanceado (Simulación electromagnética)

La simulación electromagnética nos da unos resultados aún mejores que la simulación por modelado empírico, consiguiéndose unos parámetros de reflexión en el puerto de entrada por debajo de -30 dB en un ancho de banda superior al necesario. Así mismo, la carta de Smith nos refleja una buena adaptación de nuestro circuito a los 50 Ω deseados.

Dado que ambas simulaciones son relativamente similares y han dado resultados positivos, podemos dar por válido este diseño y seguir adelante con él.

Generar el layout de nuestro diseño con la herramienta ADS nos da una idea de la forma que tendrá el mismo tras su construcción. Lo podemos apreciar en la imagen que mostramos a continuación:

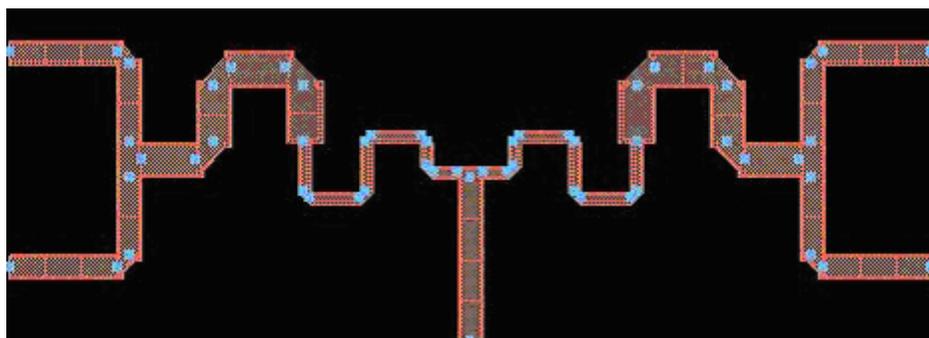


Figura 6.37 – Plano del circuito tras la generación del layout en ADS

Las dimensiones se han reducido notablemente. Ahora nuestro circuito tiene 85 mm de largo por 22 mm de ancho. Es decir, sin contar con el margen de placa que dejamos en los bordes, nuestro circuito ocupa una superficie de 18.70 centímetros cuadrados.

Para hacernos una idea de lo mucho que se ha reducido el tamaño de la placa, en comparación con el diseño anterior, hemos usado tan sólo el 14,77% de la superficie de placa usada en el diseño anterior, ahorrándonos un 85,23%.

Veamos las dimensiones reales de la placa y de las pistas del circuito:

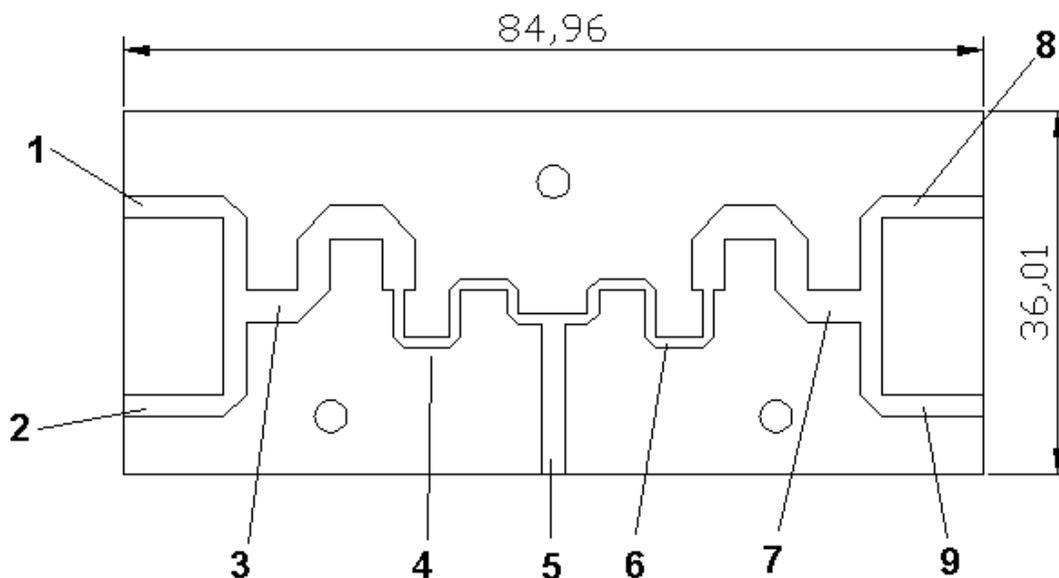


Figura 6.38 – Esquema indicador de las pistas del circuito

PISTA	LONGITUD * ¹ (mm)	ANCHURA (mm)	Nº de codos	IMPEDANCIA (Ohm)
1	17	2.21498	1	50
2	17	2.21498	1	50
3	20.324	3.2421	3	40.31
4	23	1.079	5	80.62
5	15	2.21498	0	50
6	23	1.079	5	80.62
7	20.324	3.2421	3	40.31
8	17	2.21498	1	50
9	17	2.21498	1	50

Tabla 6.4 – Tabla con las dimensiones y número de codos de cada pista.

*¹: Las longitudes de pista no incluyen los codos introducidos en el diseño.

6.4 - DISEÑO DEL DISTRIBUIDOR DESFASADO

6.4.1 - ESPECIFICACIONES INICIALES:

Se requiere que haya un desfase de 90° entre puertos correlativos, es decir, si tomamos el puerto 1 como referencia, en el puerto 2 tiene que salir la señal con 90° de desfase, en el puerto 3 con 180° y en el puerto 4 con 270° .

El reparto de potencia se mantiene como en los diseños anteriores, es decir, tiene que ser equitativo entre cada puerto.

El ancho de banda de trabajo y el requisito de conseguir un distribuidor de tamaño reducido se siguen manteniendo, de modo que podemos partir del diseño del distribuidor reducido del apartado anterior.

Se valoran 3 posibles configuraciones:

-Configuración 1

Introducir una línea $\lambda / 4$ en el puerto 2, dos líneas $\lambda / 4$ en el puerto 3 y 3 líneas $\lambda / 4$ en el puerto 4. De este modo, cada línea introduce un desfase de 90° en el puerto en el que se coloca. Las especificaciones iniciales relativas al desfase entre puertos se habrían cumplido, pero el espacio que ocuparía dicha configuración sería excesivo comparado con otras configuraciones.

-Configuración 2

Introducir una línea $\lambda / 4$ en el puerto 2, dos líneas $\lambda / 4$ comunes a los puertos 3 y 4 y un último adaptador $\lambda / 4$ en el puerto 4. Con esta configuración introducimos sólo 4 líneas en vez de 6 como en el apartado anterior. Puede ser una buena solución, pero tratar de adaptar tantas líneas puede ser un proceso complicado y cuyos resultados no sean los esperados.

-Configuración 3

Introducir una línea $\lambda / 4$ en los puertos 2 y 4, y poner una pista de longitud $\lambda / 2$ común a los puertos 3 y 4. Los objetivos de desfase entre puertos se siguen cumpliendo con esta configuración y puede ser la alternativa más sencilla ya que sólo hay que introducir tres líneas nuevas respecto al diseño del distribuidor reducido del apartado anterior y su proceso de adaptación puede resultar más exitoso.

6.4.2 - PROCESO DE ADAPTACIÓN

Optamos por la configuración 3. El proceso de adaptación seguido es muy similar a los seguidos anteriormente, de modo que lo explicaremos de la manera más escueta posible y sin detenernos en cada paso seguido.

Antes de proceder a la introducción de adaptadores, hemos de cambiar la configuración de la impedancia de algunas de las pistas, en concreto, hemos de cambiar la impedancia en los puntos Z_{12} y Z_{34} (Ver Figura 6.1).

En el diseño anterior en esos dos puntos había 100Ω y ahora queremos que en esos puntos haya 75Ω respectivamente. El objetivo de este cambio es reducir el salto tan fuerte de impedancias del diseño anterior para conseguir una adaptación menos resonante y con un ancho de banda mayor.

Si en el diseño anterior usábamos dos adaptadores $\lambda / 4$ para pasar de 25Ω a 62.5Ω y de 62.5Ω a 100Ω , en este diseño los saltos van de 25 a 50 y de 50Ω a 75Ω .

Así pues, se va a cambiar la anchura de estas dos pistas (Pistas 3 y 4 en la figura 6.34, y sus simétricas, las pistas 6 y 7) y se va a introducir una pista de longitud $\lambda / 2$ entre las pistas 5 y 6 (Figura 6.38). Los nuevos valores de anchura y longitud de esas pistas aparecen reflejados en la tabla 6.5.

El primer paso ha sido introducir una línea $\lambda / 4$ en las ramas de los puertos 2 y 4, esta línea tendrá la siguiente forma (Componentes TL33, TL32, TL31, TL34 TL45, Bend2, Bend21, Bend22 y Bend23 en el diseño de ADS):

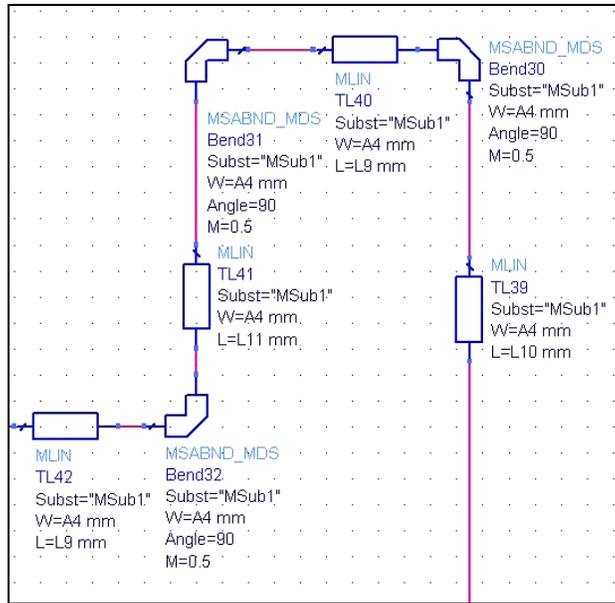


Figura 6.40 – Introducción del adaptador $\lambda / 2$

El último paso ha sido unir la "T" que une las 2 ramas con el puerto de entrada. Dado que en este diseño $Z_{12} = Z_{34} = 75 \Omega$, ahora tenemos 37.5Ω (el paralelo de dos ramas de 75Ω) de impedancia a la salida de la "T" y será necesario hacer una adaptación a los 50Ω de impedancia del puerto de entrada. La adaptación se hará mediante dos pistas: una pista pasará de 37.5Ω a 42Ω y la otra de 42Ω a los 50Ω finales del puerto de entrada. (Las dimensiones de dichas pistas figuran en la tabla 6.5)

El diseño final tiene la siguiente forma:

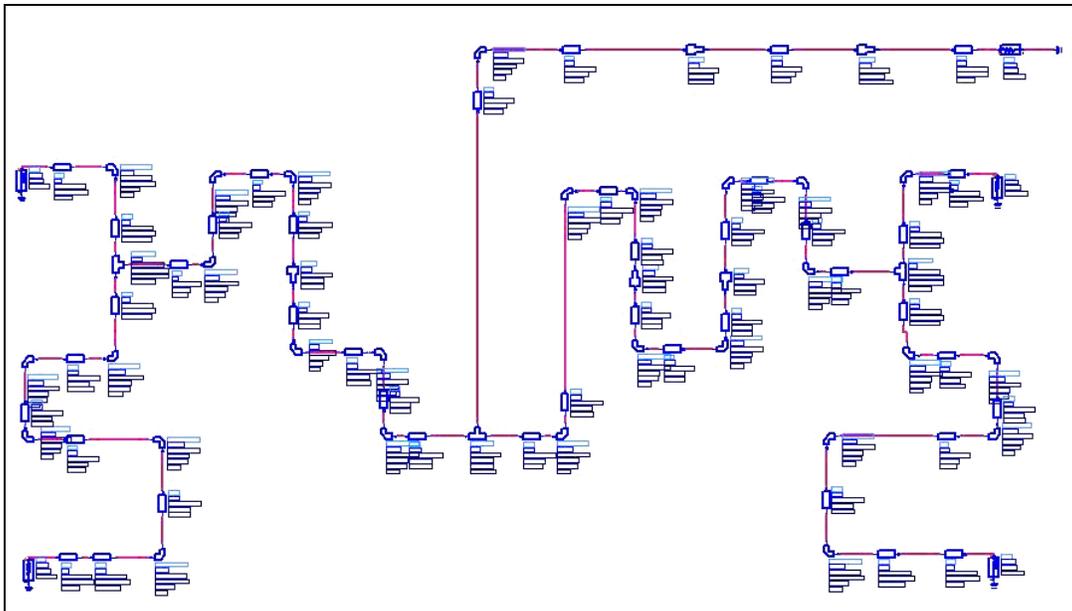


Figura 6.41 – Diseño final en ADS del distribuidor desfasado

Una vez hecho el diseño final, hemos de simular para ver si realmente nuestro diseño cumple con las especificaciones iniciales. Realizaremos una simulación por modelado empírico y posteriormente, otra electromagnética, para ver que cuadran, y mostraremos los datos relativos a ancho de banda en reflexión, carta de Smith, desfases y reparto de potencia.

Resultados de la simulación por modelado empírico:

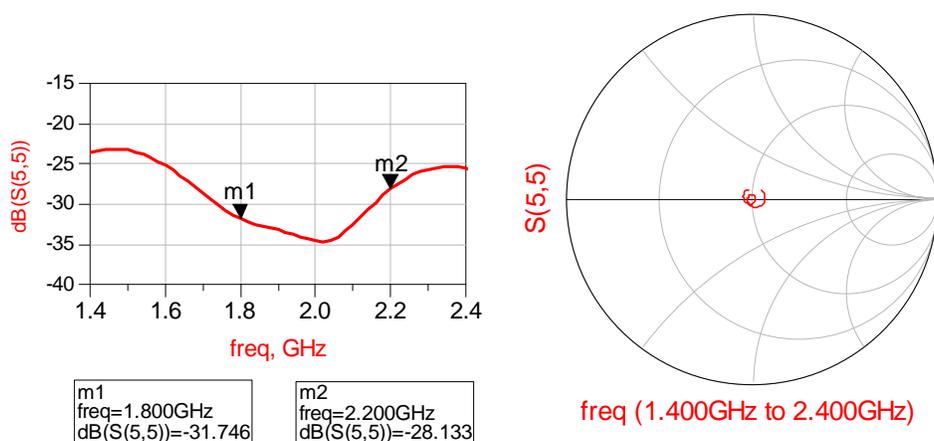


Figura 6.42 – Ancho de banda en reflexión y carta de Smith del distribuidor desfasado

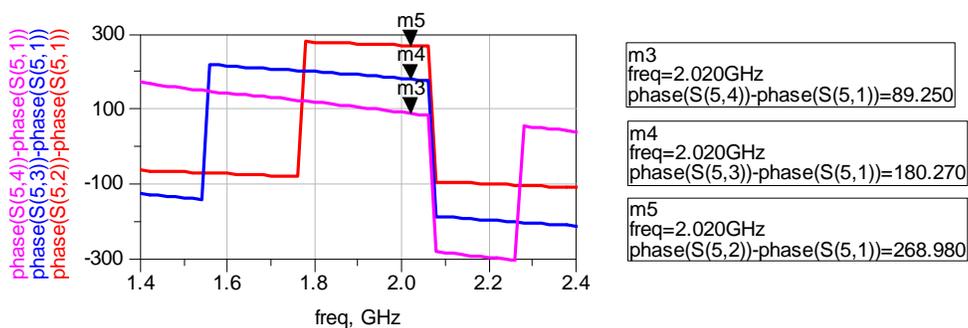


Figura 6.43 – Desfases relativos respecto del puerto 1

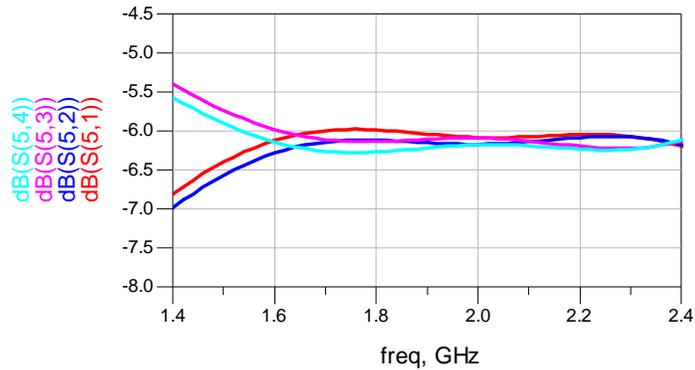


Figura 6.44 – Reparto de potencia en cada uno de los puertos

La simulación por modelado empírico nos revela que la reflexión en el puerto de entrada en toda la banda de trabajo está por debajo de -30 dB y que la adaptación es buena. Por otro lado, las gráficas muestran que los desfases entre puertos son los correctos y que el reparto de potencia entre cada uno de los puertos también está equilibrado.

6.4.3 - GENERACIÓN DEL LAYOUT Y SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA:

Como en el apartado anterior, tras realizar el diseño de cajas en ADS, hemos de generar el layout de dicho diseño y realizar una simulación electromagnética, los resultados han sido los siguientes:

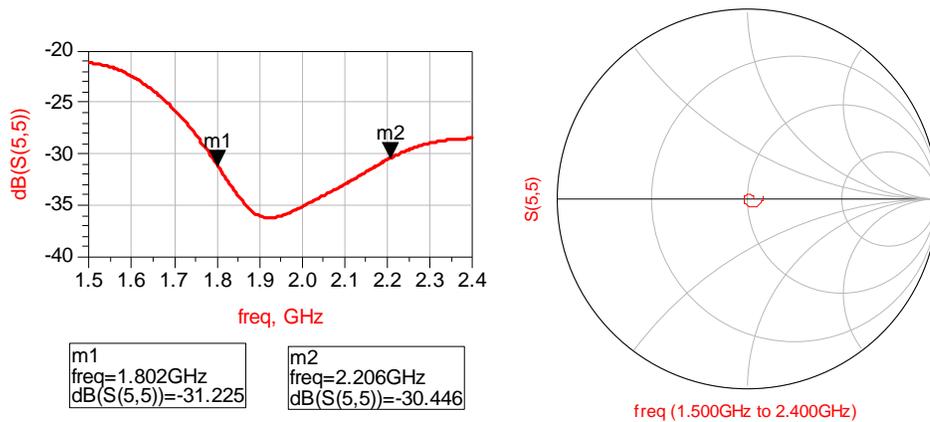


Figura 6.45 – Ancho de banda en reflexión y carta de Smith del distribuidor desfasado (Simulación electromagnética)

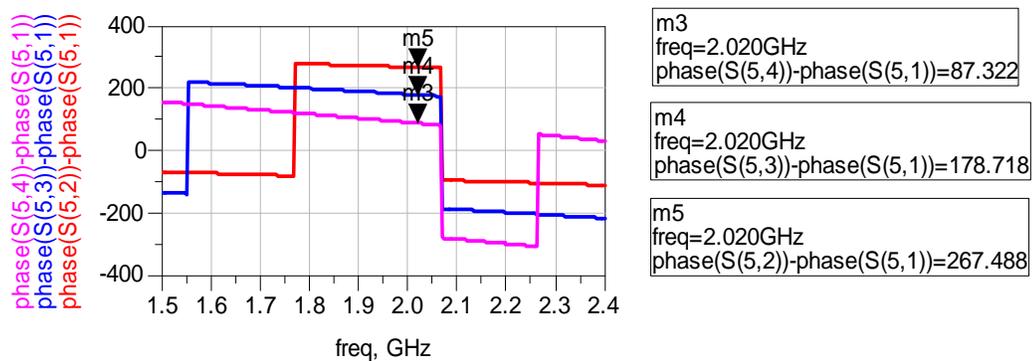


Figura 6.46 – Desfases relativos respecto del puerto 1 (Simulación electromagnética)

Los resultados de la simulación por modelado empírico se comparan con los resultados de la simulación electromagnética y vemos que son bastante similares.

Dado que nuestro diseño cumple con las especificaciones iniciales y dado que las simulaciones electromagnética y matemática concuerdan, procedemos con el proceso de generación del layout y construcción del distribuidor.

El layout del diseño final nos quedaría de la siguiente forma:



Figura 6.47 – Plano del circuito tras la generación del layout en ADS

-Dimensiones reales de placa y pistas:

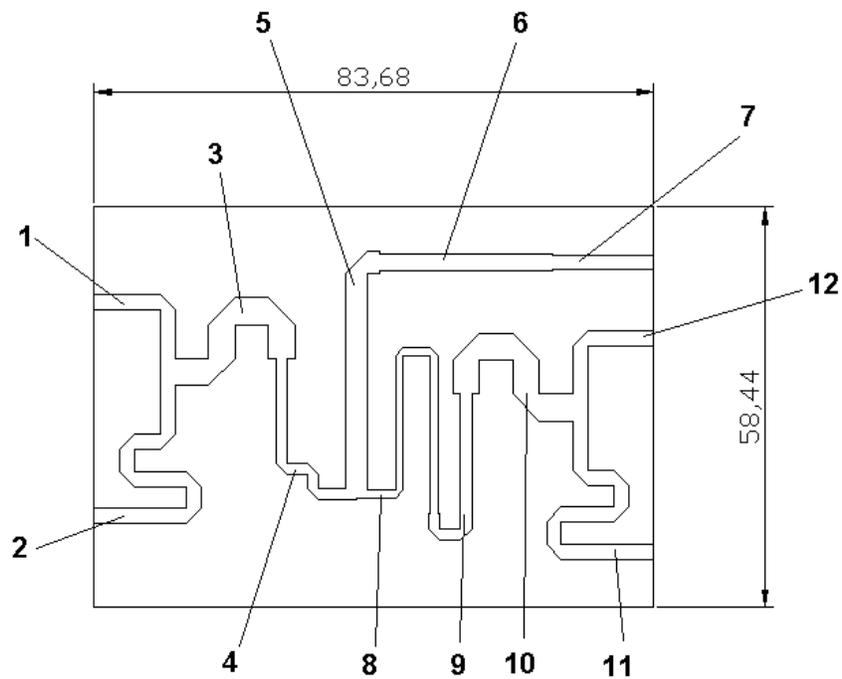


Figura 6.48 – Esquema indicador de las pistas del circuito

PISTA	LONGITUD *² (mm)	ANCHURA (mm)	Nº de codos	IMPEDANCIA (Ohm)
1	17	2.21498	1	50
2	38.98	2.21498	5	50
3	19.92	3.95024	3	35.35
4	24.38	1.6991	3	61.23
5	33.2	3.21058	1	39.68
6	25.96	2.52	0	45.82
7	15	2.21	0	50
8	51.02	1.11	3	75
9	25.6	1.699	2	61.23
10	19.92	3.95024	3	35.35
11	38.98	2.21498	5	50
12	17	2.21498	1	50

Tabla 6.5 – Tabla con las dimensiones y número de codos de cada pista.

*²: Las longitudes de las pistas que figuran en la tabla sólo abarcan los tramos rectos, no han incluido la longitud de los codos.

6.5 - CONSTRUCCION Y MEDICIÓN DE AMBAS REDES DE DISTRIBUCION DE POTENCIA

La fase de diseño de ambos distribuidores ya ha sido concluida con éxito. Ahora es el momento de llevar a la práctica dichos diseños, comenzar la fase de construcción y realizar las medidas pertinentes para verificar que los diseños cumplen con las especificaciones iniciales.

6.5.1 - FASE DE CONSTRUCCIÓN:

El primer paso que hemos llevado a cabo ha sido exportar el layout de los circuitos a un archivo con extensión “.dxf” para poder generar los planos y trabajar con dichos diseños en la herramienta Autocad.

Una vez en Autocad, hemos marcado un contorno para la placa y hemos realizado los agujeros pertinentes sobre dicha placa correspondientes a los taladros que fijarán los circuitos a la placa de la antena, veámoslo en los siguientes planos que contienen las medidas más relevantes:

Plano del distribuidor balanceado (unidades en mm):

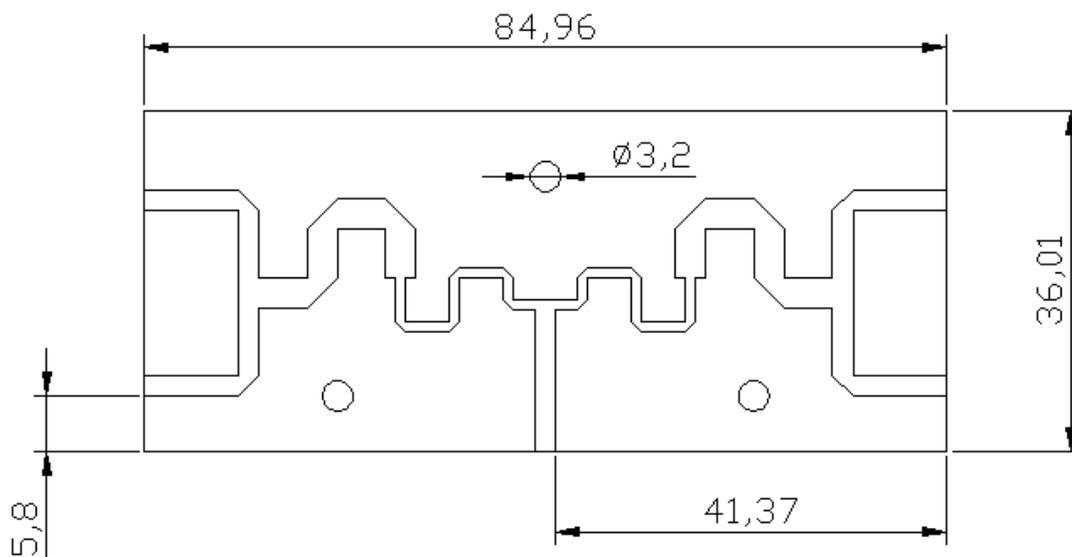


Figura 6.49 – Esquema indicador de las dimensiones del distribuidor balanceado

Plano del distribuidor desfasado (unidades en mm)

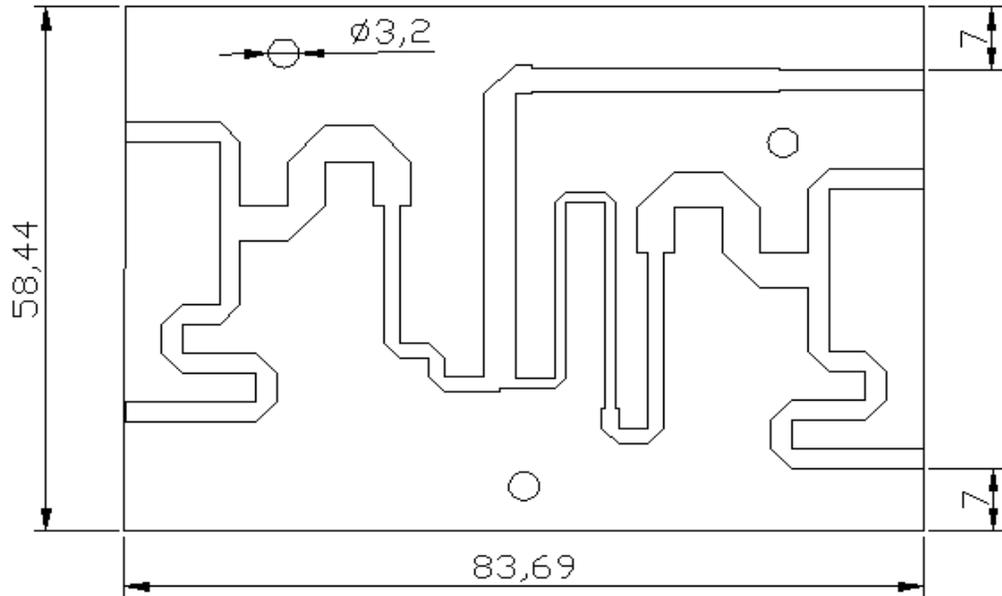


Figura 6.50 – Esquema indicador de las dimensiones del distribuidor desfasado

Obsérvese cómo se ha agujereado la placa con taladros de diámetro 3.2 mm para poder fijar el circuito distribuidor a la placa del array.

Una vez llegados a este punto sólo falta generar el archivo GERBER y fabricar el circuito con la máquina fresadora de los laboratorios de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

El material usado para construir los circuitos distribuidores ha sido el substrato TLX-9, manufacturado por la empresa TACONIC y cuyas características son: $\epsilon_r = 2.5$, 0.79 mm de grosor y 0.018 mm de espesor de la capa de cobre (Ver tabla 6.1).

El siguiente paso es soldar los 5 conectores a cada uno de los cinco puertos de nuestros circuitos. Los conectores usados han sido del tipo SMA END LAUNCH JK 1.07PCB de la empresa RS.



Figura 6.51 – Conector SMA

Tras soldar los cinco conectores y verificar que se ha hecho de manera correcta ya tenemos construídos los distribuidores. Las figuras 6.52, 6.53 y 6.54 muestran fotografías de los distribuidores ya construídos y de su tamaño relativo:

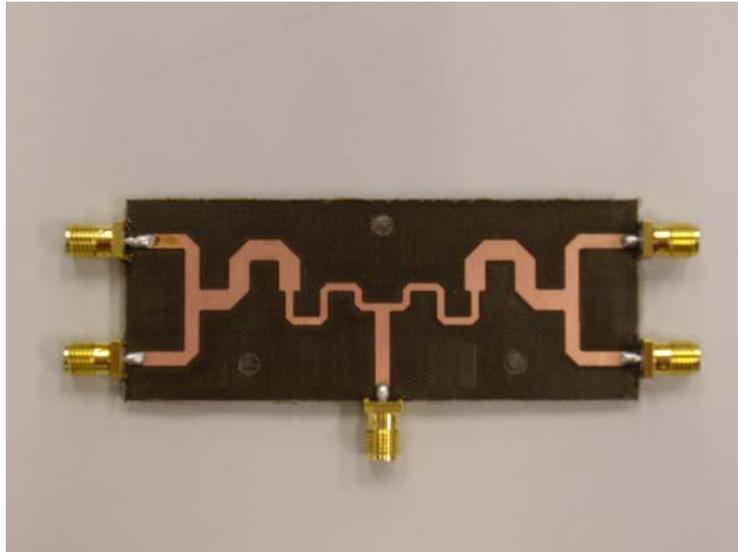


Figura 6.52 – Distribuidor balanceado construido

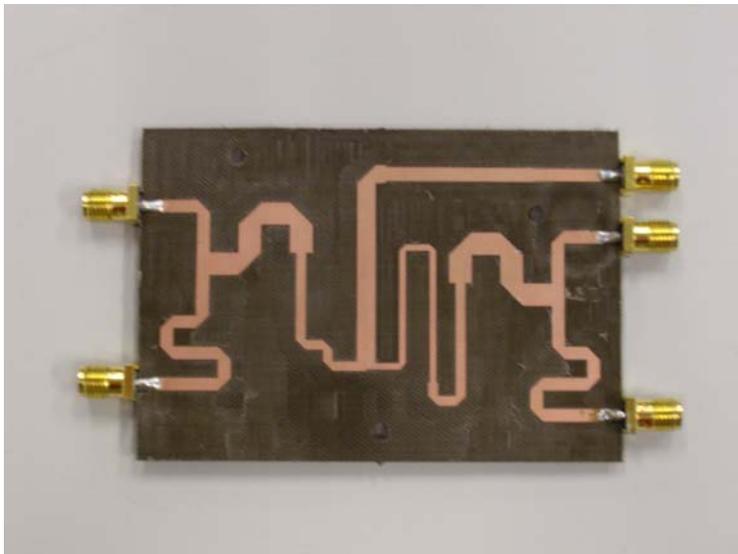


Figura 6.53 – Distribuidor desfasado construido

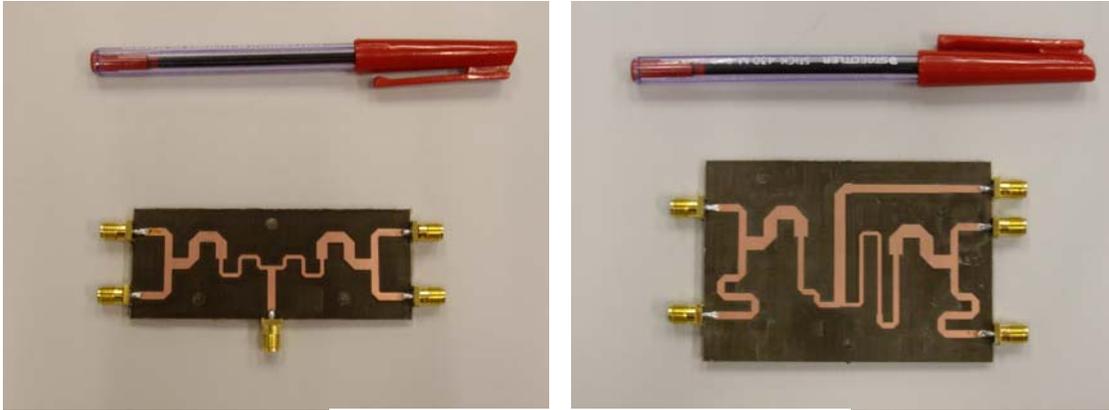


Figura 6.54 – Tamaño relativo de los distribuidores

Ahora podemos proceder a realizar las medidas pertinentes con el analizador de espectros.

6.5.2 - FASE DE MEDICIÓN:

En primer lugar haremos las mediciones relativas al distribuidor balanceado y posteriormente las del distribuidor desfasado. Todas las mediciones han sido realizadas con el analizador de espectros Agilente del laboratorio 7 de la Escuela Politécnica Superior previa calibración del mismo.

6.5.2.1 - Distribuidor Balanceado:

Se han tomado medidas y se han guardado en formato Touchstone, con extensión “.s2p”. Tras tomar todas las combinaciones de medidas necesarias, se ha generado el fichero “.s5p” con un programa especialmente diseñado en MATLAB y posteriormente hemos acudido a ADS para representar las gráficas de la reflexión en los puertos*³, la curva sobre la carta de Smith del puerto de entrada, la fase en los puertos de salida y el desfase entre puertos. Dichas gráficas se muestran a continuación:

*³: Debido al programa usado en MATLAB para convertir ficheros con extensión “.s2p” a “.s5p” la nomenclatura de los puertos en las gráficas mostradas a continuación varía con respecto a la nomenclatura usada en los apartados anteriores. A partir de ahora el puerto 1 se corresponde con el puerto de entrada, y los puertos con numeración 2, 3, 4 y 5 son considerados como puertos de salida.

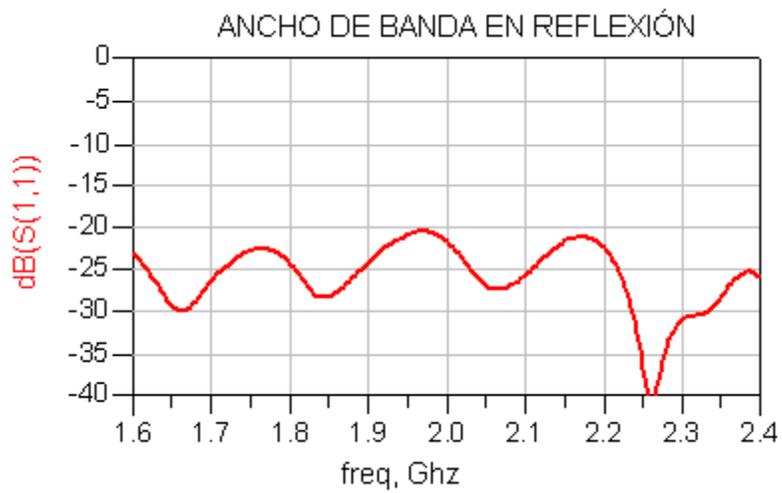


Figura 6.55 – Ancho de banda en reflexión del puerto de entrada

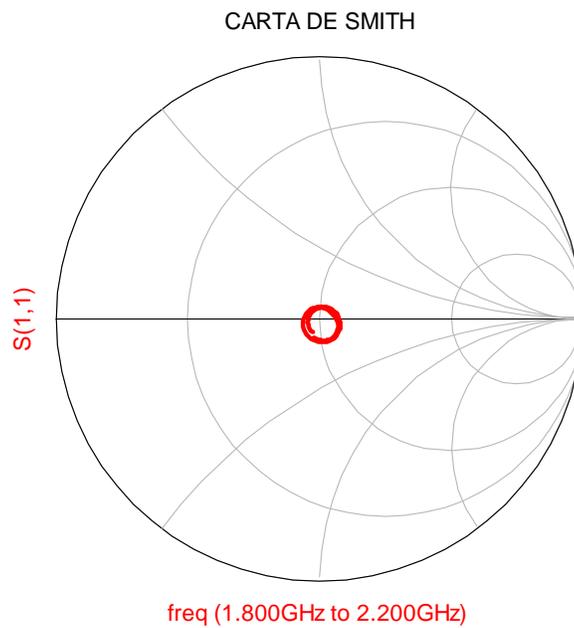


Figura 6.56 – Curva sobre la carta de Smith en el puerto de entrada

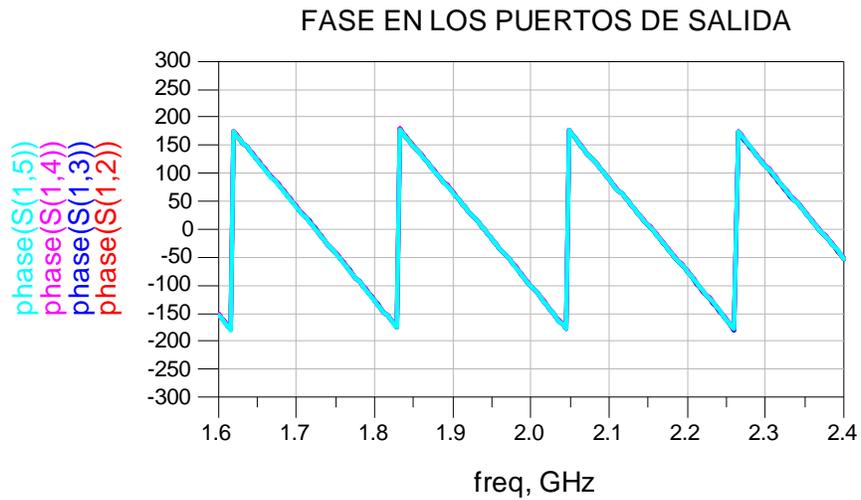


Figura 6.57 – Fase en los puertos de salida

Al contrario de lo que ocurría en la etapa de simulación, en la cual todas las curvas de fase en la salida eran iguales (Figura 6.31), al representar las mediciones reales se observan ligeras diferencias en curvas de la fase en los puertos de salida. Es por este motivo que se añade una gráfica adicional (Figura 6.58) en la que se muestra más detalladamente las diferencias de fase entre puertos.

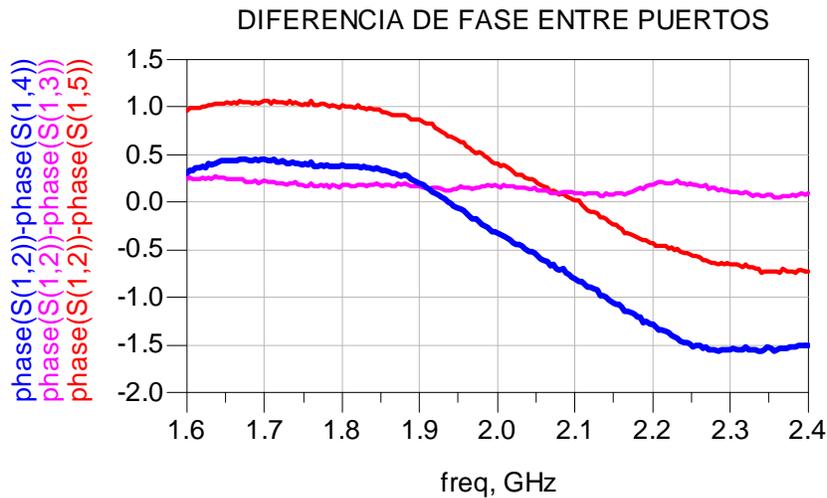


Figura 6.58 – Diferencia de fase entre los puertos de salida

Lo mismo ocurre con el reparto de potencia. Si en la fase de simulación, el reparto de potencia era perfecto, la fase de medición refleja pequeñas variaciones en la potencia que llega a cada puerto (Figura 6.59). Mostramos esas diferencias en más detalle en la figura 6.60, donde aparece una gráfica que ilustra el reparto relativo de potencia en cada puerto.

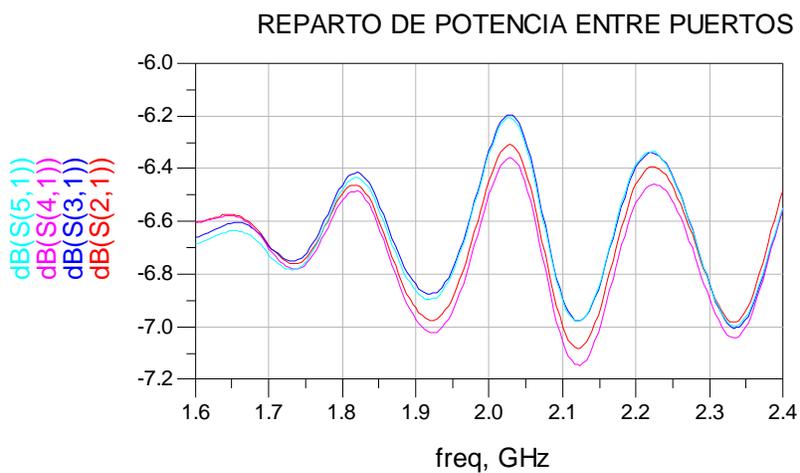


Figura 6.59 –Reparto de potencia en los puertos de salida

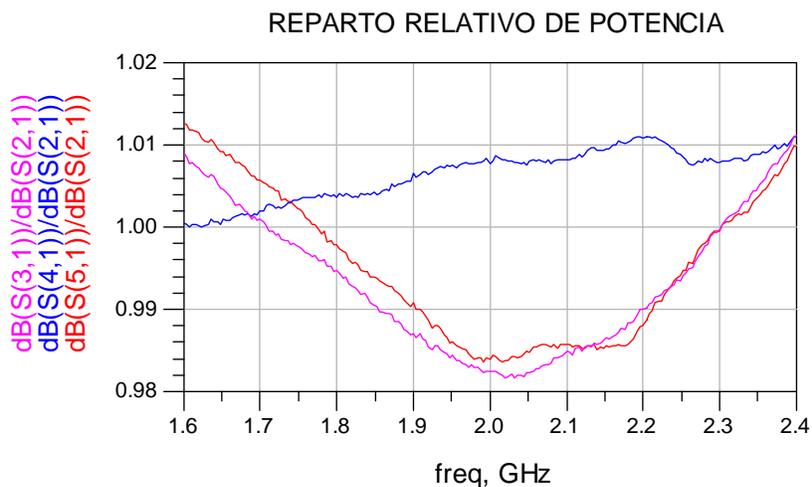


Figura 6.60 –Reparto relativo de potencia en los puertos de salida

Por último, hemos considerado oportuno mostrar las pérdidas de nuestro circuito en función de la frecuencia.

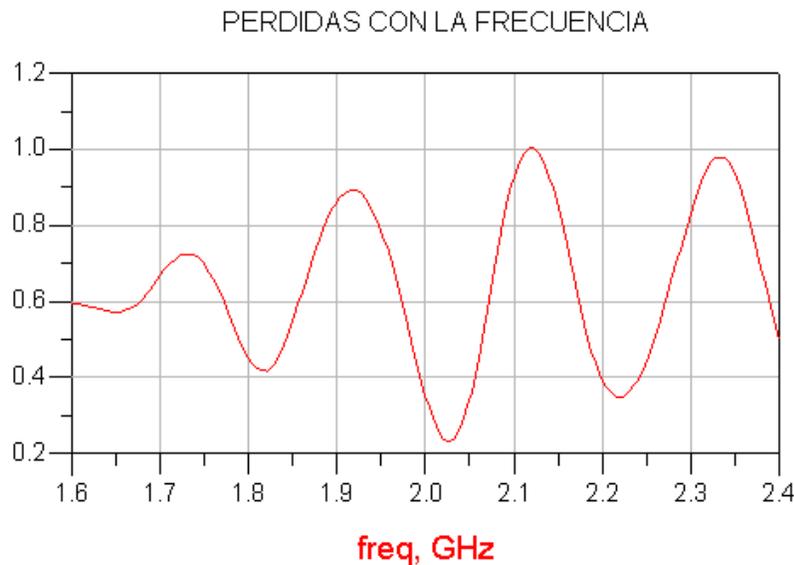


Figura 6.61 – Pérdidas con la frecuencia del circuito distribuidor de potencia (balanceado)

OBSERVACIONES:

Lo primero que observamos es que los valores simulados y medidos son bastante parecidos.

La reflexión en el puerto de entrada se mantiene por debajo de -20 dB en la banda de frecuencias comprendidas entre 1.6 GHz y 2.4 GHz. Gracias a ello, podemos usar este distribuidor con ambas antenas (apartados 4 y 5).

Por otro lado, la Carta de Smith refleja una buena adaptación y las curvas de las fases en los puertos son prácticamente idénticas. La figura 6.58 muestra una gráfica que indica que el máximo error en las fases es de 1.5° , y se encuentra fuera de la banda de trabajo. Si sólo tenemos en cuenta la banda de frecuencias comprendida entre 1.7 y 2.2 GHz, el error máximo de fase es 1° .

Las curvas de reparto de potencia también son prácticamente las mismas para cada puerto, cometiendo un error máximo inferior al 2%.

Podemos por tanto dar por válido este diseño y considerarlo apto para nuestros propósitos.

6.5.2.2 - Distribuidor desfasado:

Procedemos del mismo modo que en el caso del distribuidor balanceado del apartado anterior. Los resultados de medir el distribuidor desfasado son los siguientes:

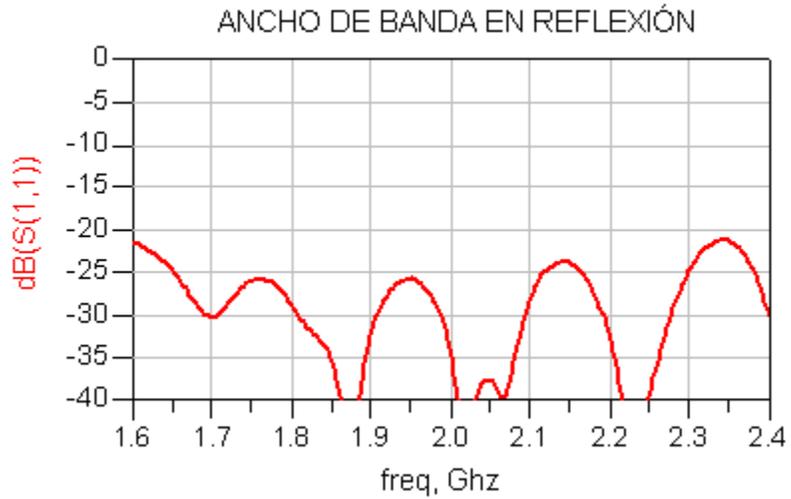


Figura 6.62 – Ancho de banda en reflexión del puerto de entrada

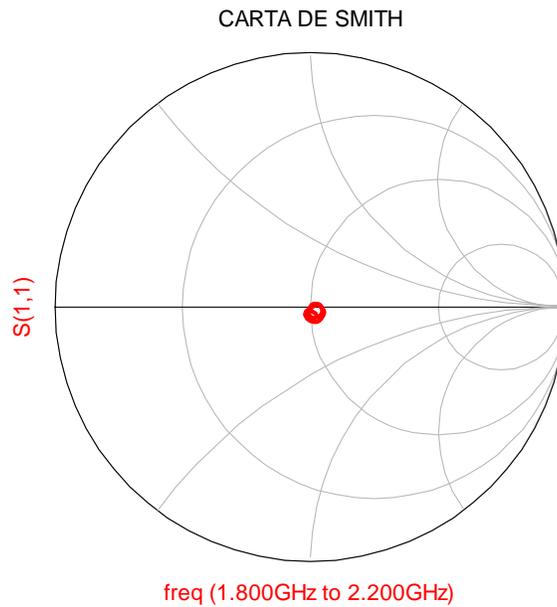


Figura 6.63 – Curva sobre la carta de Smith en el puerto de entrada

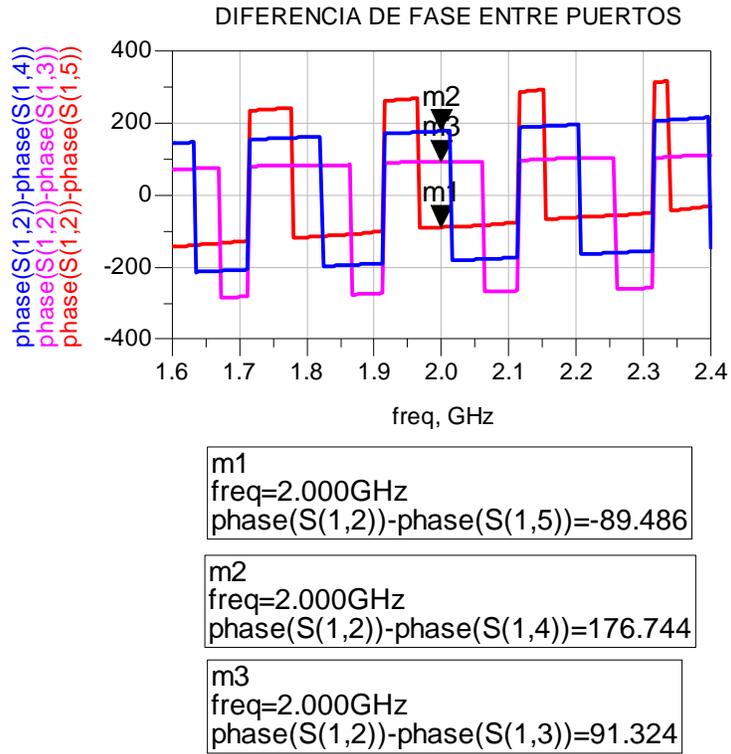


Figura 6.64 – Fase en los puertos de salida

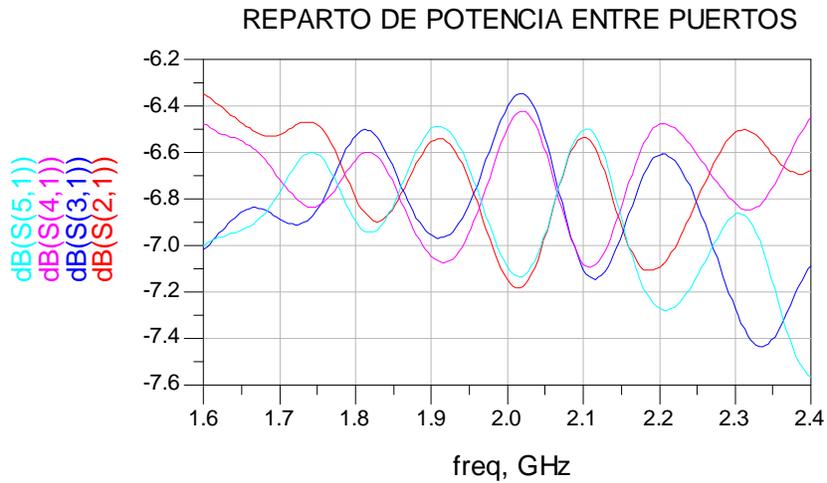


Figura 6.65 –Reparto de potencia en los puertos de salida

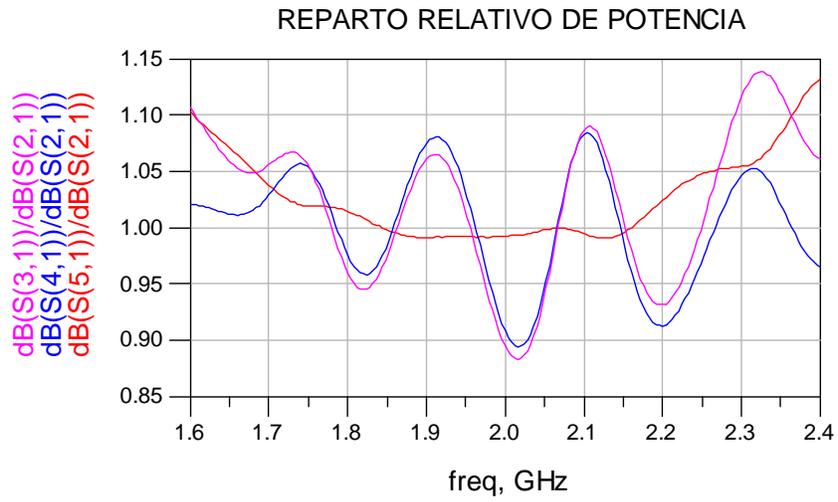


Figura 6.66 – Reparto relativo de potencia en los puertos de salida

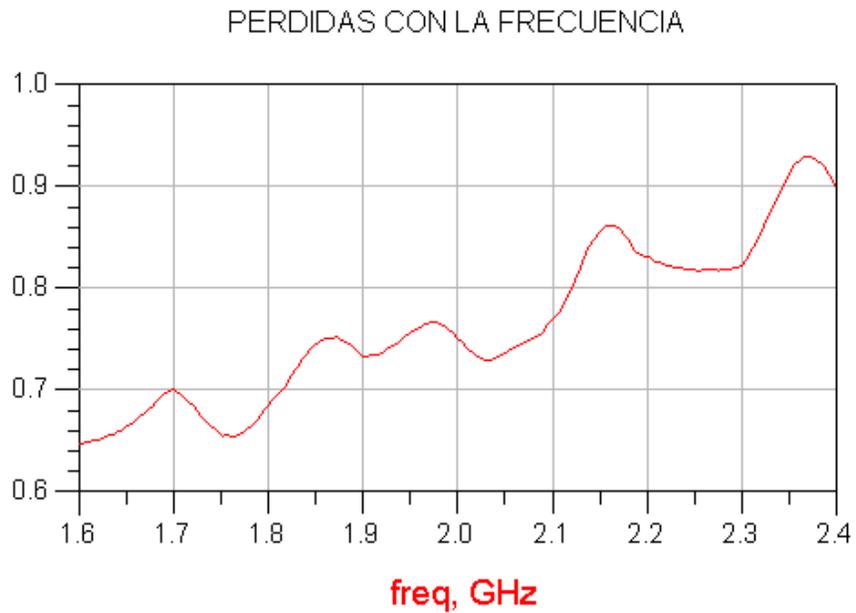


Figura 6.67 – Reparto relativo de potencia en los puertos de salida

OBSERVACIONES

Como en el caso anterior, resultados simulados y resultados reales son semejantes.

La reflexión en el puerto de entrada se mantiene por debajo de -25 dB en el 90% de la banda comprendida entre 1.6 y 2.4 GHz, y en aquellos puntos en los cuales está por encima de este umbral, nunca sobrepasa los -20 dB.

El hecho de que las pérdidas de retorno hayan mejorado respecto al diseño 1 se debe a que las señales reflejadas tienen diferentes fases y, por tanto, su suma es menor que si estuvieran sumadas en fase como en el diseño 1. Esto se refleja también en la carta de Smith, que muestra una muy buena adaptación, mejor aún que la del distribuidor balanceado.

Las curvas de fases reflejan un desfase de aproximadamente $\pm 90^\circ$ entre puertos consecutivos y las curvas de reparto de potencia, aunque muestran un error máximo del 10%, pueden considerarse válidas para nuestros propósitos.

7- DISEÑO DEL HÍBRIDO

7.1 - INTRODUCCION

Los acopladores híbridos branchline son circuitos de 4 puertas (Figura 7.1), que permiten obtener una diferencia de fase de 90° entre dos de dichas puertas. Esa diferencia de fase permanece más o menos constante en frecuencia, dependiendo del número de anillos que lo conforman.

Tal y como se puede ver en la figura 1, en el caso de este diseño se utilizarán dos anillos rectangulares, formados por líneas verticales y horizontales de longitud $\lambda/4$.

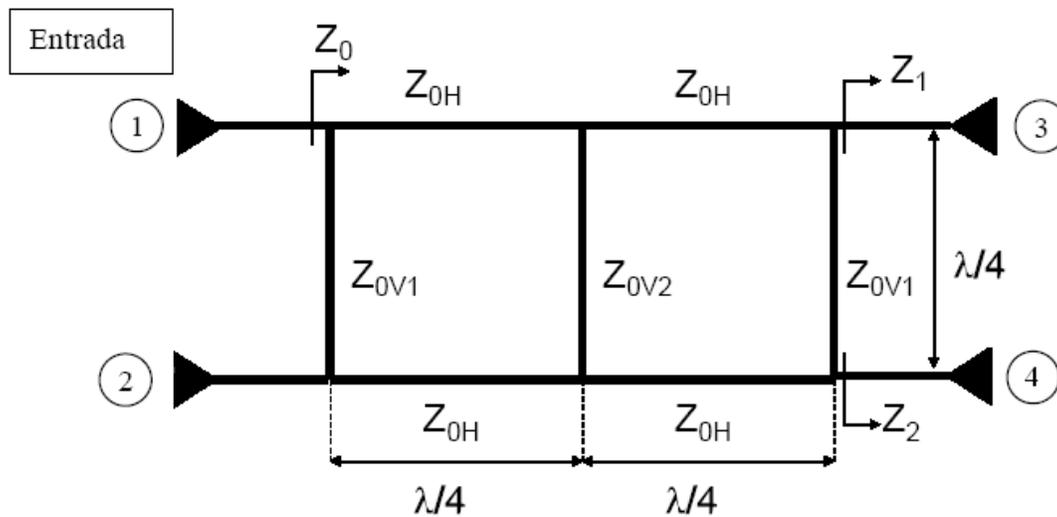


Figura 7.1 - Acoplador híbrido branchline

Las puertas 3 y 4 actúan como salidas en las que se obtiene una diferencia de potencia entre ellas determinada (K). Así mismo, la puerta 4 tendrá -90° con respecto a la puerta 3. La puerta de salida 2, se denominada puerta desacoplada, y por ella no debería salir prácticamente nada de potencia.

Si la potencia de salida de las puertas 3 y 4 se denominan P_1 y P_2 , se define la relación entre ellas (en unidades de tensión) como:

$$K = \sqrt{\frac{P_2}{P_1}}$$

Dos deben ser las condiciones que deben cumplirse en el híbrido de la figura 1:

- a) Adaptación de la entrada (que si se cumple implica, además, que por la puerta 3 no saldrá idealmente nada de potencia). Para ello debe cumplirse la igualdad:

$$\bar{Z}_{0V2} = \frac{2 \cdot \bar{Z}_{0V1} \bar{Z}_{0H}^2}{1 + \bar{Z}_{0V1}^2}$$

- b) La relación de amplitud K adecuada, que debe verificar:

$$K = \frac{(2 \cdot \bar{Z}_{0V1} \bar{Z}_{0H}^2) + \bar{Z}_{0V2} (1 - \bar{Z}_{0V1}^2)}{2(\bar{Z}_{0H}^2 - \bar{Z}_{0V1} \bar{Z}_{0V2})}$$

Siendo Z_{0V1} , Z_{0V2} y Z_{0H} los valores de impedancia característica de las líneas de transmisión que conforman el doble anillo del híbrido branchline. Nótese que en la formulación anterior los valores están normalizados a Z_0 .

Operando adecuadamente, el diseñador elige la impedancia Z_{0H} libremente, así como el valor de normalización Z_0 . Este último será la impedancia que se verá en los cuatro puertos del híbrido.

Para este diseño en concreto Z_0 tendrá un valor de 50Ω .

A partir de estas premisas, las impedancias características de las líneas verticales de longitud $\lambda/4$ se obtienen como:

$$Z_{0V1} = Z_0 \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + K^2}}{K}$$

$$Z_{0V2} = Z_{0H}^2 \cdot \frac{Z_0^2 + Z_{0V1}^2}{(2Z_{0V1}Z_0^2)}$$

Alimentación					
Salida 2		Salida 3		Salida 4	
dB	Fase (°)	dB	Fase (°)	dB	Fase (°)
$-\infty$	0	-3	0	-3	-90

Tabla 7.1 - Distribución de alimentación en módulo y fase acoplador branchline.

Queremos que a los puertos de salida 3 y 4 llegue la misma potencia. Es decir, el reparto de potencia ha de ser tal que a los puertos 3 y 4 llegue la mitad de la potencia que entra por el puerto de entrada (puerta 1) y que a la puerta 2 no llegue nada de potencia.

Para este propósito, dado que $P_1=P_2$ es necesario que el valor de la constante K sea igual a uno.

Con $K=1$ y $Z_0=50 \Omega$, podemos calcular el Z_{0V1} , que tendrá un valor de $120'71 \Omega$.

El siguiente paso es elegir un valor adecuado para Z_{0H} , y hemos elegido libremente darle una impedancia de 40Ω . Con todos los valores anteriores ya definidos, estamos en posición de calcular el valor de la impedancia de Z_{0V2} , que será $45'25 \Omega$.

7.2 - DISEÑO DEL CIRCUITO HÍBRIDO

7.2.1 - DISEÑO 1: DISEÑO DE UN HÍBRIDO IDEAL

En primer lugar haremos un diseño de un híbrido ideal, para ver si los valores de impedancia seleccionados producen los resultados deseados. Si esto es así, pasaremos a diseñar un híbrido que se ajuste lo más posible a la realidad.

Para este diseño utilizaremos la herramienta ADS 2004. Colocaremos 4 terminaciones de 50Ω cada una y mediante el uso del componente TLIN, iremos conformando un híbrido de dos ventanas como el de la figura 7.2.

Los valores de impedancia usados para Z_{0V1} , Z_{0H} , Z_{0V2} son los calculados en el apartado anterior.

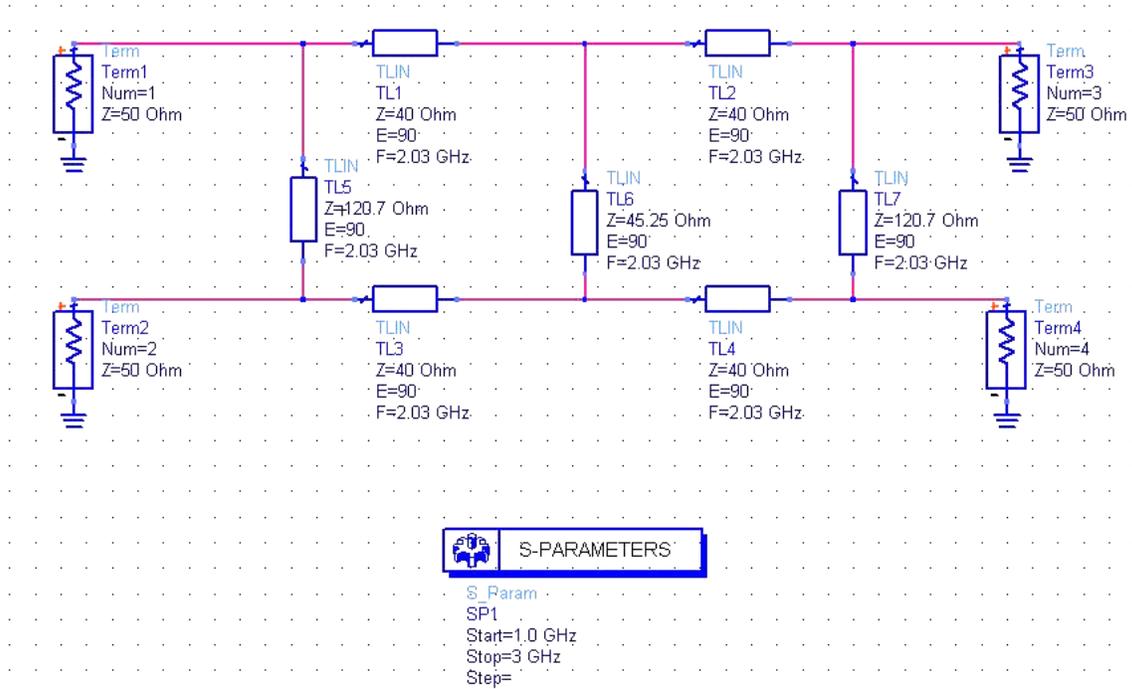


Figura 7.2 – Captura de pantalla del diseño en ADS del híbrido ideal

Los resultados tras simular el diseño anterior con ADS son los siguientes :

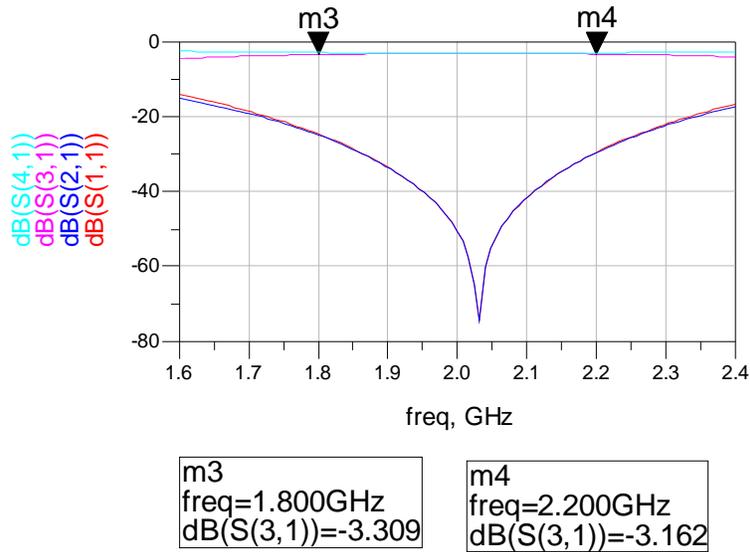


Figura 7.3 – Transmisión de potencia entre los puertos del híbrido

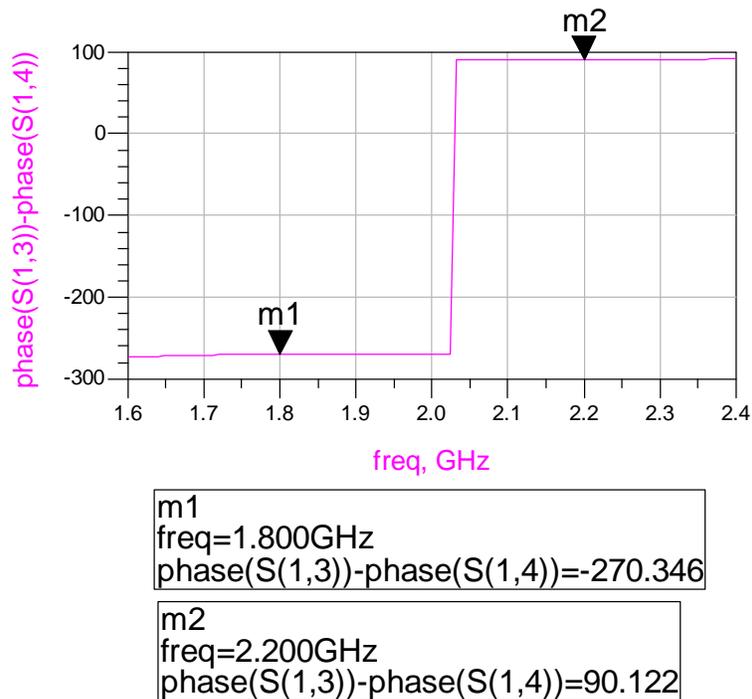


Figura 7.4 – Desfase entre los puertos 3 y 4

Vemos que el híbrido reparte la potencia adecuadamente y el desfase en las salidas en la banda de trabajo es el correcto. Podemos proceder a la segunda fase del diseño del híbrido, consistente en la realización de un diseño de un híbrido real.

7.2.2 - DISEÑO 2: DISEÑO DE UN HÍBRIDO REAL

Dado que el diseño anterior cumple con las especificaciones iniciales, tenemos una base sobre la cual partir para hacer el diseño de nuestro híbrido real.

Este diseño es muy parecido al anterior, pero esta vez, es necesario la inclusión de pistas en forma de "T", especificar la anchura y la longitud de pista, así como el tipo de sustrato.

El substrato usado es el mismo que se ha empleado en el distribuidor de potencia del capítulo 6 y sus propiedades principales son :

- Permitividad: 2.5
- Grosor: 0.79 mm
- Espesor de la capa de cobre: 0.018 mm

A continuación mostramos la forma que tendrá nuestro diseño en la herramienta ADS.

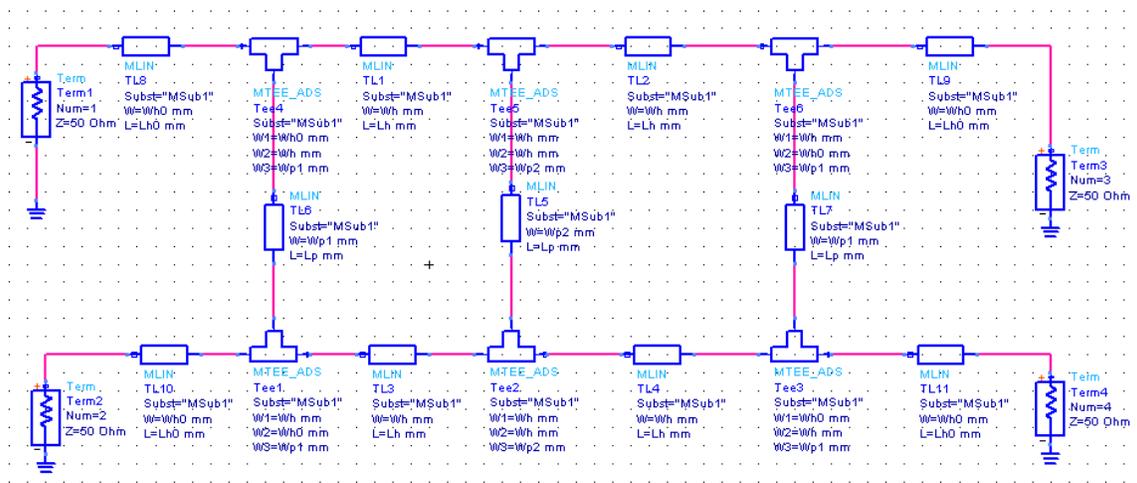


Figura 7.5 – Captura de pantalla del diseño en ADS del híbrido real

Para lograr la buena adaptación de nuestro circuito híbrido hemos usado las herramientas LineCalc y Tune, descritas en el apartado del diseño del distribuidor de potencia (Capítulo 6), que nos permiten calcular el grosor y longitud de la pista así como ajustar más finamente los valores para lograr una buena adaptación.

Los valores de anchura y longitud de pista que hemos usado para las impedancias del híbrido son los siguientes:

	IMPEDANCIA(Ω)	ANCHURA (mm)	LONGITUD (mm)
Z_0	50	2.2149	25.578
Z_{0V1}	120'71	3.075	25.443
Z_{0V2}	45'25	1.5	25.443
Z_{0H}	40	2.522	23.513

Tabla 7.2 – Tabla con las dimensiones e impedancias de las pistas

Procedemos a realizar la simulación matemática y mostramos a continuación los resultados:

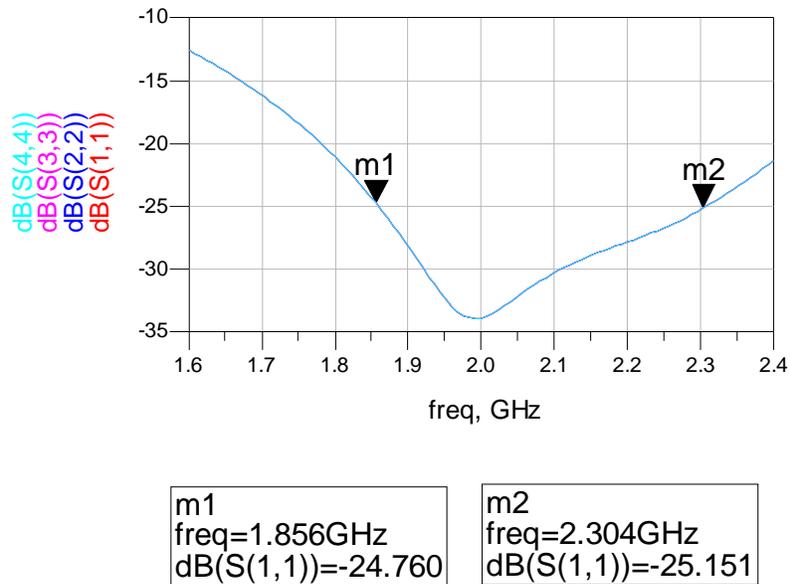


Figura 7.6 – Ancho de banda en reflexión de las puertas del híbrido

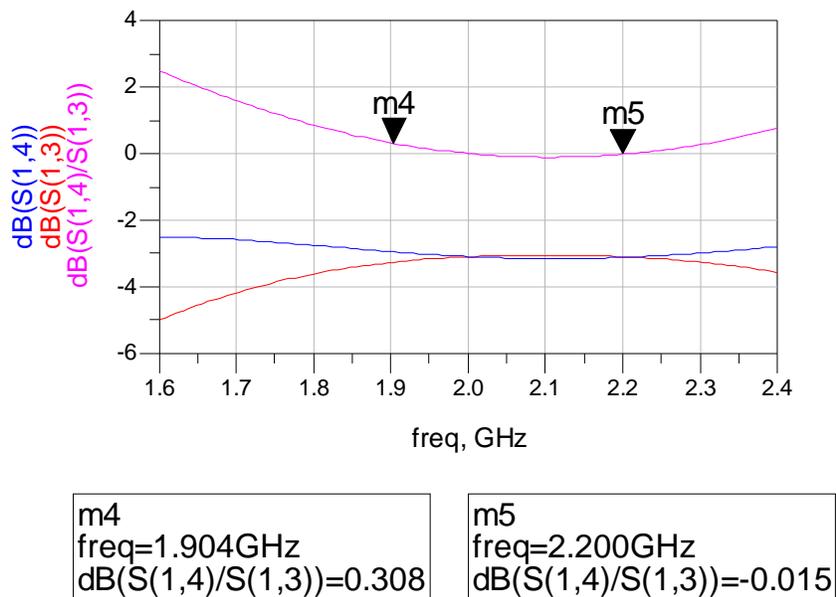


Figura 7.7 – Reparto y relación de potencias de los puertos 3 y 4

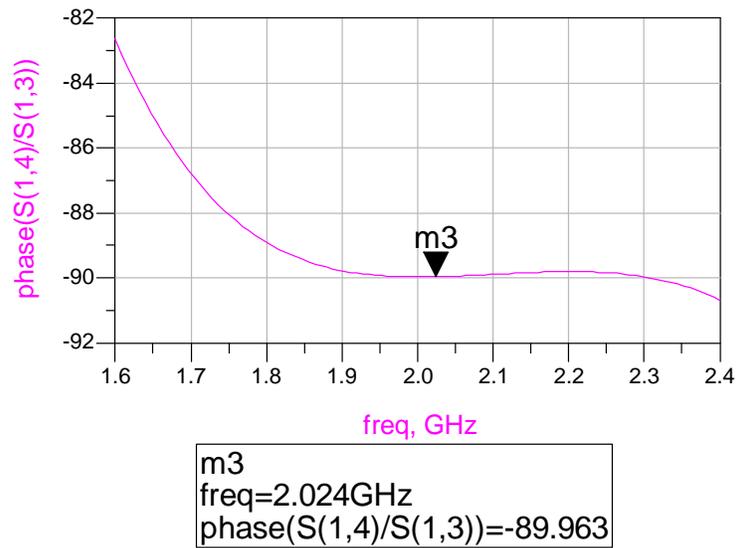


Figura 7.8 – Relación de fases entre los puertos 3 y 4

El paso siguiente, como en el caso del diseño del distribuidor de potencia, es realizar una simulación electromagnética, verificar los resultados y contrastarlos con la simulación de modelado empírico. A continuación mostramos los resultados de la simulación electromagnética:

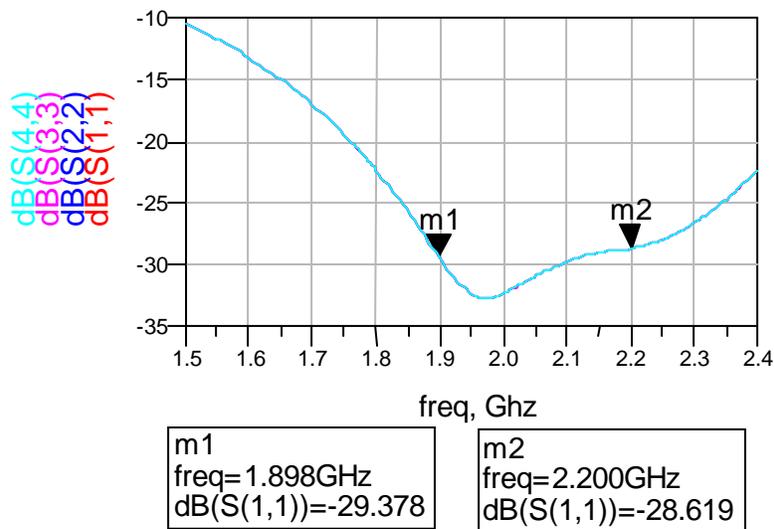


Figura 7.9 – Ancho de banda en reflexión de las puertas del híbrido (Simulación electromagnética)

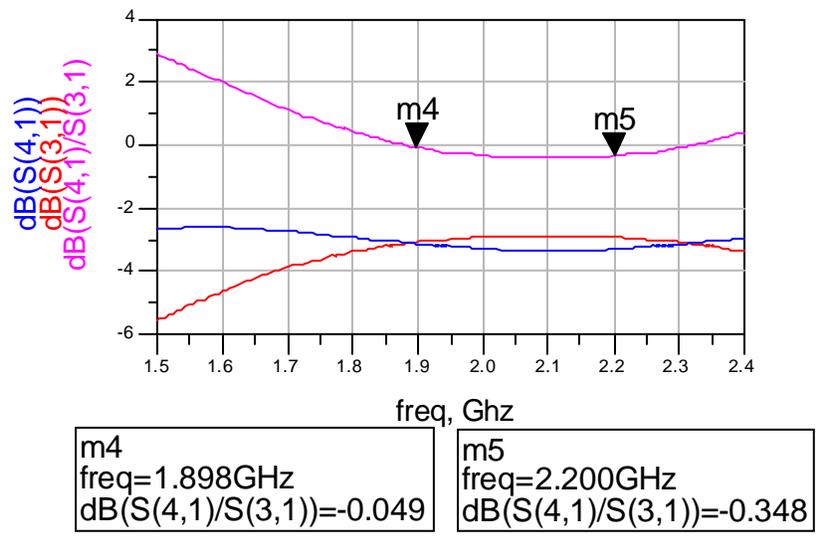


Figura 7.10 – Reparto y relación de potencias de los puertos 3 y 4 (Simulación electromagnética)

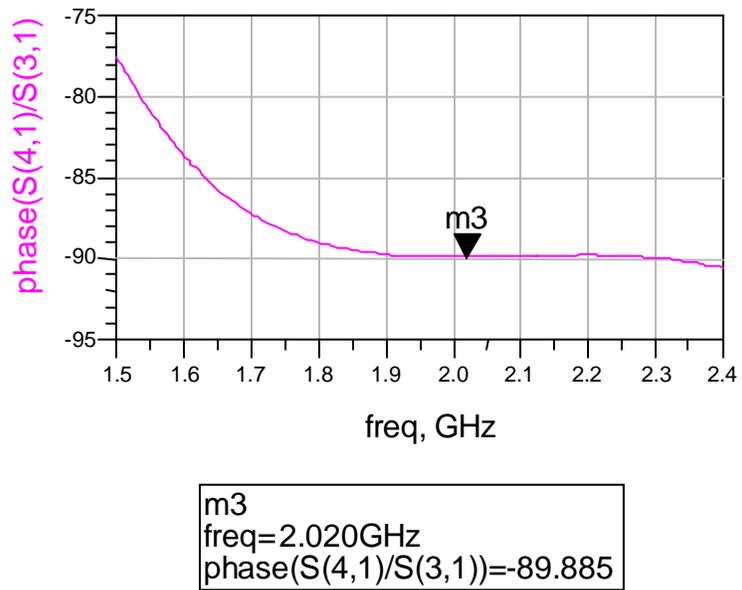


Figura 7.11 – Relación de fases entre los puertos 3 y 4 (Simulación electromagnética)

Los resultados en la banda de trabajo son bastante aceptables y la simulación electromagnética es muy similar a la simulación matemática.

El ancho de banda en reflexión en la banda de trabajo de la antena se encuentra por debajo de -28 dB de modo que podemos dar el visto bueno a este diseño y pasar a la fase de construcción.

A continuación mostramos el layout con la forma aproximada que tendrá el circuito híbrido una vez lo construyamos.

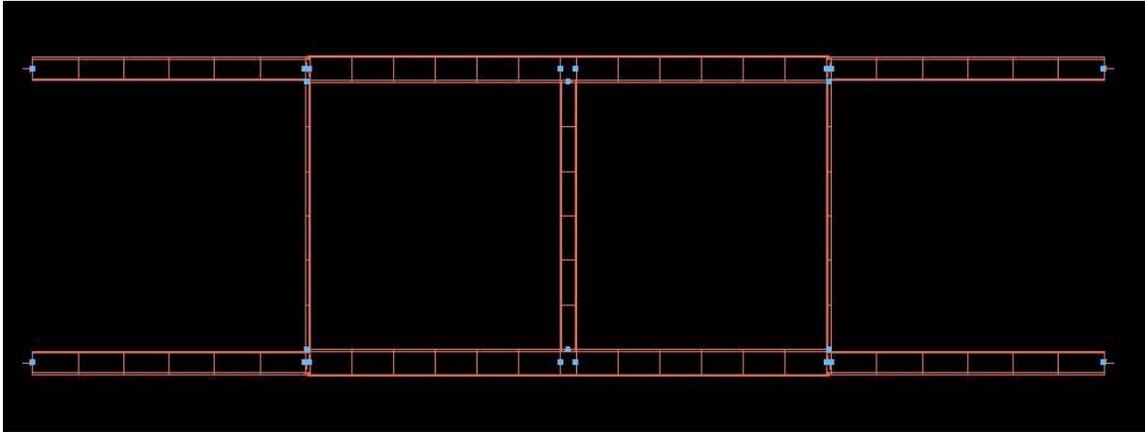


Figura 7.12 – Esquema generado por ADS con la forma que tendrá el híbrido

7.3 - CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DEL HÍBRIDO

7.3.1 - FASE DE CONSTRUCCIÓN

En el apartado anterior hemos verificado que el híbrido cumple con las especificaciones iniciales, de modo que podemos proceder a su construcción. El proceso seguido para construir el circuito híbrido ha sido el mismo que el que seguimos para hacer el circuito distribuidor de potencia.

El primer paso seguido ha sido exportar el diseño realizado en ADS a Autocad con el objetivo de retocarlo, definir las dimensiones del sustrato sobre el que irá impreso así como marcar la posición de los taladros.

El híbrido real tendrá las siguientes dimensiones:

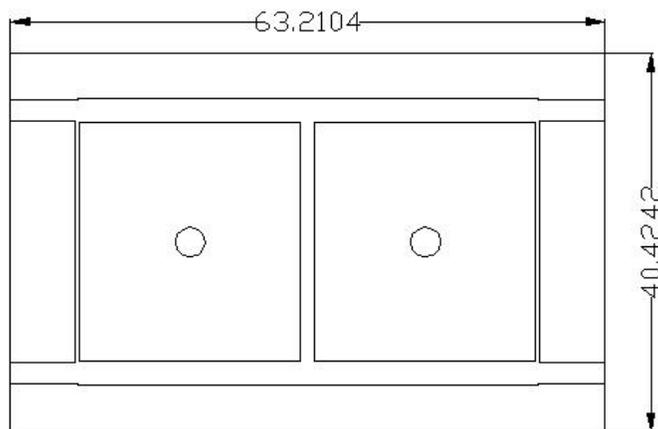


Figura 7.13 – Plano en Autocad con las dimensiones del híbrido

Obsérvese cómo se ha agujereado la placa con dos taladros de diámetro 3.2 mm para poder fijar el circuito híbrido a la placa del array.

Una vez llegados a este punto sólo falta generar el archivo GERBER y fabricar el circuito con la máquina fresadora.

El material usado para construir el híbrido ha sido el sustrato TLX-9, manufacturado por la empresa TACONIC y cuyas características son: $\epsilon = 2.5$, 0.79 mm de grosor y 0.018 mm de espesor de la capa de cobre.

Una vez que la placa ha salido de la fresadora con la forma del híbrido bien tallada, el siguiente paso es soldar los 4 conectores a cada una de las cuatro pistas. Los conectores usados han sido los mismos que para el caso del distribuidor de potencia del apartado 6. Tras este proceso obtenemos un circuito como el de la figura 7.14:

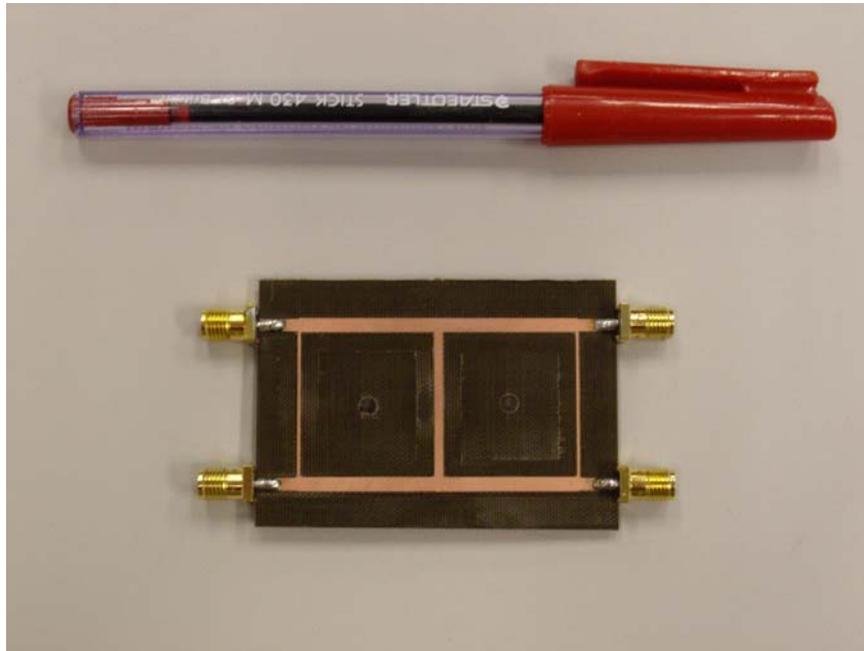


Figura 7.14 – Híbrido construido

Tras soldar los cuatro conectores y verificar que se ha hecho de manera correcta podemos proceder a realizar las medidas pertinentes con el analizador de espectros.

7.3.2 - FASE DE MEDICIÓN

Nos interesa medir principalmente la reflexión en los puertos, el reparto de potencia y la fase en la salida de los puertos 3 y 4. Las medidas han sido llevadas a cabo con el analizador Agilent del laboratorio 7 de la EPS.

Resultados:

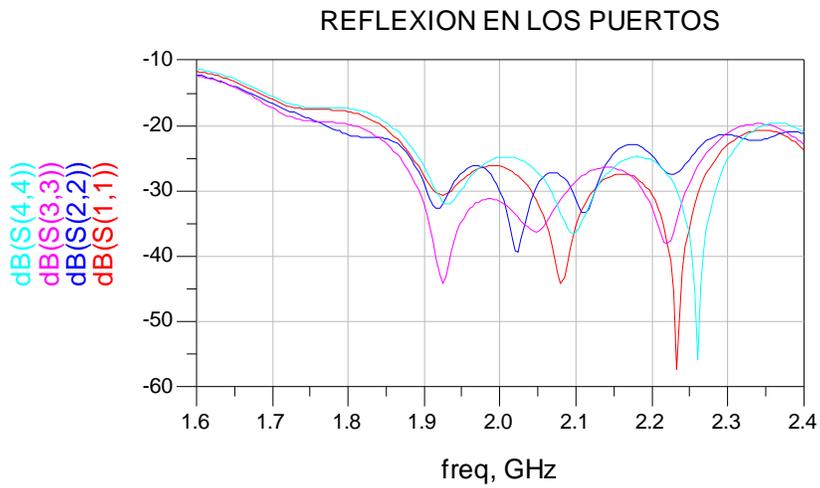
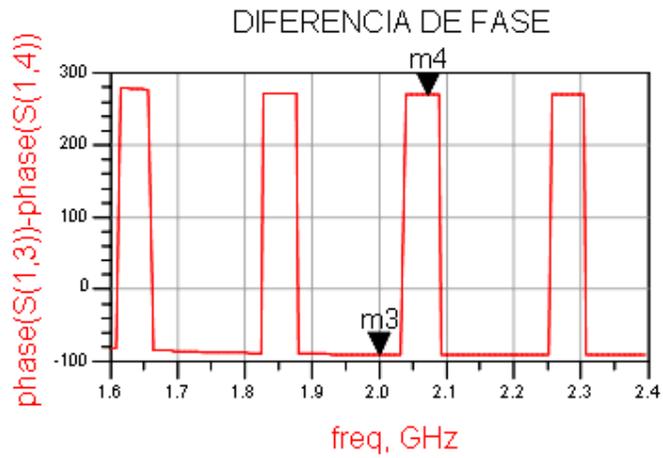


Figura 7.15 – Ancho de banda en reflexión de los puertos del híbrido



m3
freq=2.000GHz
phase(S(1,3))-phase(S(1,4))=-89.835

m4
freq=2.072GHz
phase(S(1,3))-phase(S(1,4))=269.874

Figura 7.16 – Desfase entre los puertos 3 y 4 del híbrido

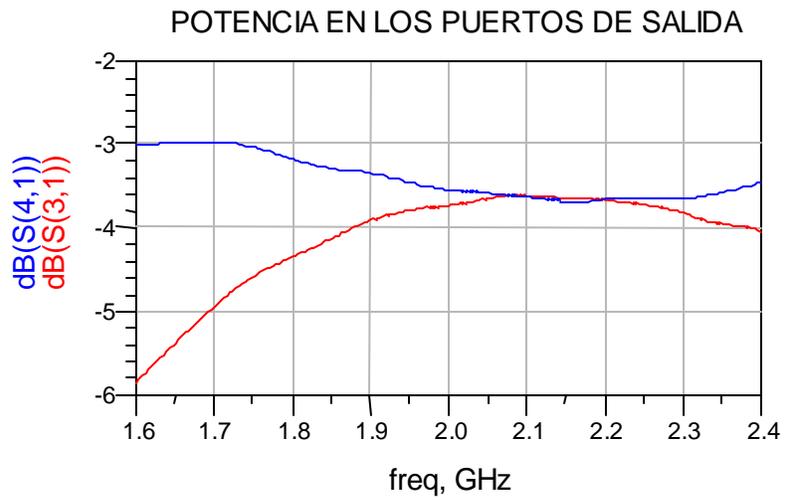


Figura 7.17 – Reparto de potencia en los puertos 3 y 4 del híbrido

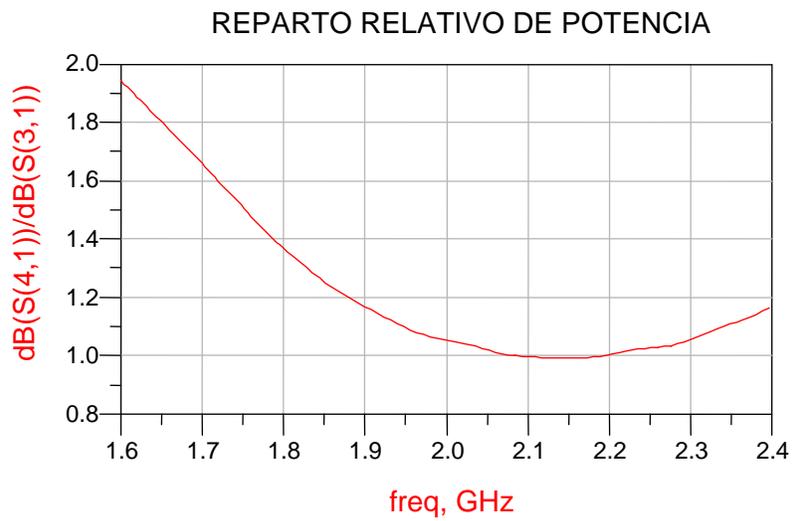


Figura 7.18 – Reparto relativo de potencia entre los puertos 3 y 4 del híbrido

OBSERVACIONES

Los resultados simulados y medidos son similares. Las curvas de ancho de banda en reflexión y de reparto de potencia medidas (Figuras 7.15 y 7.17) se desplazan ligeramente a frecuencias más elevadas respecto de las curvas resultantes de las simulaciones.

Por lo demás todo refleja un comportamiento aceptable, vemos cómo el híbrido introduce un desfase correcto de 90° (figura 7.16) entre los puertos 3 y 4. Podemos por tanto afirmar que este diseño es válido para nuestras necesidades.

8 - CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DE LOS SISTEMAS COMPLETOS

En los capítulos anteriores se ha desarrollado, construido y medido de manera independiente cada uno de los elementos que compone nuestro sistema: Elemento radiante de parche en cavidad (alta y baja), elemento radiante de dipolo en cavidad, circuito híbrido y red de alimentación (balanceada y desfasada).

En este capítulo se explicará en detalle cada uno de los sistemas completos, es decir: -Para la antena de comunicaciones por satélite, se explicará el proceso seguido para montar y medir el sistema formado por el array de 2x2 elementos radiantes, con sus respectivos circuitos híbridos y su red de alimentación desfasada.

-Para la antena de comunicaciones móviles se repetirá el proceso: montaje del array lineal de 4 elementos, conexión con el distribuidor balanceado y medidas globales.

Las mediciones relativas a los parámetros S han sido realizadas con el analizador de redes de la EPS de la UAM, mientras que las medidas del diagrama de radiación han sido realizadas en la cámara anecoica de la UPM.

8.1 - ANTENA DE COMUNICACIONES POR SATÉLITE

8.1.1 – CONSTRUCCIÓN DEL ARRAY

Este apartado muestra las labores llevadas a cabo para construir la antena final consistente en un array de 2x2 elementos radiantes de parches apilados rodeados por una cavidad cuadrada como los construidos en el apartado 4.5.

Partiendo del proceso descrito en susodicho apartado, el siguiente paso es atornillar los cuatro elementos radiantes al plano metálico que se ha diseñado como soporte del array; dicho soporte hace las funciones de plano reflector para evitar la radiación trasera indeseada. Si nos fijamos en el plano acotado de dicho elemento (Figura 4.83), observamos que hay 3 tipos de taladros sobre dicha placa. Los taladros tipo A son para los tornillos que fijan las cavidades al plano del array. Los taladros tipo B son huecos para los conectores y los taladros tipo C son para los tornillos que fijarán la antenna al soporte de la cámara anecoica.

El resultado final del proceso de montaje del array se muestra en las imágenes de las figuras 8.1 a 8.3.

Lo último que queda para tener nuestra antenna lista y operativa para ser medida es fijar los cuatro híbridos construidos en el capítulo 7 a la placa del array con los soportes adhesivos, conectarlos con los cables a cada uno de los elementos radiantes y conectarlos también con su correspondiente red de alimentación construida en el apartado 6.4 que se encargará de distribuir la potencia a cada uno de los elementos radiantes de la antenna. En la figura 8.4 se ilustra una imagen de muestra del array con los híbridos y el distribuidor conectados mediante cables.

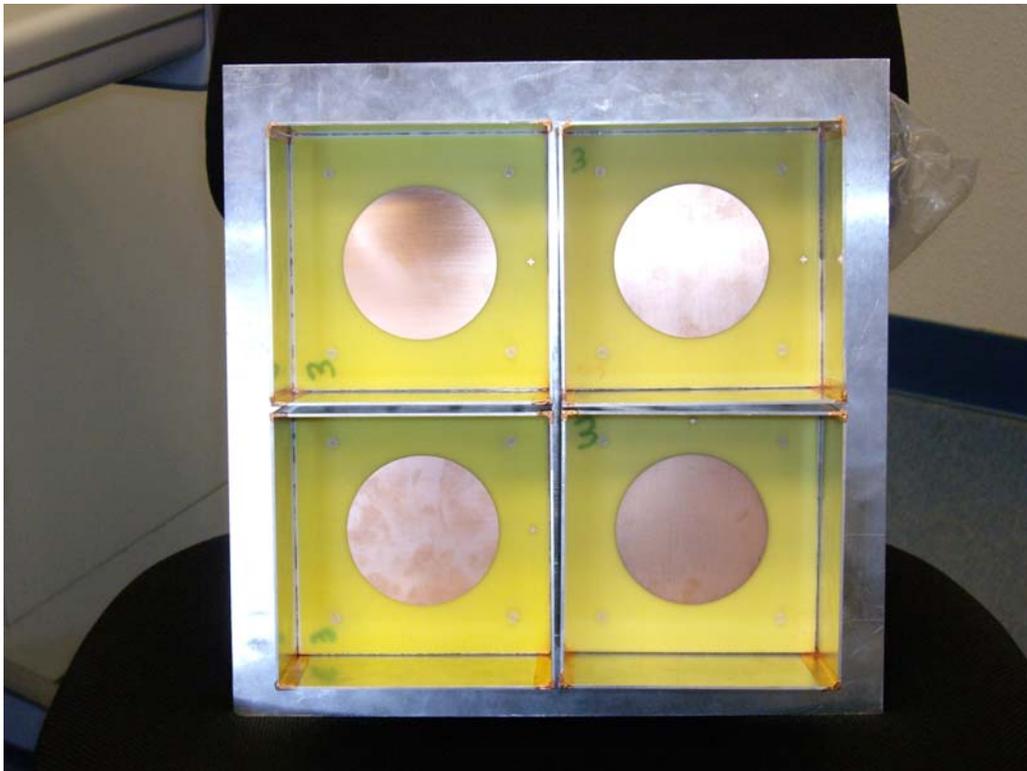


Figura 8.1 – Vista frontal de uno de los arrays

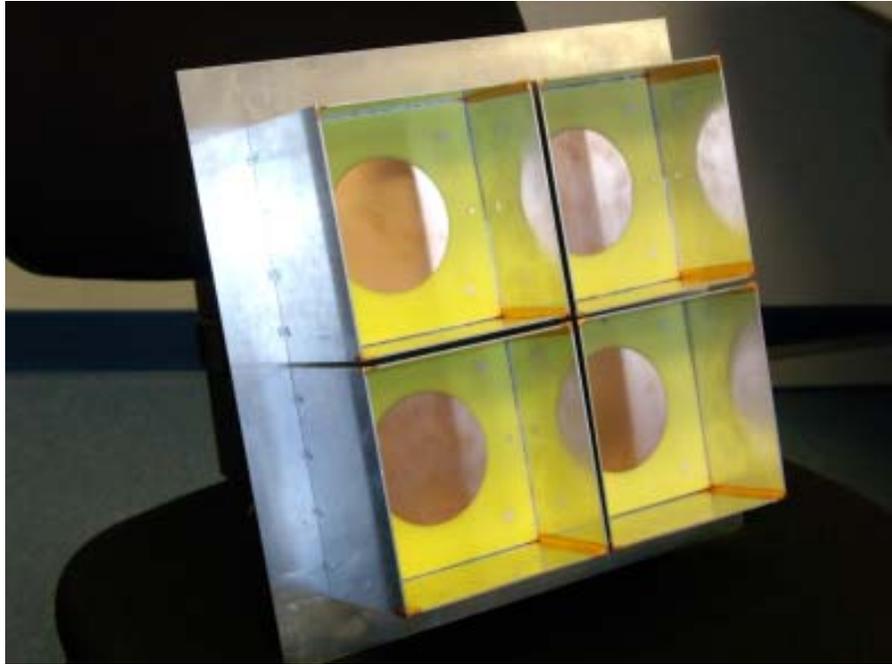


Figura 8.2 – Imagen del array de cavidades de 0.5λ de altura

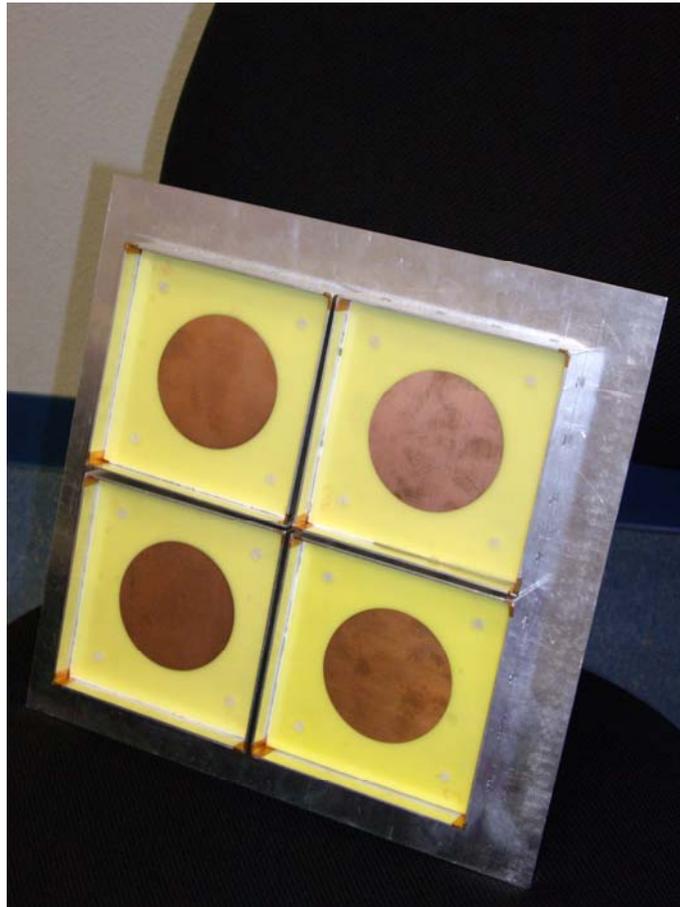


Figura 8.3 – Imagen del array de cavidades de 0.125λ de altura

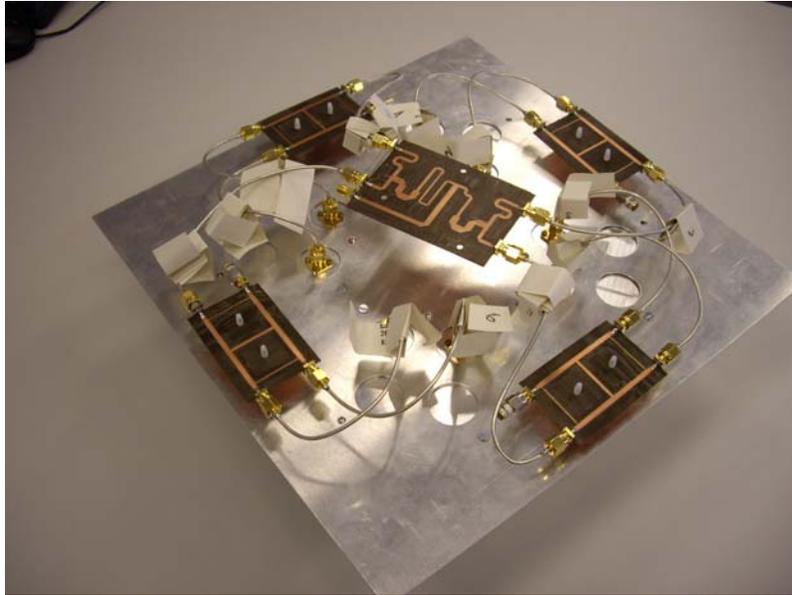


Figura 8.4 – Imagen de las conexiones del array con los híbridos y el distribuidor

8.1.2 – MEDICIÓN DEL ELEMENTO INDIVIDUAL CON HÍBRIDO DE MANERA AISLADA

En este apartado medimos el elemento individual del diseño 1 y del diseño 2 con el híbrido conectado. Para cada diseño, mediremos los parámetros S , caracterizaremos el diagrama de radiación, la ganancia con la frecuencia, y la relación axial también con la frecuencia. Es de esperar que el ancho de banda mejore al realizar las mediciones con el circuito híbrido conectado. Dado que se trata de un circuito que une dos señales que proceden de caminos distintos, estas señales tendrán distinta fase. Esto resta las reflexiones individuales de cada uno de los dos puertos del parche y como consecuencia, hay una mejora general de la reflexión del parche más el híbrido.

8.1.2.1 – Diseño 1: elemento con pared de cavidad de altura 0.125λ

- Parámetros S:

La siguiente gráfica muestra los parámetros S del elemento radiante del diseño 1. Las curvas de mayor grosor, en violeta y verde, se corresponden con la reflexión en el puerto de entrada del híbrido y con el aislamiento entre los puertos de entrada del híbrido respectivamente. El resto de curvas, de menor grosor, se corresponden con la reflexión del diseño 1 sin el híbrido (coinciden con las de la gráfica 4.88).

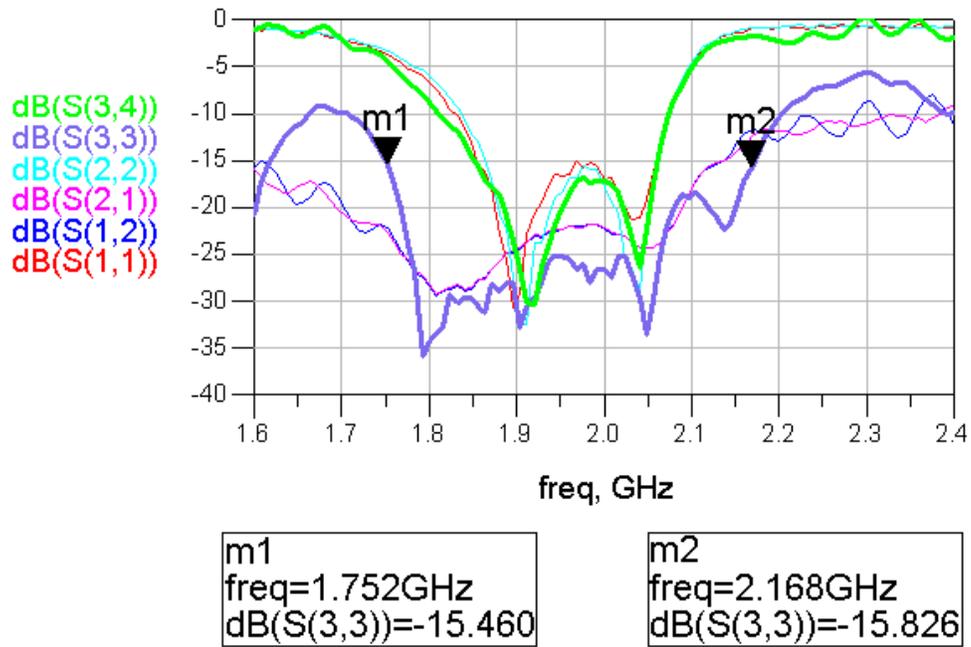


Figura 8.5 – Parámetros S del elemento individual del diseño 1 con y sin híbrido

- Diagrama de radiación:

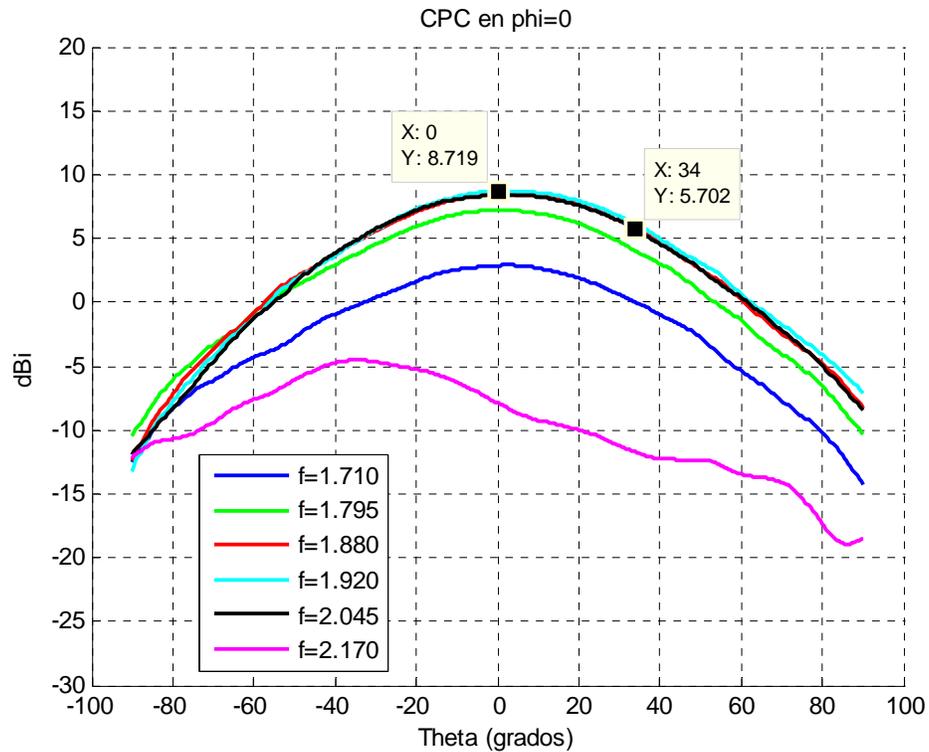


Figura 8.6 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$

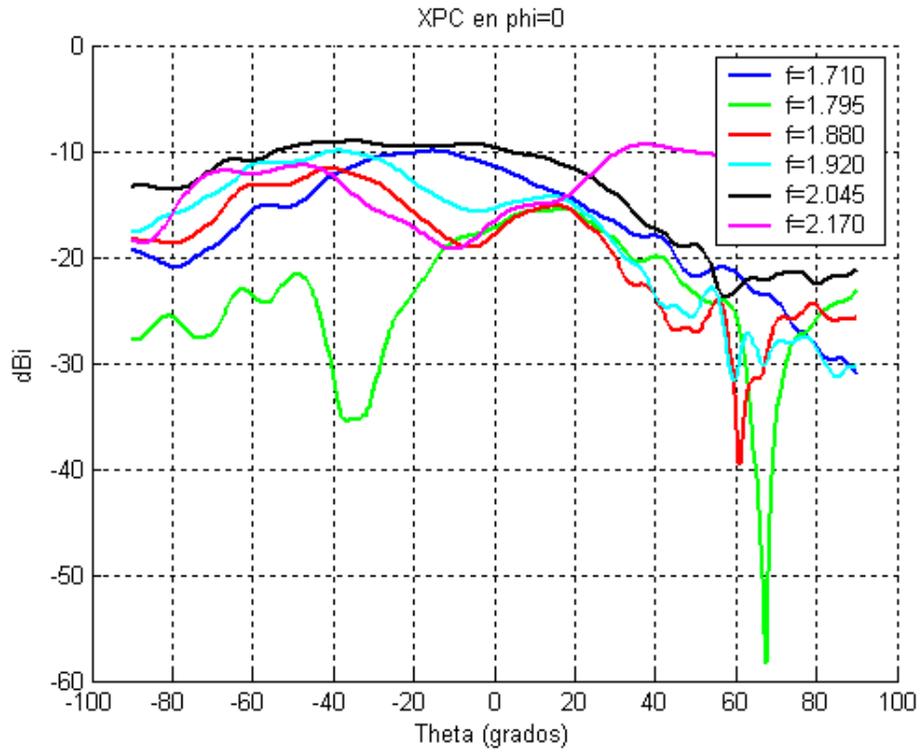


Figura 8.7 - Componente contra polar en $\phi = 0^\circ$

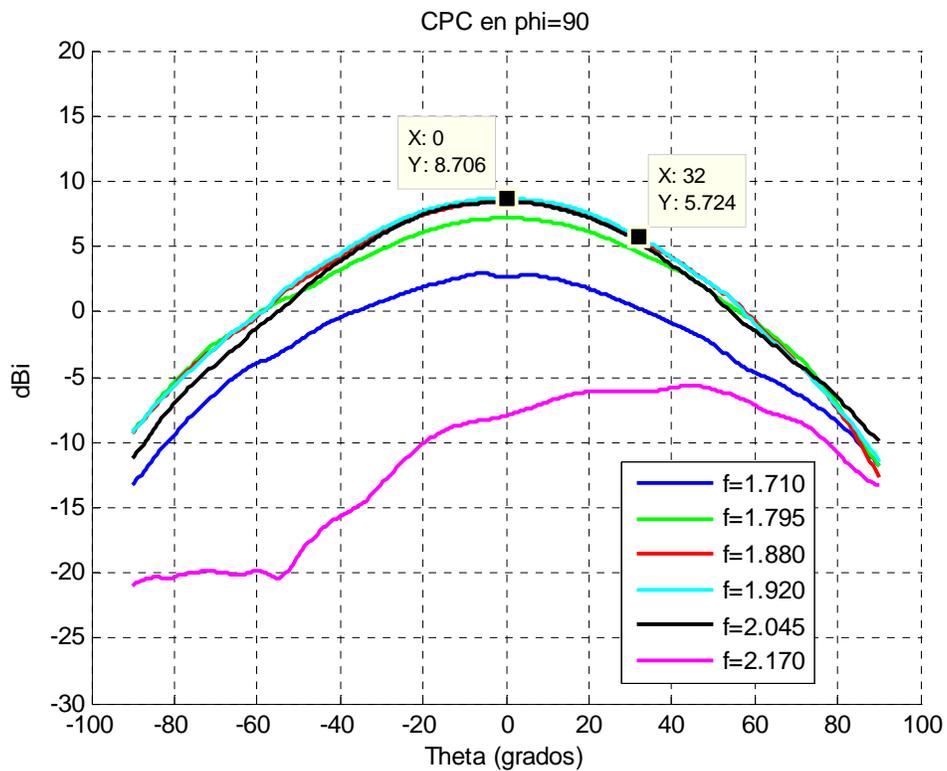


Figura 8.8 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$.

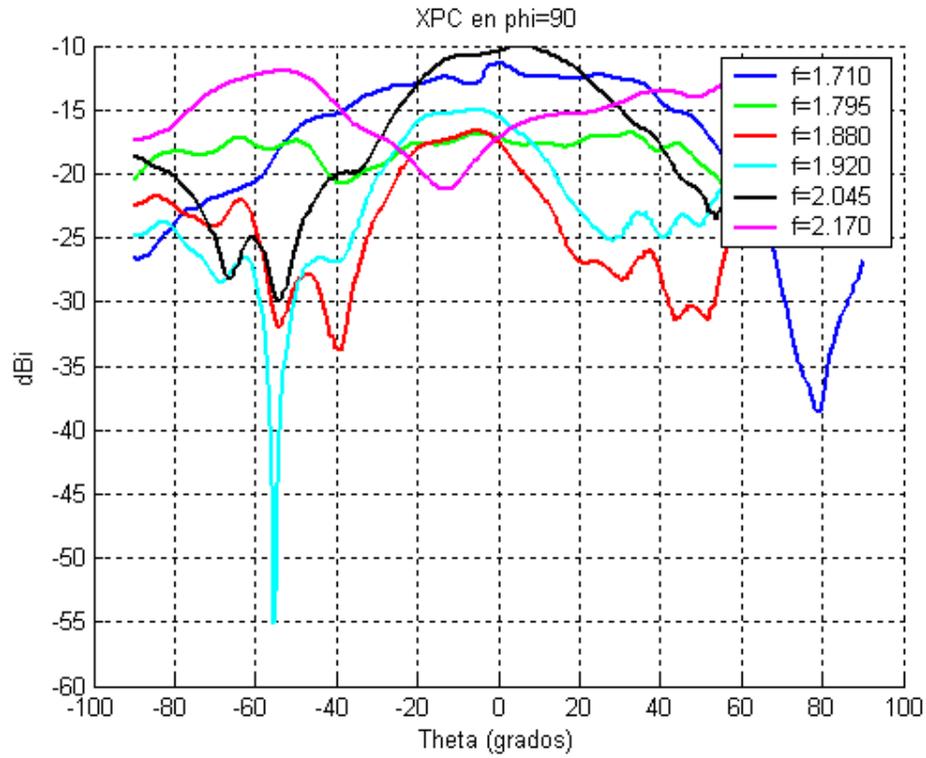


Figura 8.9 - Componente contra polar en phi = 90°.

- Relación axial:

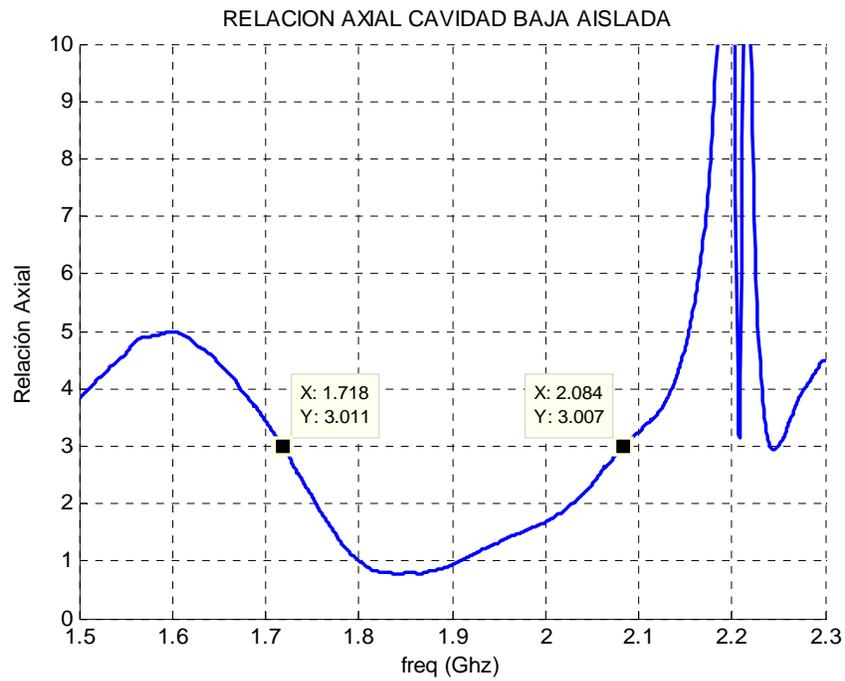


Figura 8.10 – Relación axial elemento radiante cavidad 0.125λ medido de manera aislada

- Ganancia con la frecuencia:

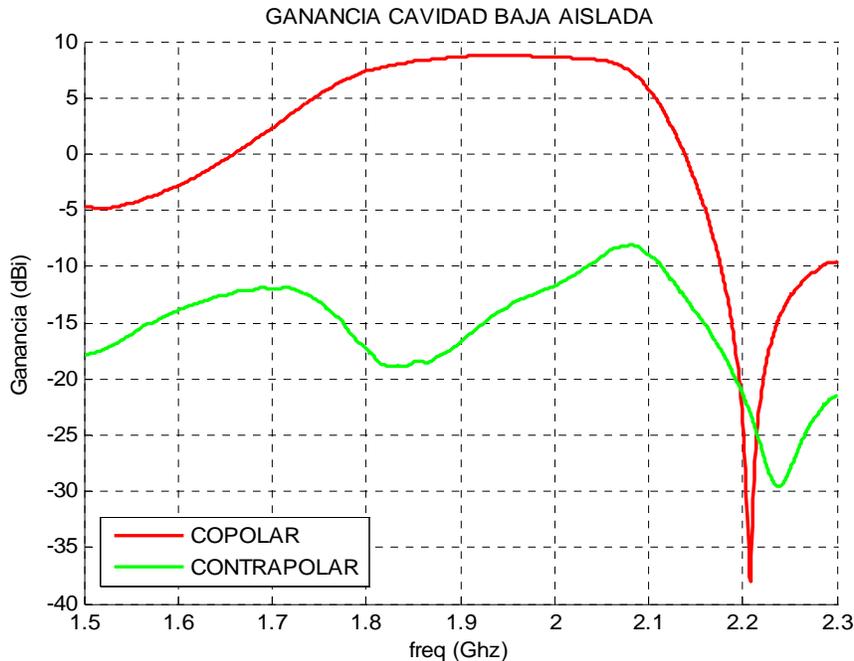


Figura 8.11 – Ganancia del elemento radiante cavidad 0.125λ medido de manera aislada

- Observaciones:

Como puede apreciarse de la gráfica de la figura 8.5, las mediciones de los parámetros S realizadas sobre el diseño 1 revelan que la antena de parches con cavidad de paredes bajas ha salido ligeramente desplazada en banda a frecuencias inferiores. En el apartado 4.3.4.1 se explicó que achacamos este desplazamiento a que dicho diseño ha sido realizado y simulado en el software Ensemble.

Con el híbrido conectado se ha conseguido un aumento considerable del ancho de banda relativo, que ahora tiene un valor de aproximadamente un 21.22%. frente al 10.61% que tenía el diseño 1 sin conectar el híbrido.

En cuanto al diagrama de radiación, las figuras 8.6 y 8.8 correspondientes a la componente copolar, indican una caída de ganancia, sobre todo en las frecuencias $f=1.71$ GHz y $f=2.17$ GHz. A esas frecuencias la reflexión de la cavidad con el híbrido se ha degradado, especialmente a esta última frecuencia, donde la reflexión está por encima de -5 dB (Ver figura 8.5), lo cual afecta directamente sobre la ganancia.

A frecuencias centrales ($f = 2.045$ GHz) se obtiene un ancho de haz aproximado de 64° . El ancho de banda de la relación axial a 3 dB es de un 19.25%

8.1.2.2 – Diseño 2: elemento con pared de cavidad de altura 0.5λ

- Parámetros S:

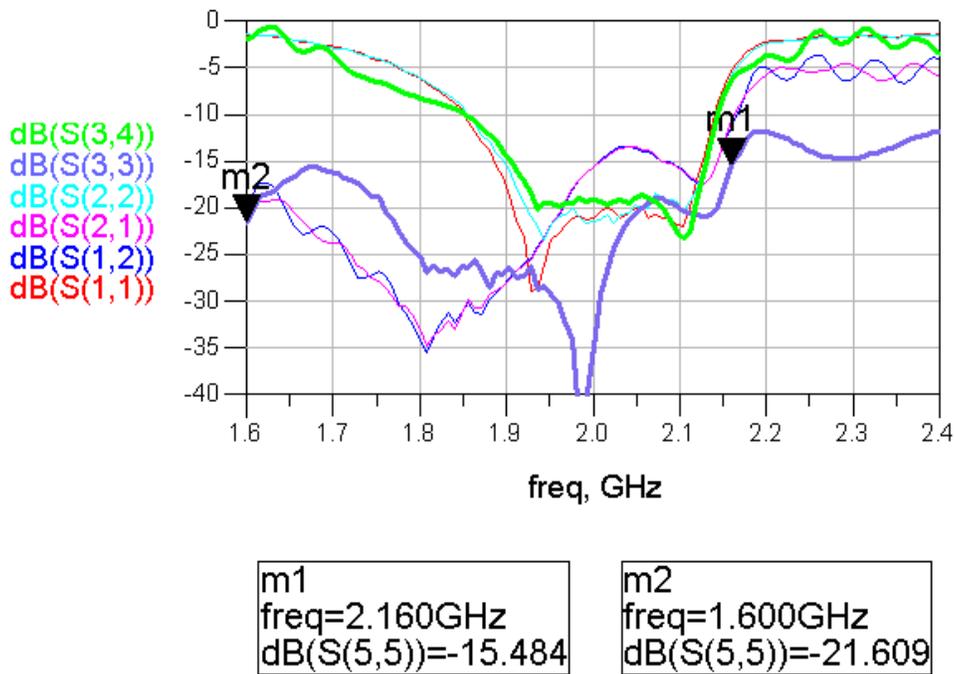


Figura 8.12 - Parámetros S del diseño 2 (con y sin híbrido conectado)

La gráfica de la figura 8.12 muestra los resultados de medir dicho elemento, tanto con el híbrido conectado como sin él.

Las curvas de mayor grosor, en violeta y verde, se corresponden con la reflexión en el puerto de entrada del híbrido y con el aislamiento entre los puertos de entrada del híbrido. El resto de curvas, de menor grosor, se corresponden con la reflexión del diseño 2 sin el híbrido (coinciden con las de la gráfica de la figura 4.89).

Se observa que con el híbrido conectado, hemos conseguido aumentar el ancho de banda en reflexión de un modo considerable.

- Diagramas de radiación:

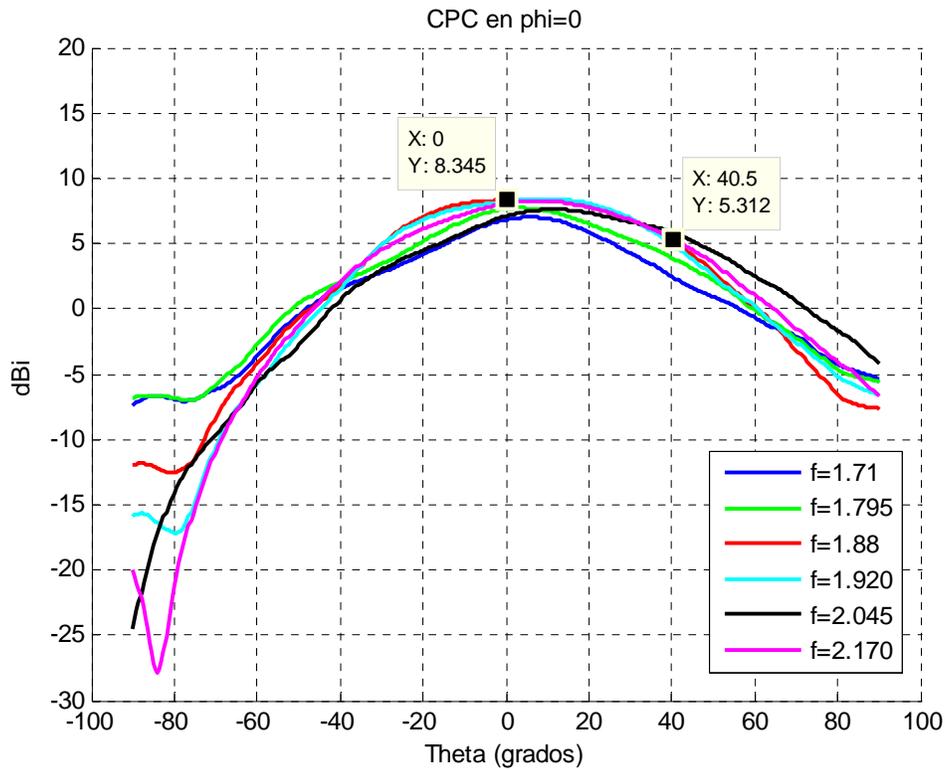


Figura 8.13 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$.

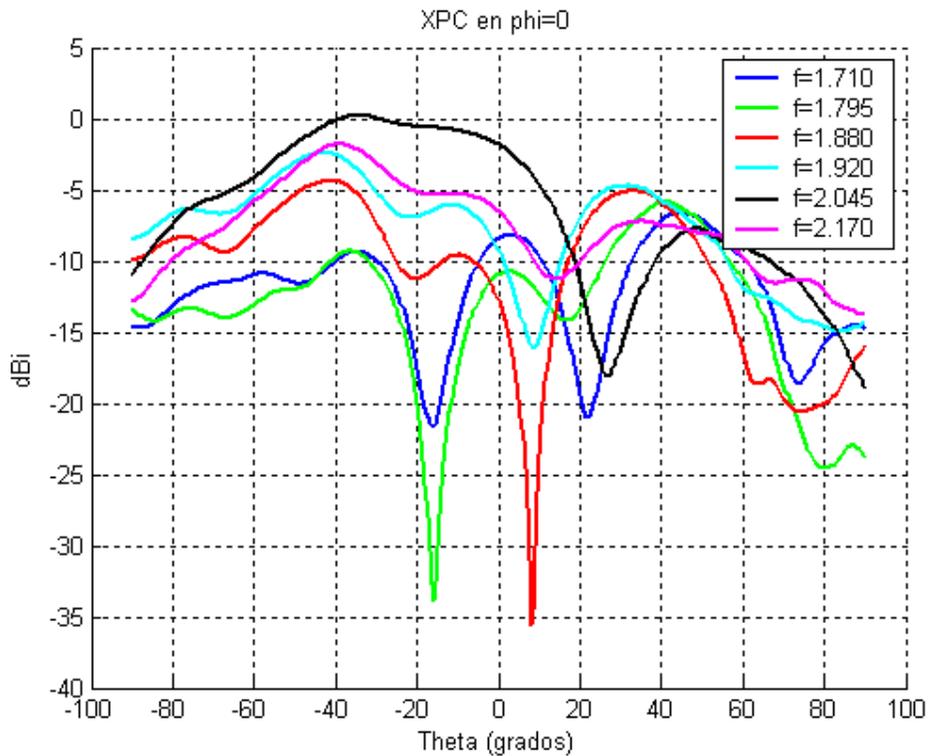


Figura 8.14 - Componente contra polar en $\phi = 0^\circ$.

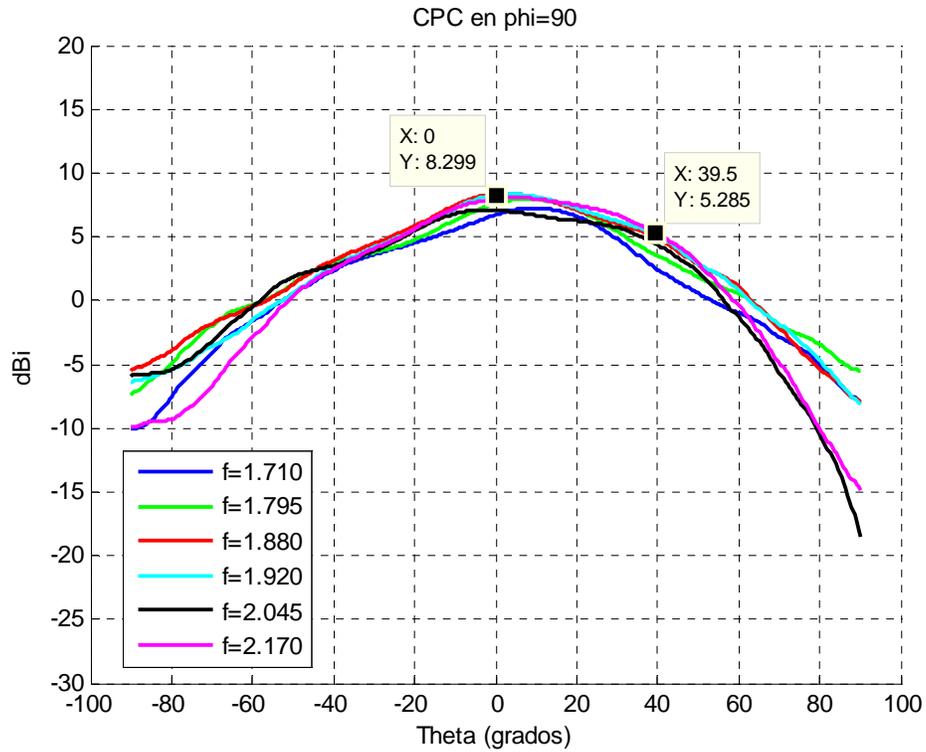


Figura 8.15 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$.

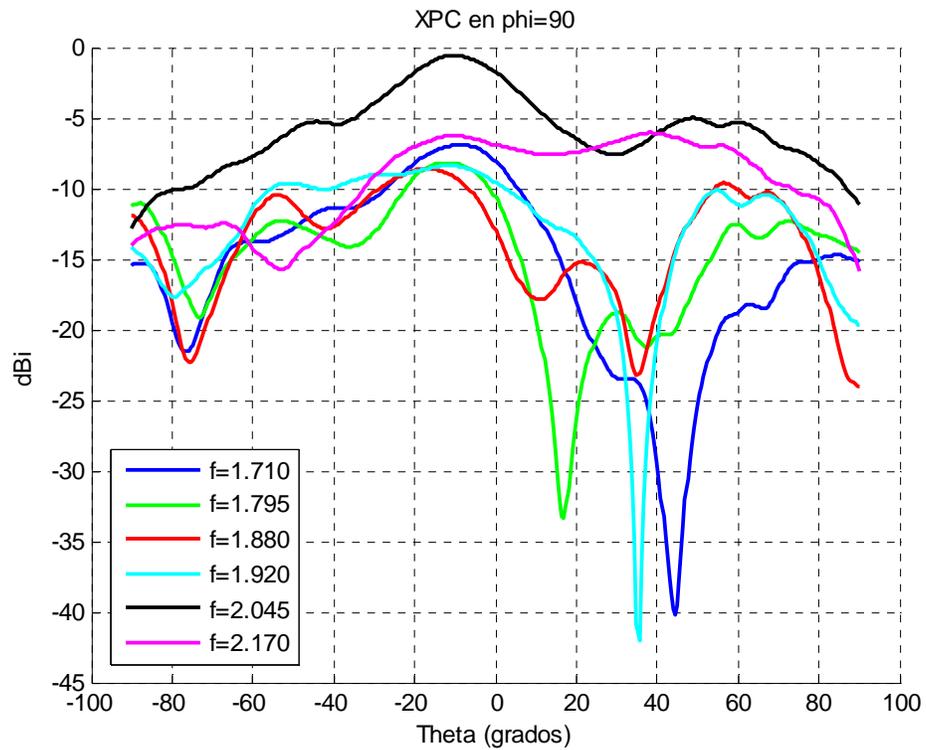


Figura 8.16 - Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$.

- Relación axial:

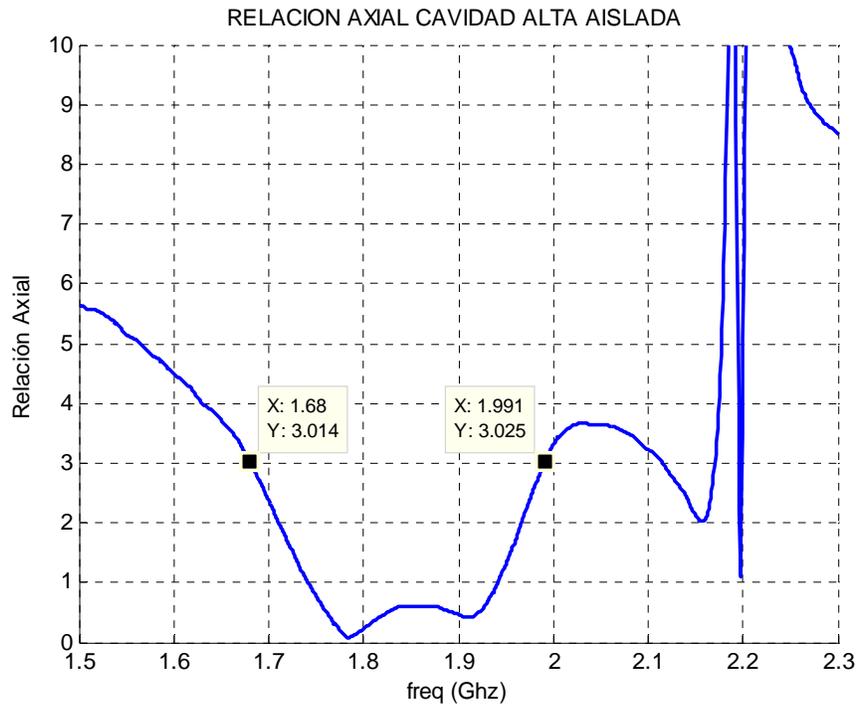


Figura 8.17 – Relación axial elemento radiante cavidad 0.5λ medido de manera aislada

- Ganancia:

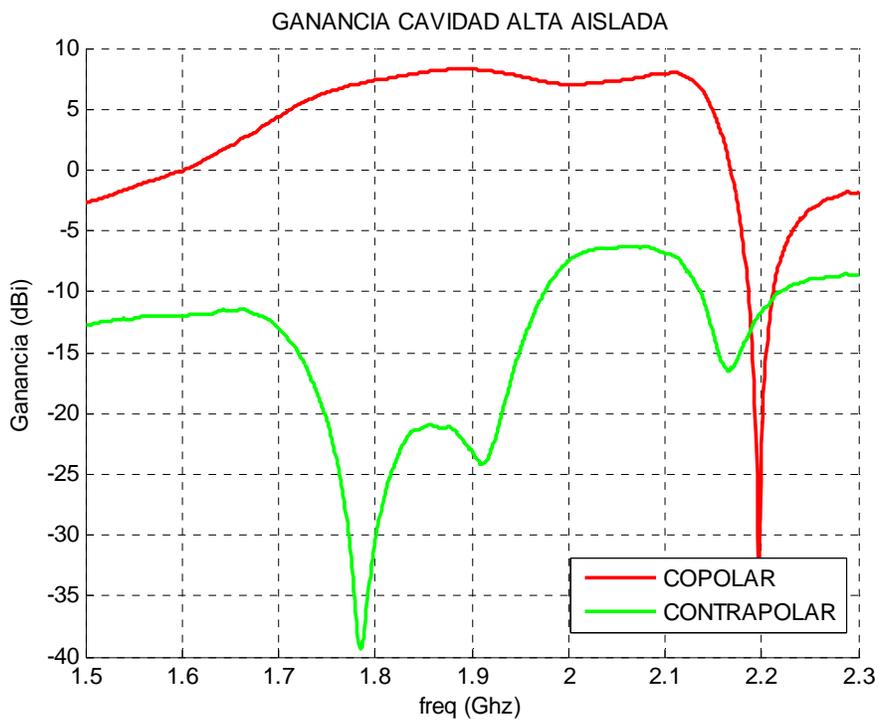


Figura 8.18 – Ganancia del elemento radiante cavidad 0.5λ medido de manera aislada

- Observaciones:

Las gráficas anteriores nos permiten afirmar que, al contrario de lo que ocurría en el diseño 1, las simulaciones realizadas con el software de simulación electromagnética son muy parecidas a las mediciones reales de la antena.

En este caso, no se ha producido ningún desplazamiento indeseado en banda, y la antena cubre mejor la banda especificada. Su ancho de banda relativo con el híbrido conectado es superior al 29.78% a -15 dB.

La mejora obtenida al conectar el híbrido es obvia, pues sin dicho elemento, su ancho de banda relativo era de 12.63% a -15 dB.

Como aspecto negativo, hay que resaltar que los acoplos son ligeramente superiores a los del diseño 1.

El buen comportamiento en reflexión de este diseño en la banda de trabajo, afecta directamente sobre las curvas del diagrama de radiación (Figuras 8.13 a 8.16). Para este diseño, no tenemos los mismos problemas que en el caso del diseño 1 y ahora a las frecuencias de $f=1.71$ Ghz y $f=2.17$ Ghz mantenemos unos buenos valores de ganancia. A frecuencias centrales ($f=2.045$ Ghz) se obtiene un ancho de haz aproximado de 70° . El ancho de banda de la relación axial a 3 dB es de un 16.94%

8.1.2.3 – Comparativa:

Mostramos a continuación una pequeña tabla resumen con los valores medidos de los principales parámetros bajo estudio (medidos sobre la frecuencia central $f=2.045$ Ghz) de cada uno de los diseños para poder realizar comparaciones.

	DISEÑO 1	DISEÑO 2
% Ancho de banda a -15 dB	21.22	29.78
Ganancia máxima	8.7	7.6
Ancho de haz a -3dB (CPC=0°)	64	68
Ancho de haz a -3dB (CPC=90°)	64	75
Inclinación (CPC=0°)	1	12
Inclinación (CPC=90°)	1	2.5
% ancho de banda de relación axial a 3dB	19.25%	16.94%

Tabla 8.1 – Cuadro resumen con los principales parámetros de los diseños

8.1.2 – MEDICIÓN DEL ELEMENTO INDIVIDUAL CON HÍBRIDO INCORPORADO EN LA PLACA DEL ARRAY

En este apartado realizamos medidas similares a las que hemos realizado para el diseño 1 y el diseño 2 en el apartado anterior (8.1.2), pero esta vez con los elementos radiantes incorporados en el plano reflector, aunque sólo uno radia.

No se han medido los cuatro elementos del array conectados con la red de distribución de potencia, eso se hará en el siguiente apartado (8.1.3), tan sólo uno de ellos para ver el efecto del plano reflector sobre el elemento individual.

8.1.2.1 – Diseño 1: elemento con pared de cavidad de altura 0.125λ

- Diagrama de radiación:

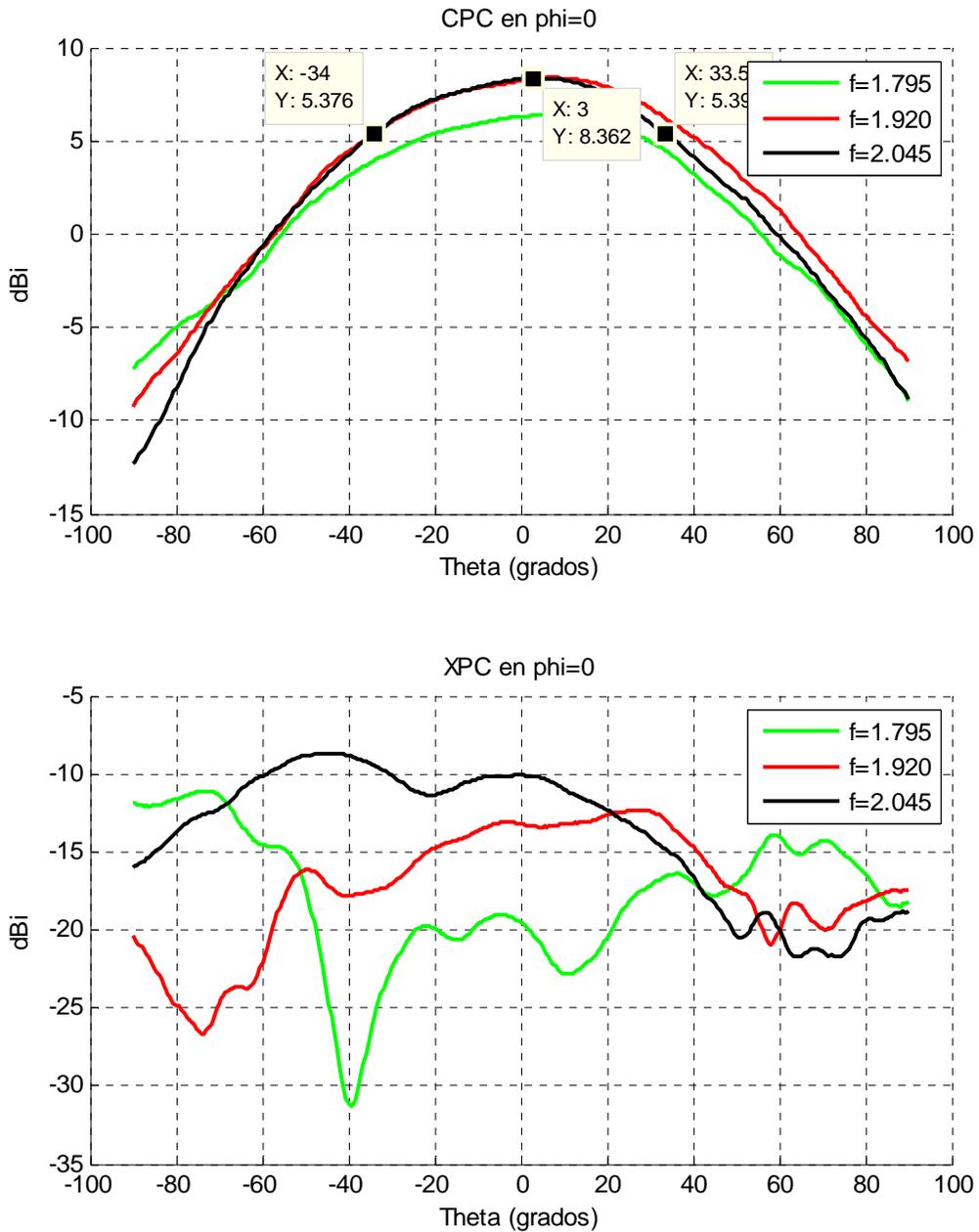


Figura 8.19 – Diagrama de radiación del diseño 1 en la placa de array en $\phi = 0^\circ$ (copolar y contrapolar)

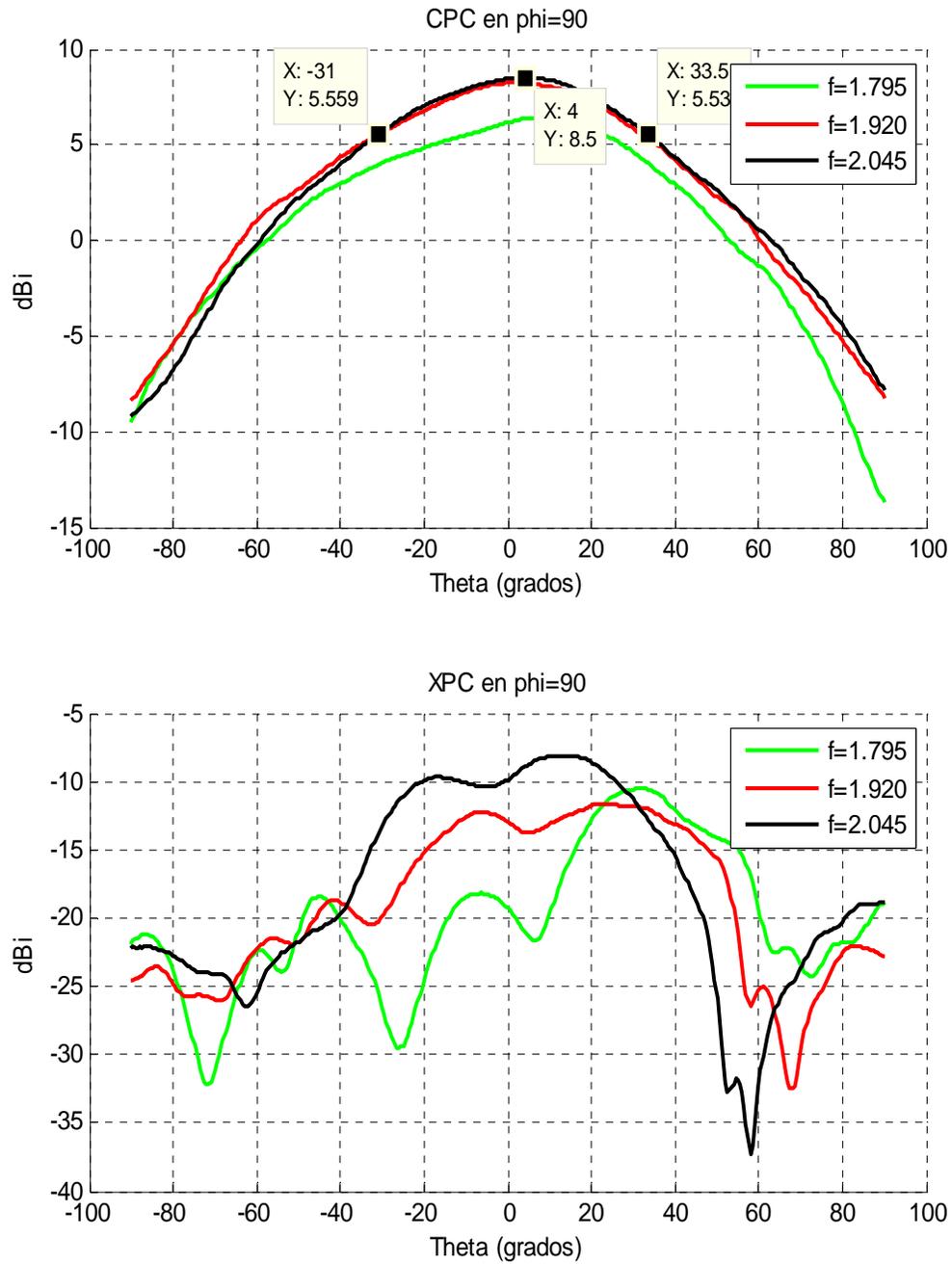


Figura 8.20 – Diagrama de radiación del diseño 1 en la placa de array en $\phi=90^\circ$ (copolar y contrapolar)

- Ancho de banda en reflexión:

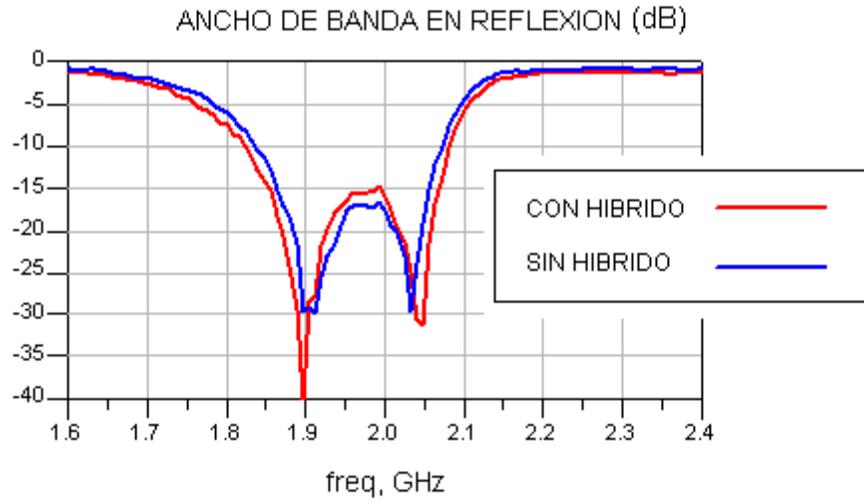


Figura 8.21 – Pérdidas de retorno del diseño 1 en la placa del array

- Ganancia:

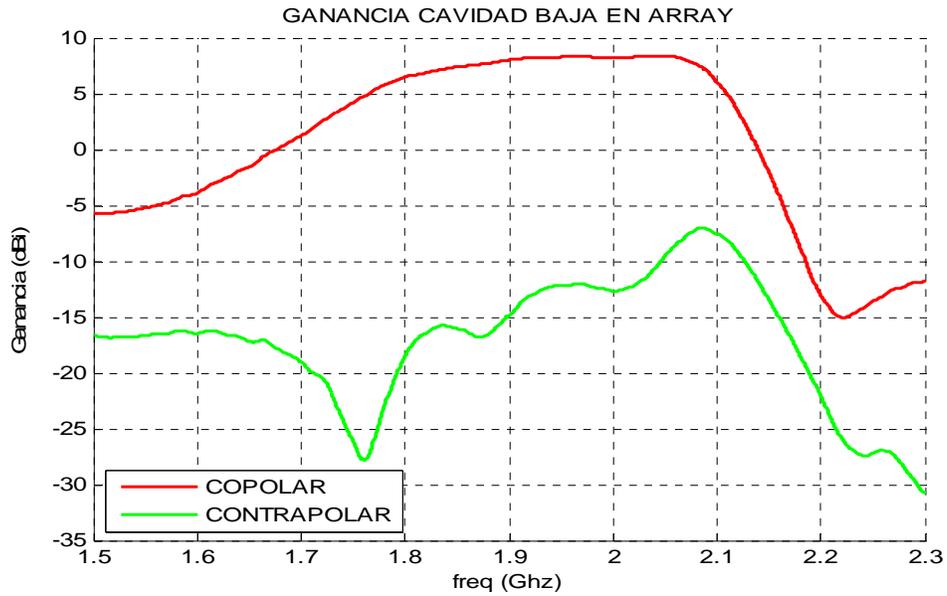


Figura 8.22 – Ganancia del diseño 1 en la placa de array

- Relación axial:

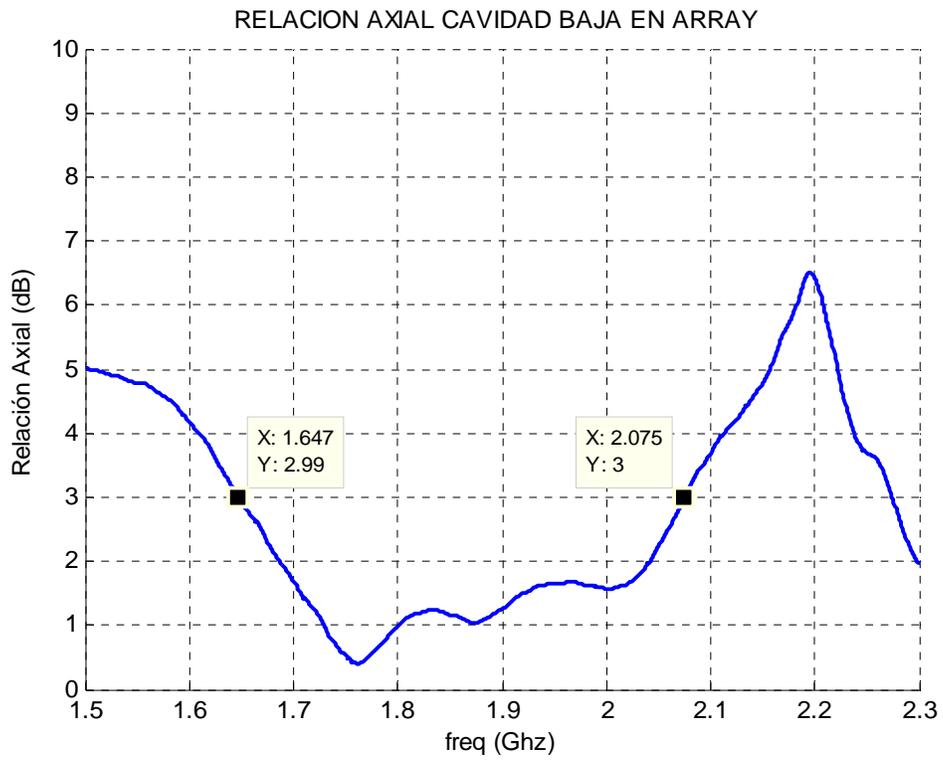


Figura 8.23 – Relación axial del diseño 1 en la placa de array

8.1.2.2 – Diseño 2: elemento con pared de cavidad de altura 0.5λ

- Diagrama de radiación:

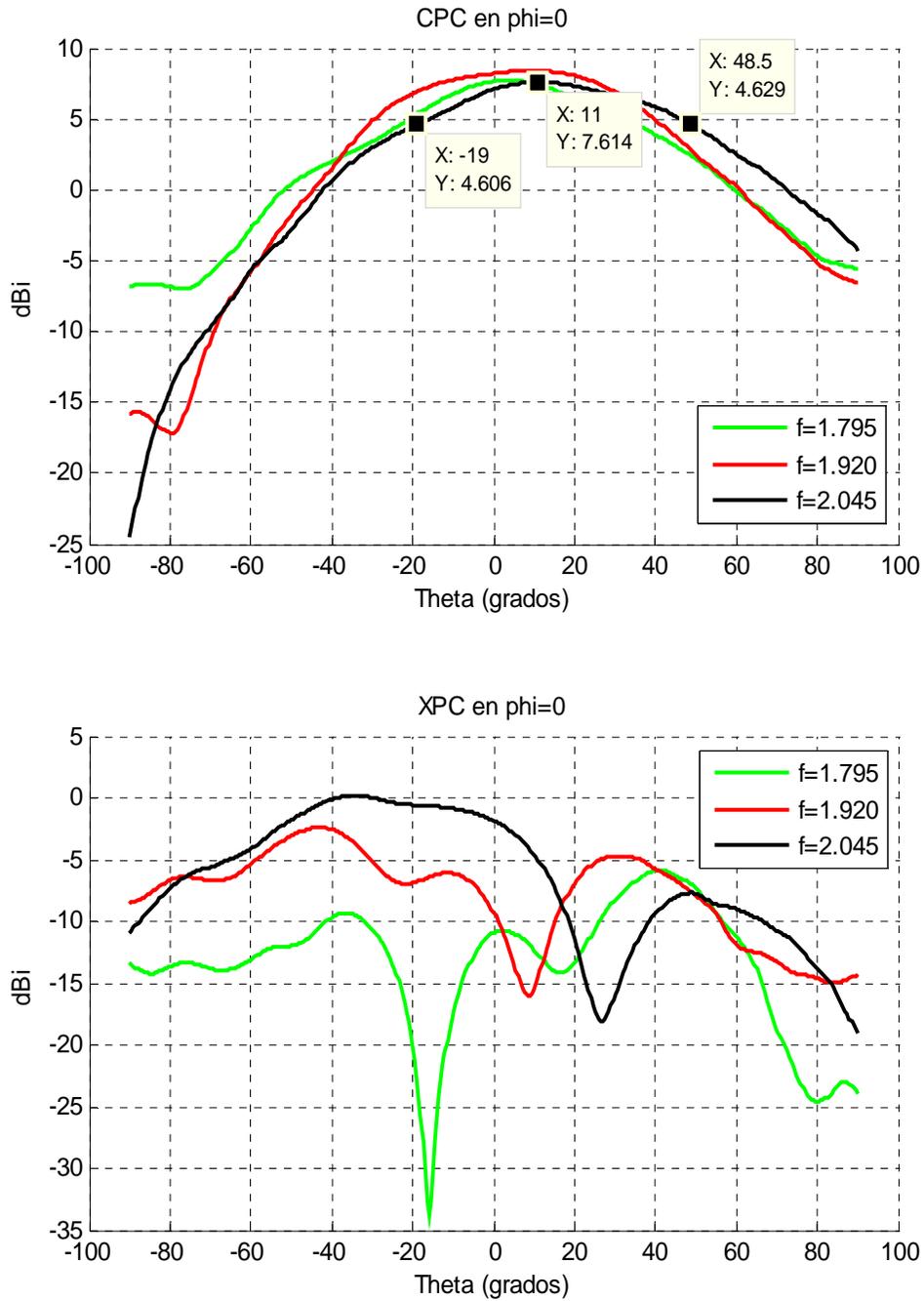


Figura 8.24 – Diagrama de radiación del diseño 2 en la placa de array en $\phi = 0^\circ$ (copolar y contrapolar)

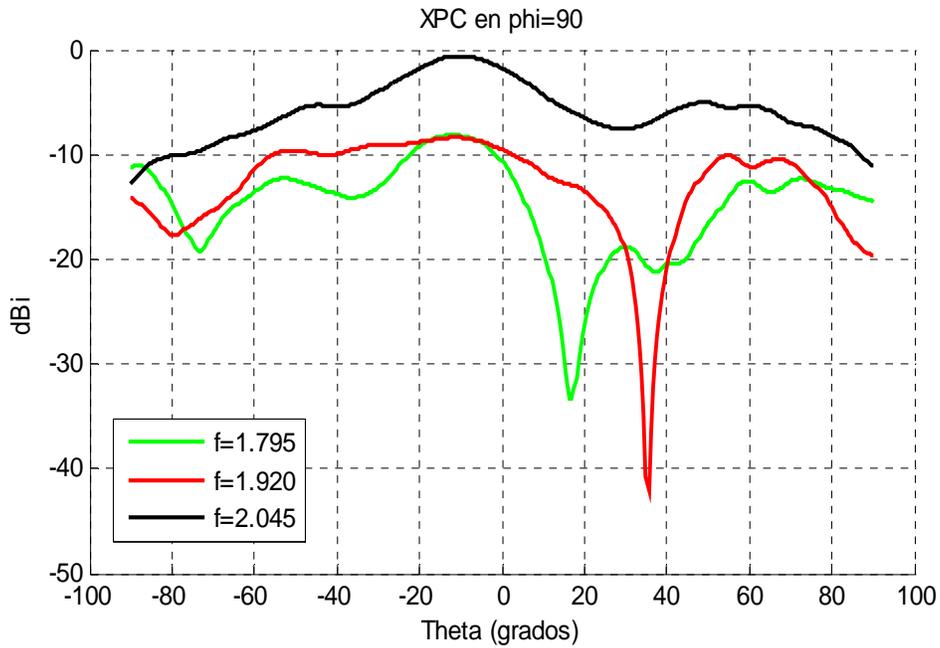
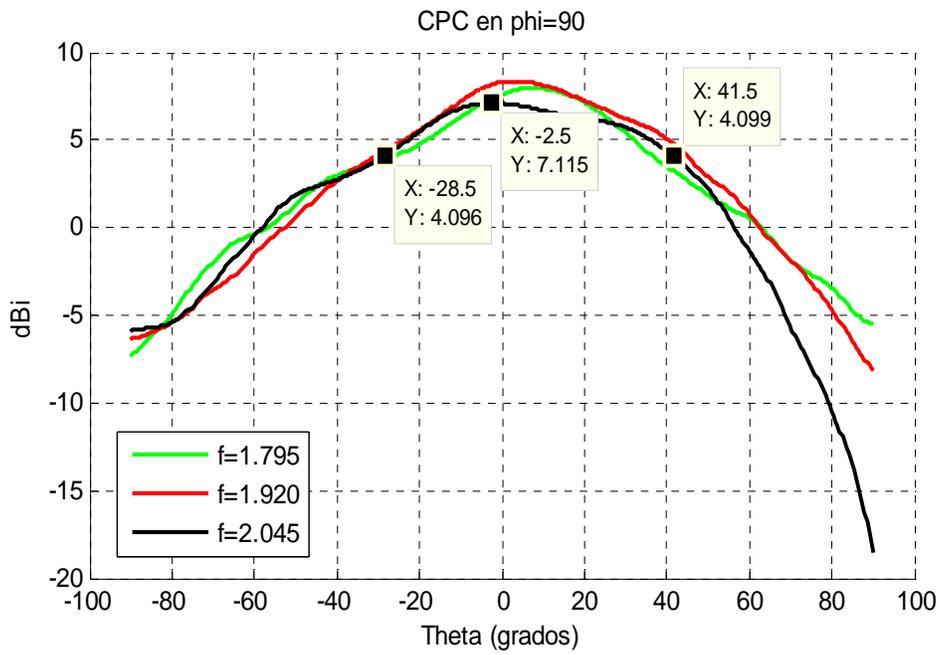


Figura 8.25 – Diagrama de radiación del diseño 1 en la placa de array en $\phi=90^\circ$ (copolar y contrapolar)

- Ancho de banda en reflexión:



Figura 8.26 – Pérdidas de retorno del diseño 2 en la placa del array

- Ganancia:

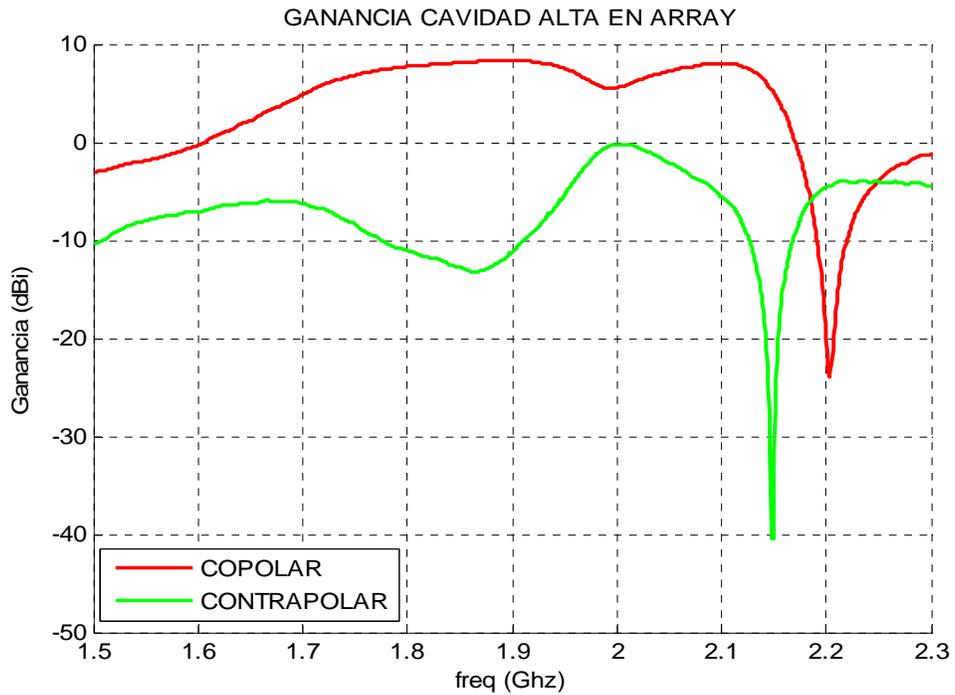


Figura 8.27 – Ganancia del diseño 2 en la placa de array

- Relación axial:

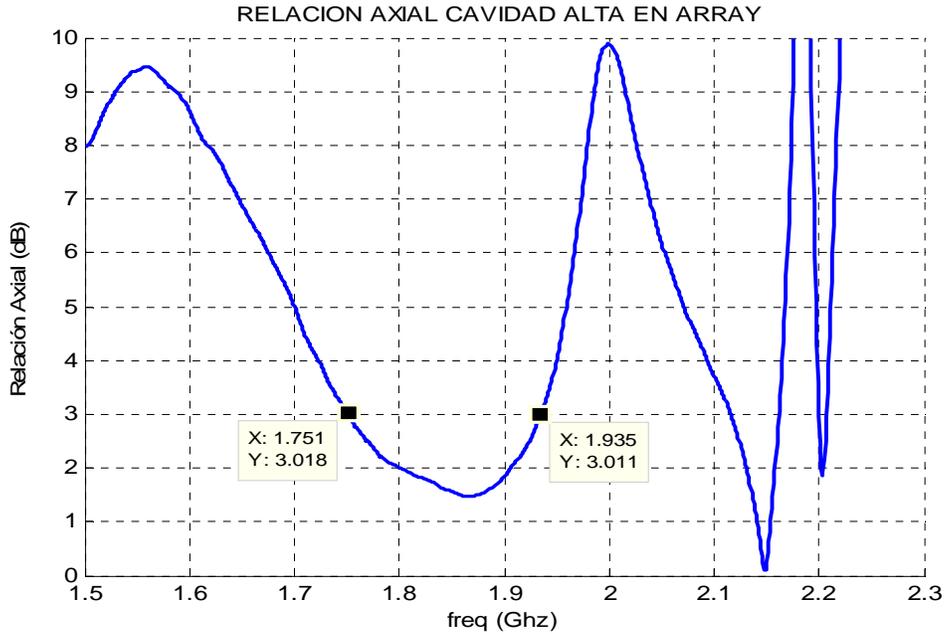


Figura 8.28 – Ganancia del diseño 2 en la placa de array

8.1.2.3 – Comparativa:

Mostramos a continuación una pequeña tabla resumen con los valores medidos de los principales parámetros bajo estudio (medidos sobre la frecuencia central $f=2.045$ Ghz) de cada uno de los diseños para poder realizar comparaciones.

	DISEÑO 1	DISEÑO 2
% Ancho de banda a -15 dB (sin híbrido)	9.79	11.42
% Ancho de banda a -15 dB (con híbrido)	13.17	19.67
Ganancia máxima	7.6	8.5
Ancho de haz a -3dB (CPC=0°)	67.5	67.5
Ancho de haz a -3dB (CPC=90°)	70	64.5
Inclinación (CPC=0°)	11	4
Inclinación (CPC=90°)	2.5	4
% ancho de banda de relación axial a 3dB	23.94	9.98

Tabla 8.2 – Cuadro resumen con los principales parámetros de los diseños

8.1.3 – MEDICION DEL ARRAY

Realizamos el mismo tipo de medidas que en el apartado anterior (8.1.3), pero para el array de cuatro elementos.

Se medirá el array en todas las disposiciones o configuraciones posibles: array de cavidades de 0.125λ de altura con alimentación normal y rotada, y también el array de cavidades de 0.5λ de altura con los dos tipos de alimentaciones.

Para el apartado de los parámetros S se realizarán las siguientes medidas en cada una de las disposiciones del array:

- La reflexión en el puerto de entrada del distribuidor de potencia, balanceado o desfasado según proceda, con los híbridos conectados.
- Los acoplos de uno de los puertos con los otros siete puertos que componen el array, sin conectar los híbridos.
- Los acoplos entre los puertos de distintos híbridos con la misma polarización.
- Los aislamientos entre los puertos del mismo y de distintos híbridos con diferente polarización.

Para el caso de las dos últimas medidas relativas a parámetros S (acoplos y aislamientos del array con el híbrido conectado), numeramos los circuitos híbridos del uno al cuatro de manera correlativa. De aquí en adelante y para facilitar la lectura de las medidas, cuando se habla de acoplos o aislamientos entre híbridos usaremos esa numeración.

Se ha tomado como referencia uno de los puertos de entrada del híbrido número uno, y se han medido los acoplos con el mismo puerto de los híbridos número dos, tres y cuatro.

Del mismo modo, se ha hecho con los aislamientos, pero esta vez con el otro puerto de los híbridos uno, dos, tres y cuatro.

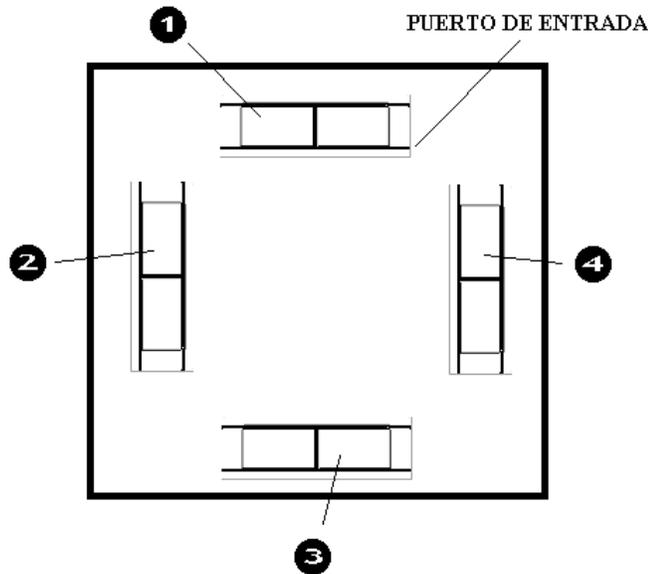


Figura 8.29 – Esquema de la vista trasera del array y de la numeración de los híbridos

Se han omitido las medidas relativas al otro puerto de entrada del híbrido por ser prácticamente iguales. La figura 8.29 muestra un esquema de la vista trasera del array, de la disposición de los circuitos híbridos y de la numeración usada.

A la hora de medir los acoplos entre puertos sin los híbridos (segundo guión en el párrafo donde se hablaba de las medidas de parámetros S), se ha usado la nomenclatura de puertos que ya se especificó en los apartados 4.4.1.1 y 4.4.2.1 del capítulo cuatro para la alimentación normal y rotada respectivamente (Ver figuras 4.46 y 4.61).

Las siguientes ilustraciones (figura 8.30 arriba) muestran las diferentes conexiones de los cables que salen de los híbridos a los puertos de entrada del array y las diferentes disposiciones de los puertos de alimentación en función de si alimentamos el array de un modo u otro. Con estas dos disposiciones se han hecho las diferentes medidas relativas a acoplos y a aislamientos entre puertos. (Figura 8.30 arriba).

Para cada tipo de alimentación, se utilizan distribuidores diferentes. En el caso de la alimentación normal, se usa el distribuidor balanceado, y en el caso de la alimentación rotada, se usa el distribuidor desfasado, para así compensar las diferentes rotaciones que se han hecho sobre los elementos del array. Lo muestra también la figura 8.30 (abajo).

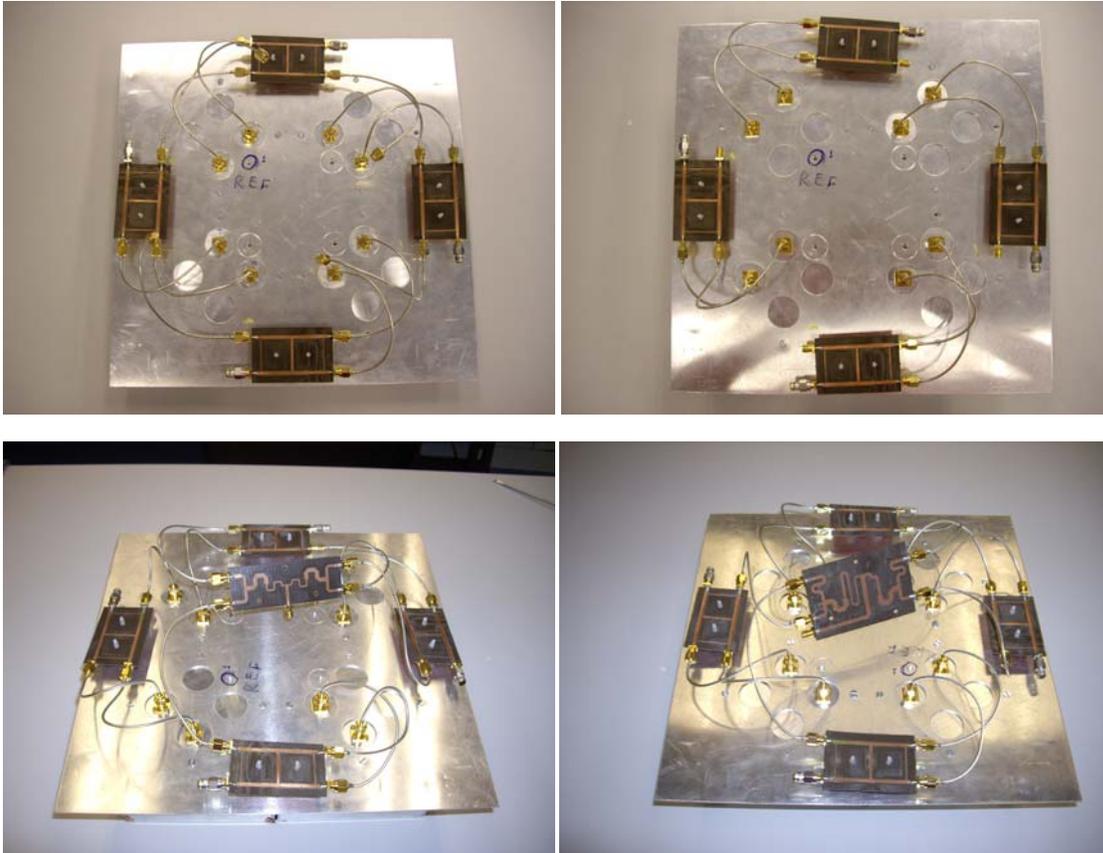


Figura 8.30 – Formas de alimentar el array: normal (izquierda) y rotada (derecha)

Una vez hechas todas las aclaraciones pertinentes, para los cuatro apartados que figuran a continuación (es decir, las cuatro disposiciones de array de los apartados 8.1.4.1 a 8.1.4.4) se mostrarán, en el orden indicado, gráficas con las siguientes medidas:

-Parámetros S de los 8 puertos del array sin el híbrido conectado. Se trata de la reflexión / transmisión de uno de los puertos, en este caso el puerto número 1, con los otros siete puertos de alimentación de la antena.

Para estas ocho curvas, las mediciones han sido realizadas directamente desde los puertos de entrada de los elementos radiantes en el array, sin tener conectados ni los circuitos híbridos ni el distribuidor de potencia.

Se incluye en estas gráficas, una curva con la reflexión en el puerto de entrada del array, con el distribuidor y los híbridos conectados (Entrada del sistema completo). Esta curva aparece en rosa y se corresponde con el puerto nº9 en la leyenda de las gráficas

- Acoplamientos y aislamientos entre puertos de los híbridos.
- Diagramas de radiación: en $\phi=0^\circ$ (copolar y contrapolar) y en $\phi=90^\circ$ (Copolar y contrapolar igualmente).
- Relación axial en función de la frecuencia.
- Ganancia en función de la frecuencia.

8.1.3.1 – Array de cavidades de $0'125\lambda$ de altura con alimentación normal:

- Parámetros S:

Mostramos una primera gráfica orientativa de la reflexión en el puerto de entrada del sistema completo y de los acoplos entre los puertos sin conectar los híbridos.

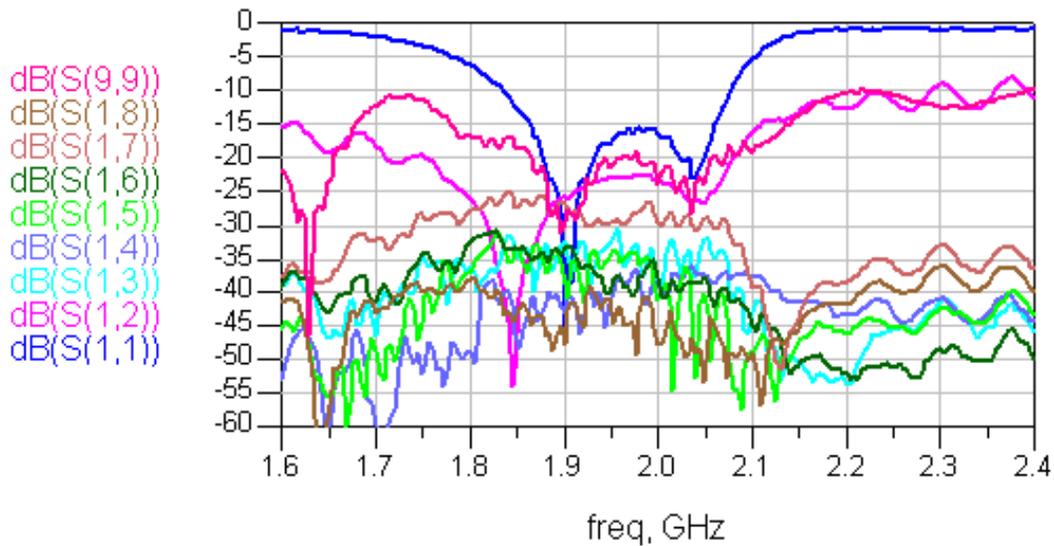


Figura 8.31 - Parámetros S del array de $0'125\lambda$ de altura y alimentación normal.

A continuación mostramos las gráficas de los acoplos y los aislamientos entre los circuitos híbridos.



Figura 8.32 – Acoplos entre los híbridos del array de $0'125\lambda$ de altura y alimentación normal

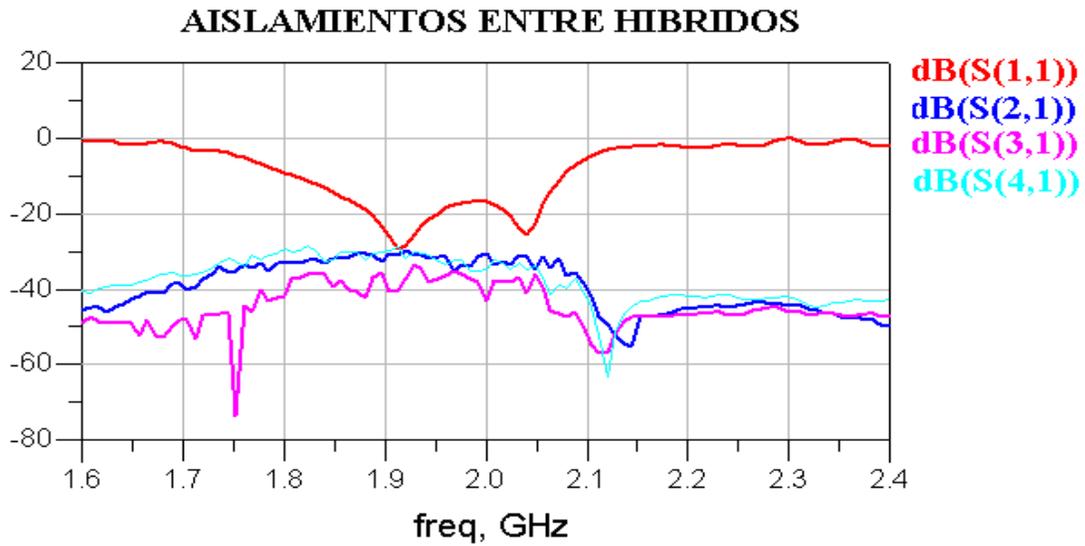


Figura 8.33 – Aislamientos entre los híbridos del array de 0.125λ de altura y alimentación normal

- Diagramas de radiación:

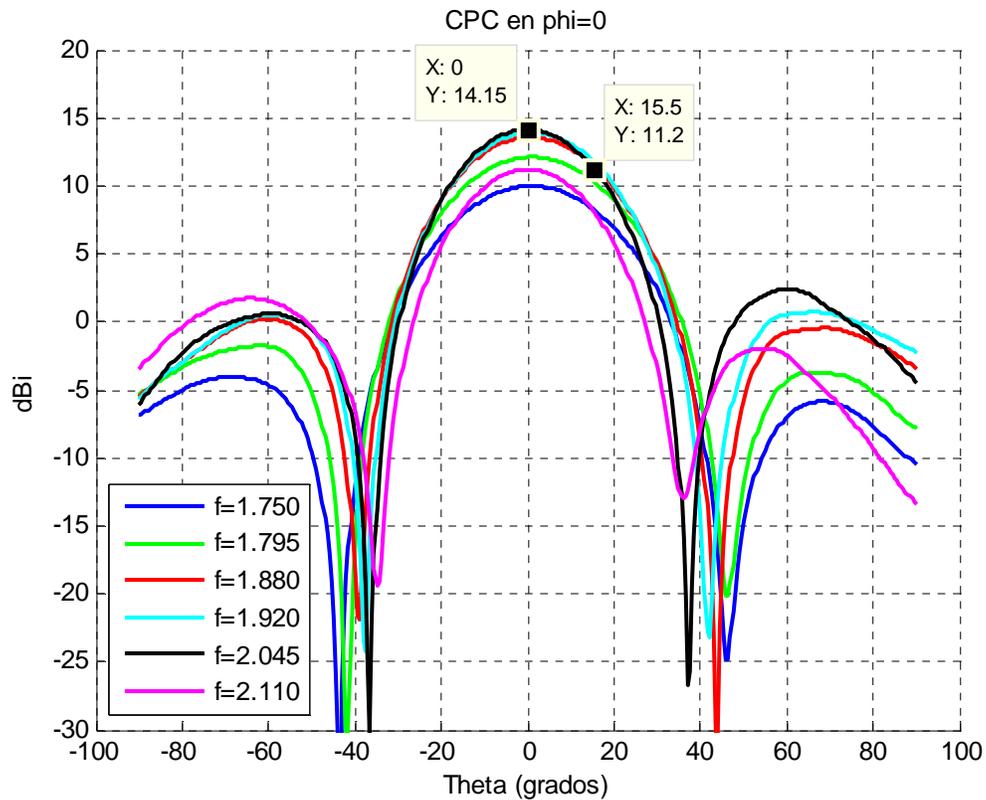


Figura 8.34 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$

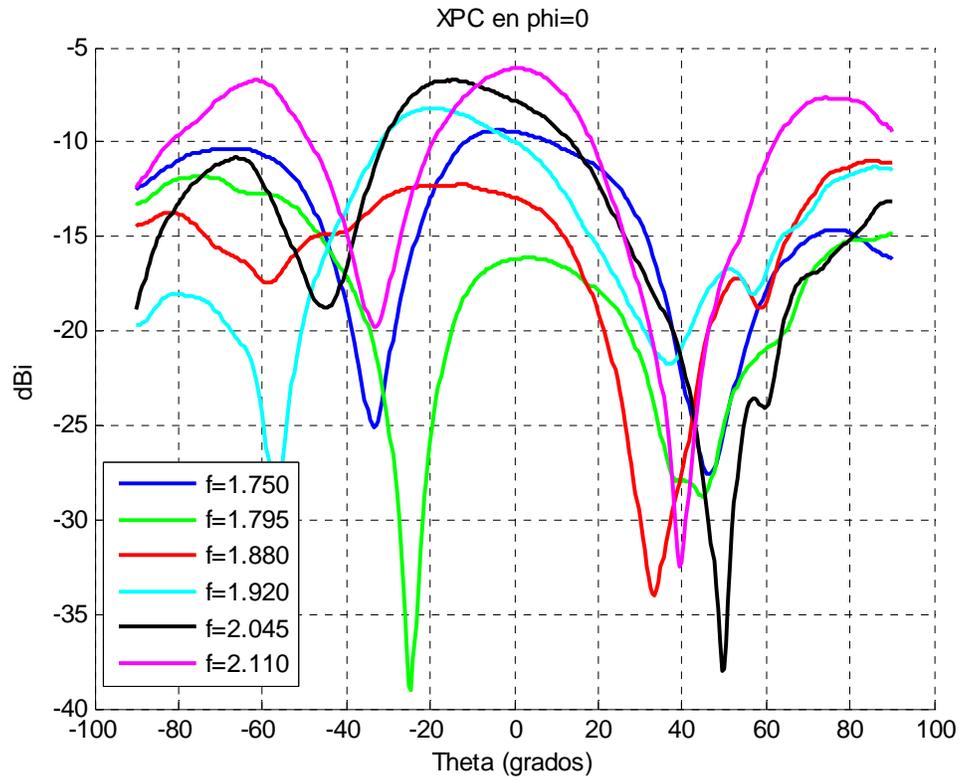


Figura 8.35 - Componente contrapolar en $\phi = 0^\circ$

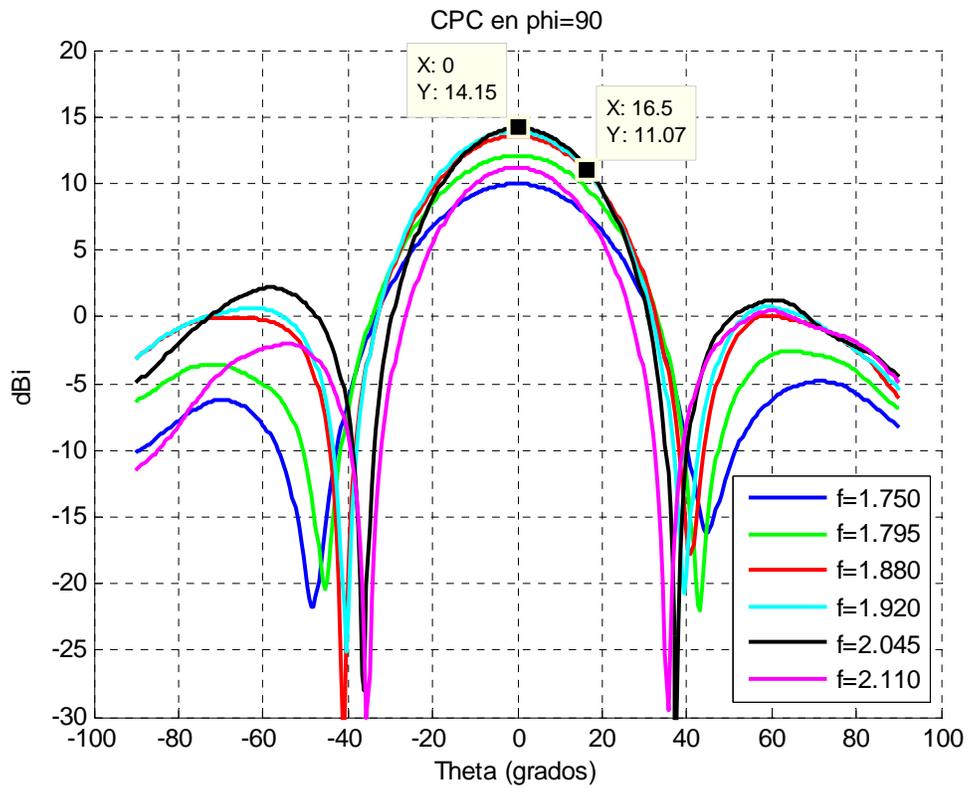


Figura 8.36 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$

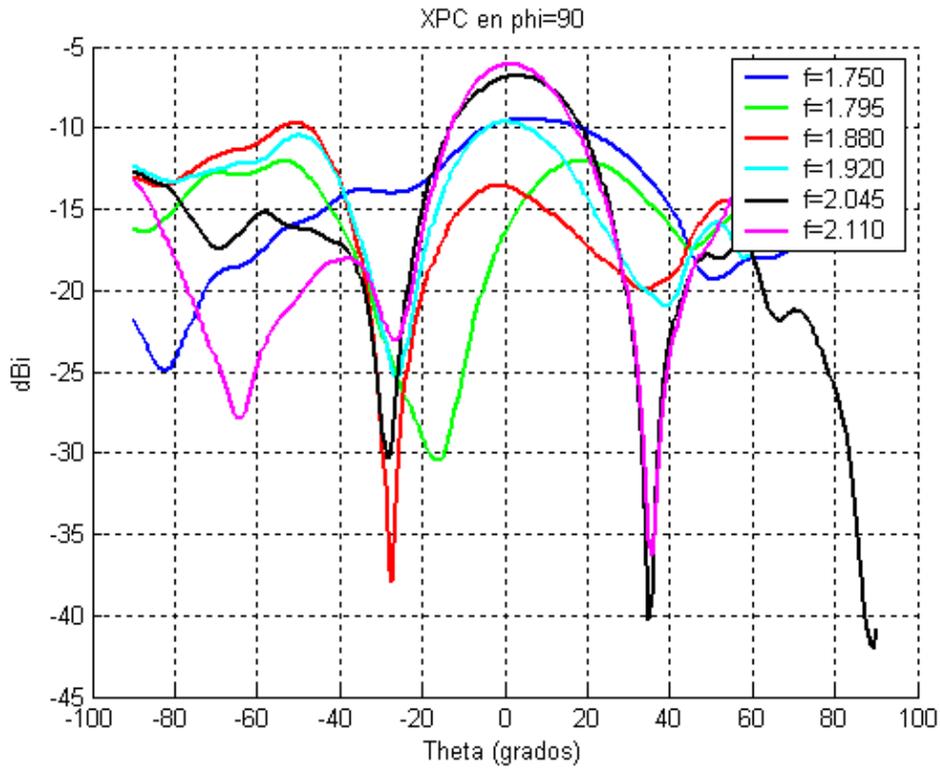


Figura 8.37 - Componente contrapolar en phi = 90.

- Relación axial:

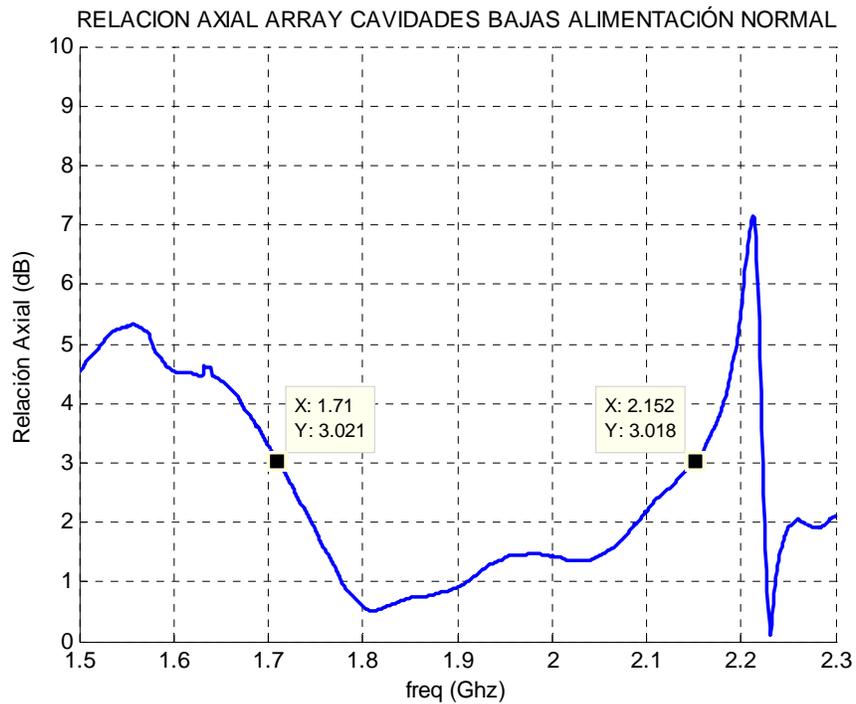


Figura 8.38 – Relación axial del array de $0.125 \cdot \lambda$ de altura y alimentación normal

- Ganancia:

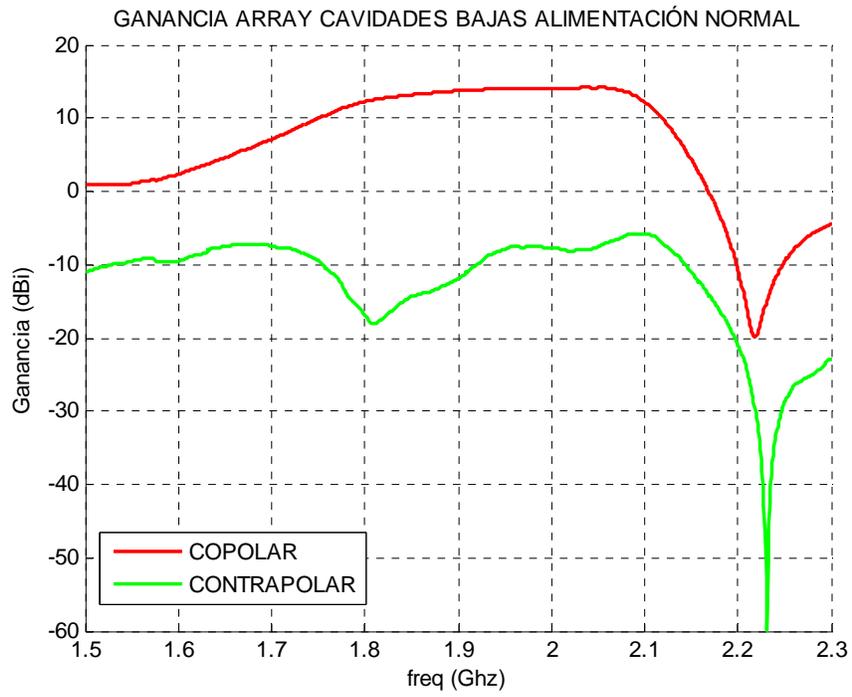


Figura 8.39 - Ganancia con la frecuencia.

8.1.3.2 – Array de cavidades de $0'125\lambda$ de altura con alimentación rotada:

- Parámetros S:

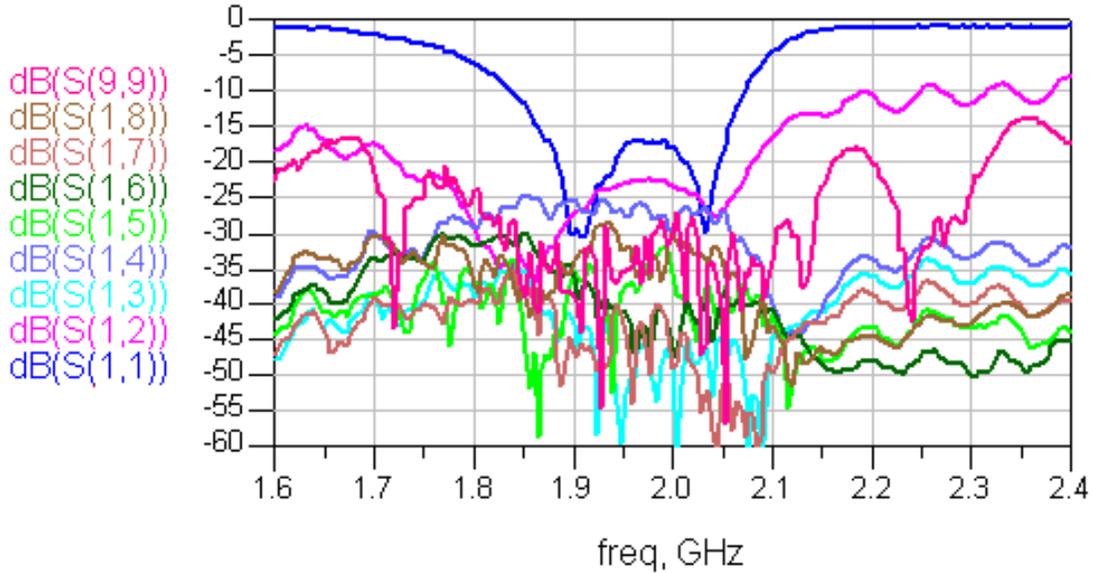


Figura 8.40 - Parámetros S del array de $0'125*\lambda$ de altura y alimentación rotada.

Del mismo modo que hemos hecho en el apartado anterior, mostramos las gráficas de los acoplos y los aislamientos entre los circuitos híbridos.

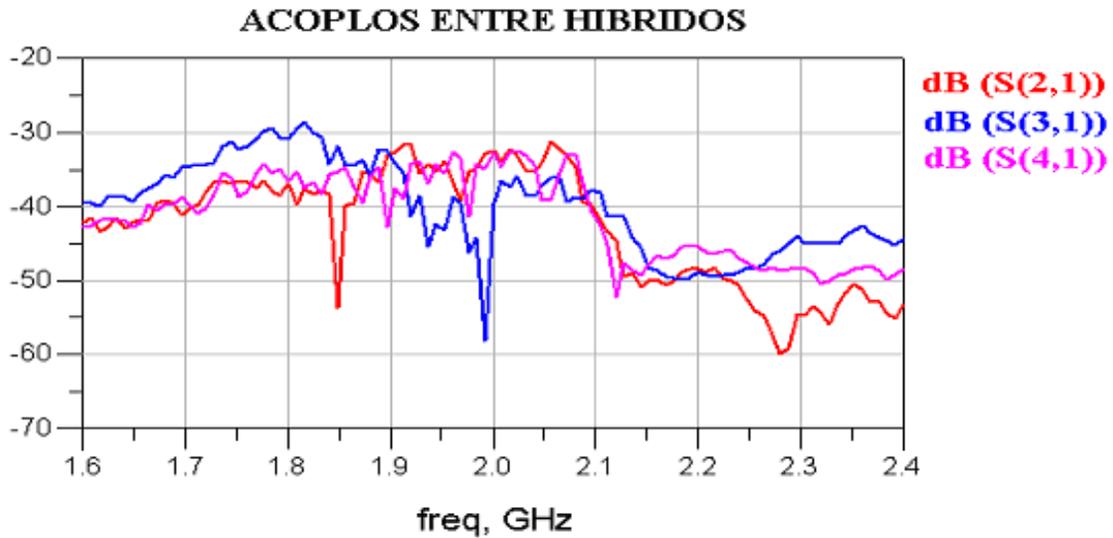


Figura 8.41 – Acoplos entre los híbridos del array de $0'125*\lambda$ de altura y alimentación rotada.

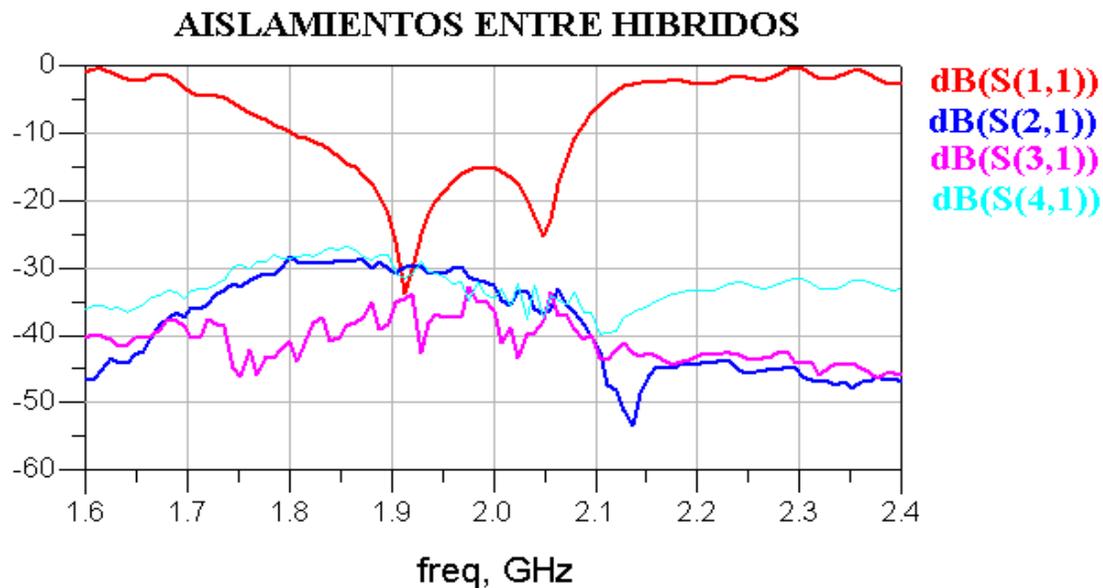


Figura 8.42 – Acoplos entre los híbridos del array de 0.125λ de altura y alimentación rotada.

- Diagrama de radiación:

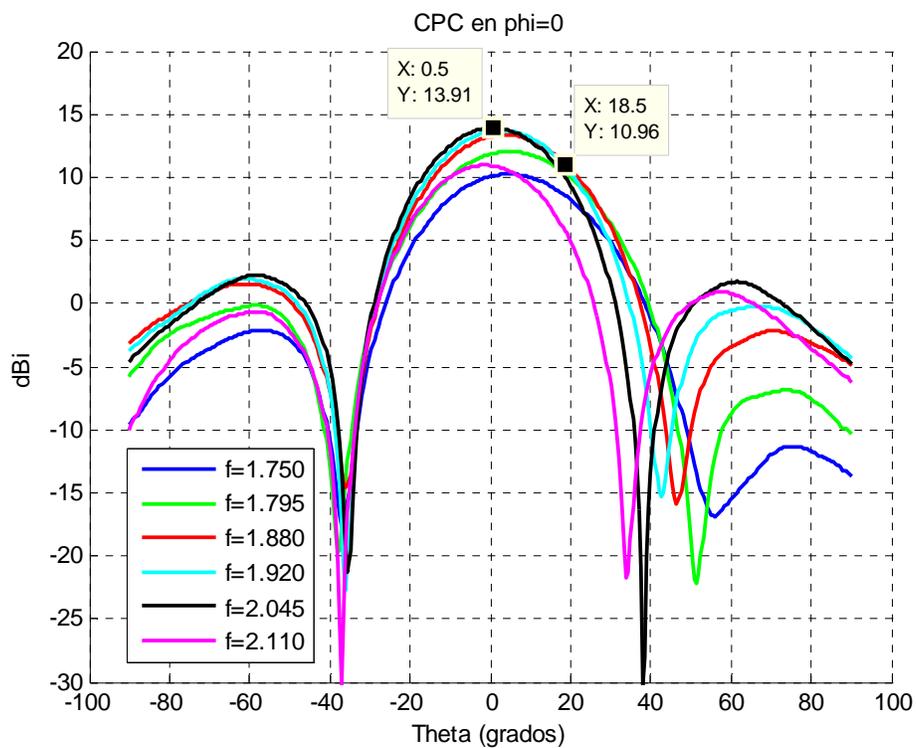


Figura 8.43 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$

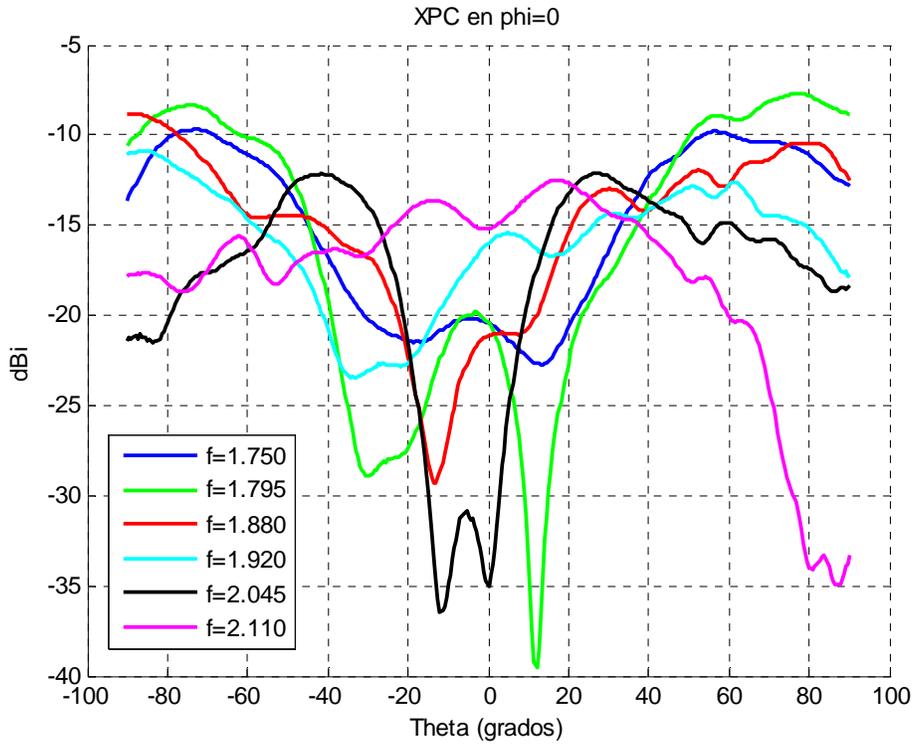


Figura 8.44 - Componente contrapolar en $\phi = 0^\circ$

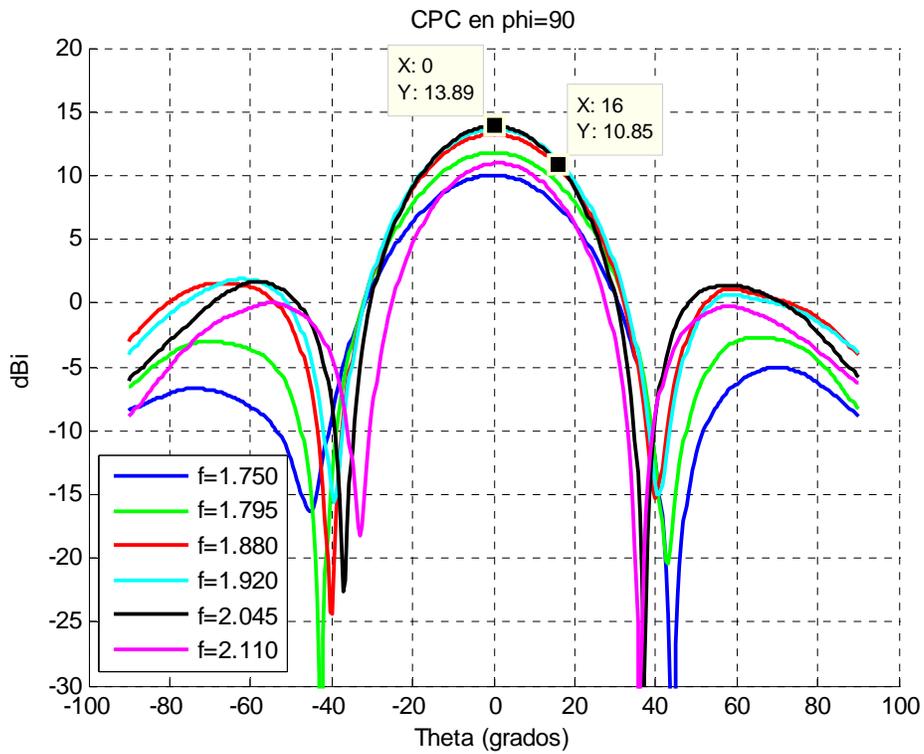


Figura 8.45 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$.

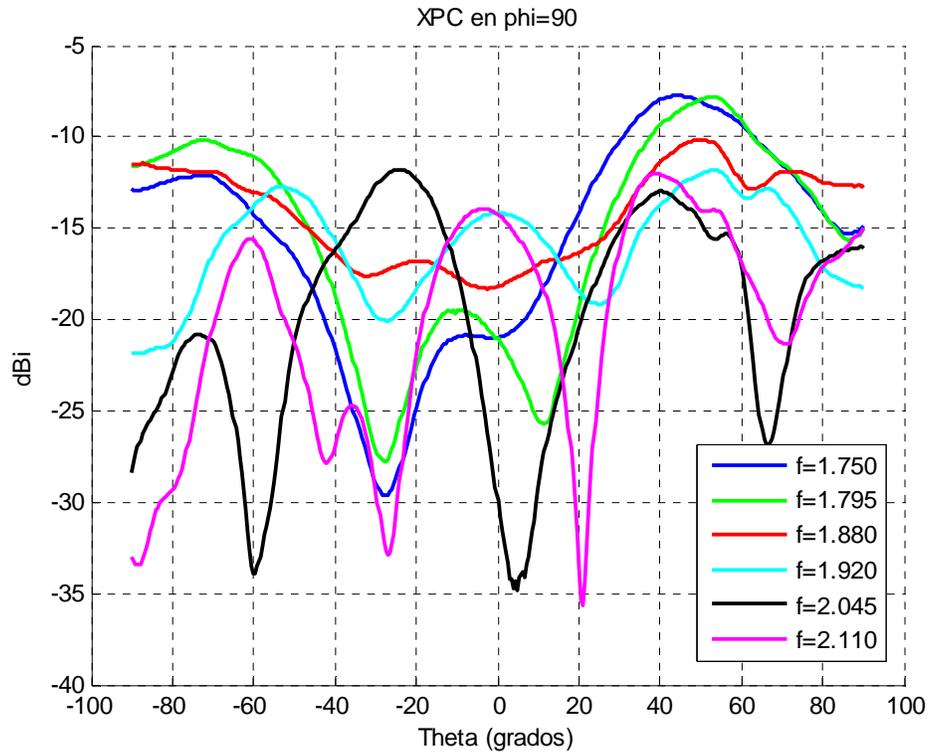


Figura 8.46 - Componente contrapolar en $\phi = 90^\circ$.

- Relación axial:

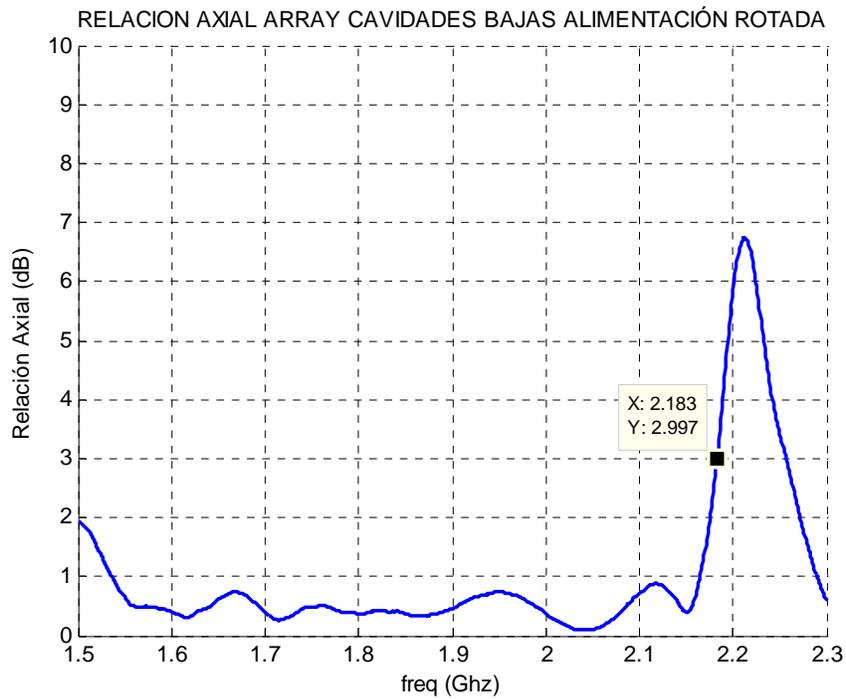


Figura 8.47 – Relación axial del array de $0.125 \cdot \lambda$ de altura y alimentación rotada.

- Ganancia:

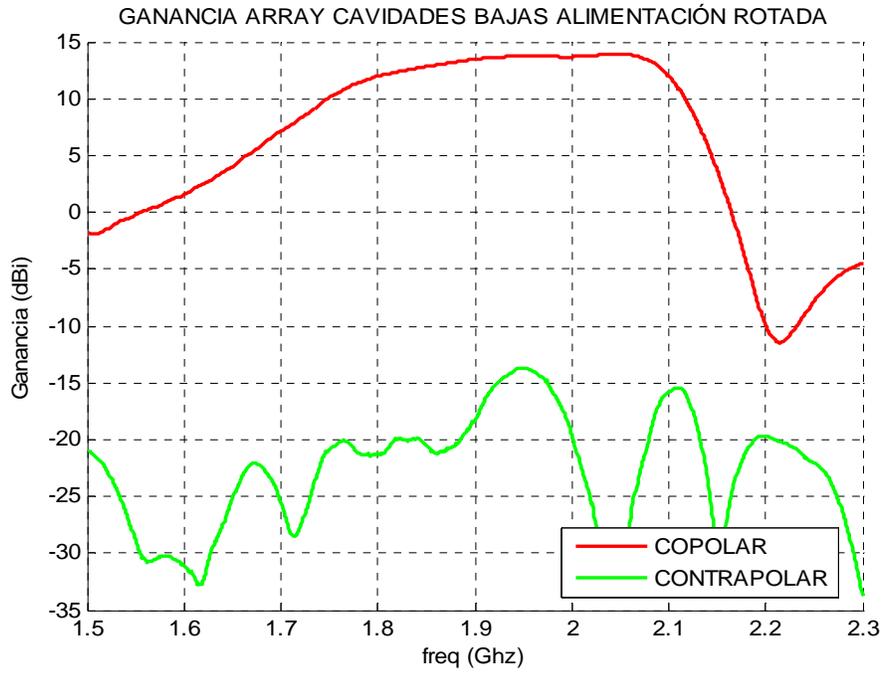


Figura 8.48 – Ganancia con la frecuencia

8.1.3.3 – Array de cavidades de 0.5λ de altura con alimentación normal:

- Parámetros S:

Mostramos una primera gráfica orientativa de la reflexión en el puerto de entrada del sistema completo y de los acoplos entre los puertos sin conectar los híbridos.

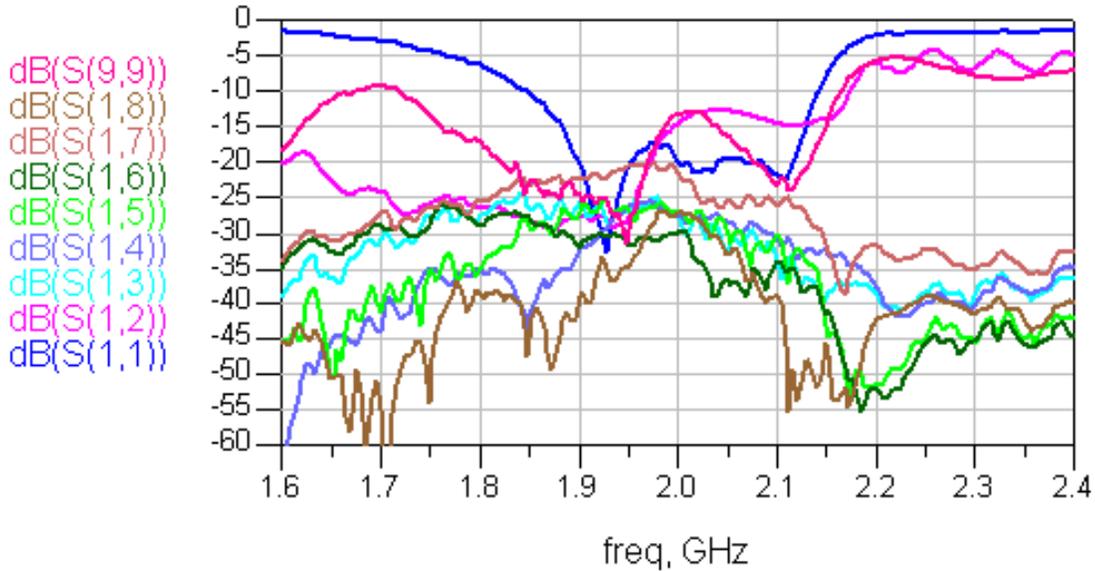


Figura 8.49 - Parámetros S del array de 0.5λ de altura y alimentación normal

A continuación mostramos las gráficas de los acoplos y los aislamientos entre los circuitos híbridos.

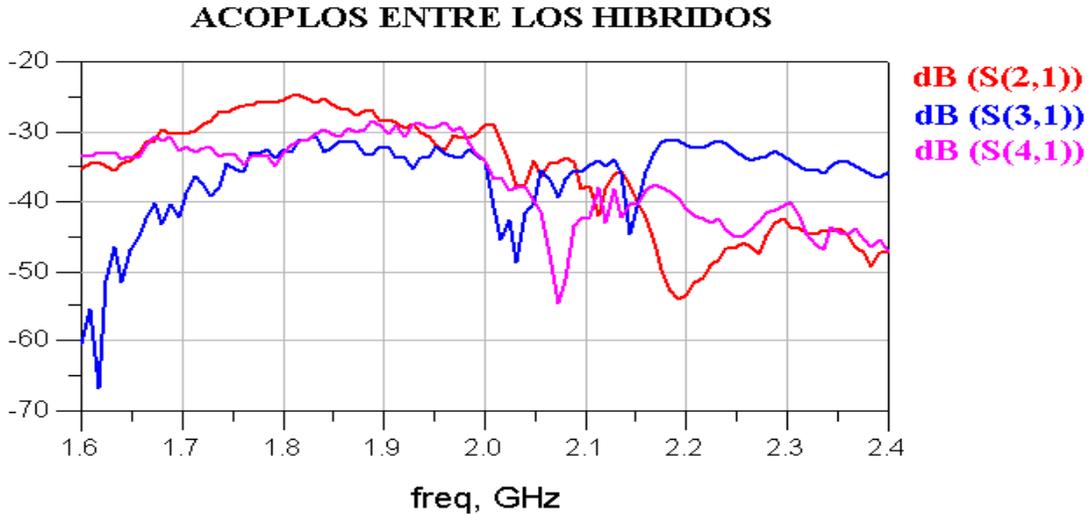


Figura 8.50 – Acoplos entre los híbridos del array de 0.5λ de altura y alimentación normal

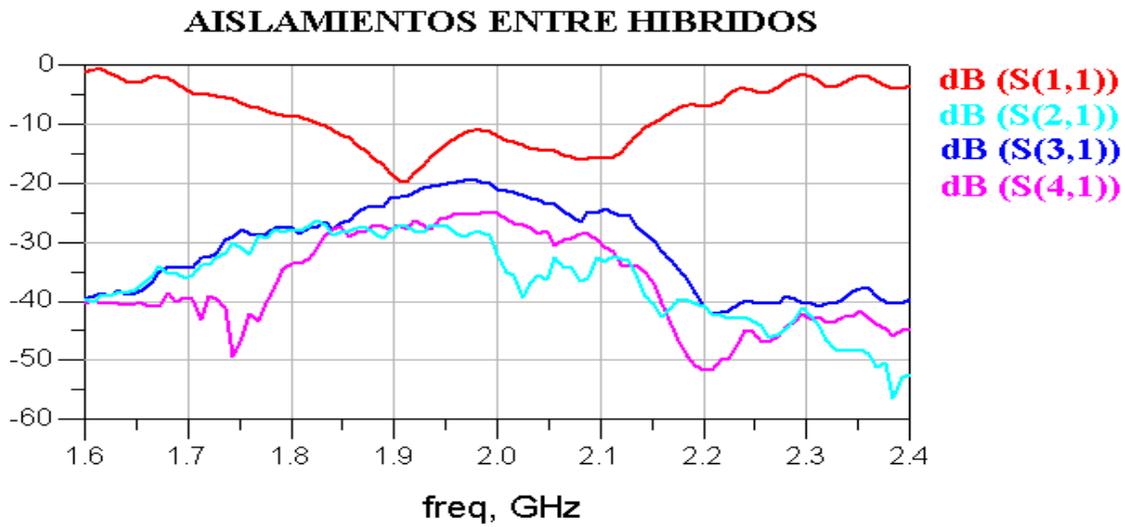


Figura 8.51 – Aislamientos entre los híbridos del array de 05λ de altura y alimentación normal

- Diagrama de radiación

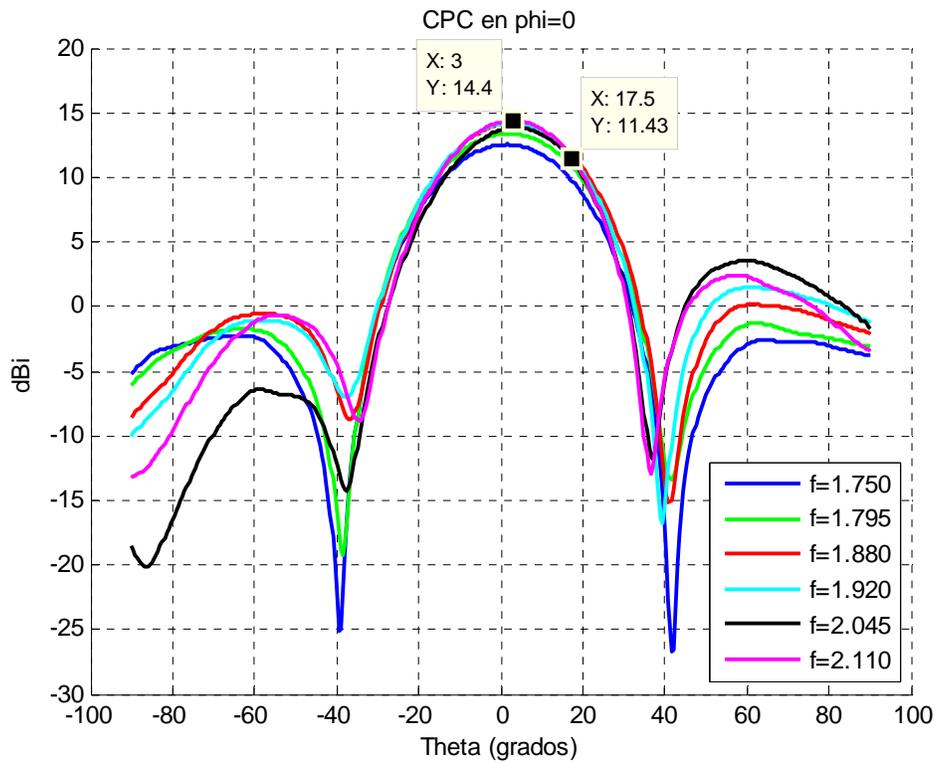


Figura 8.52 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$.

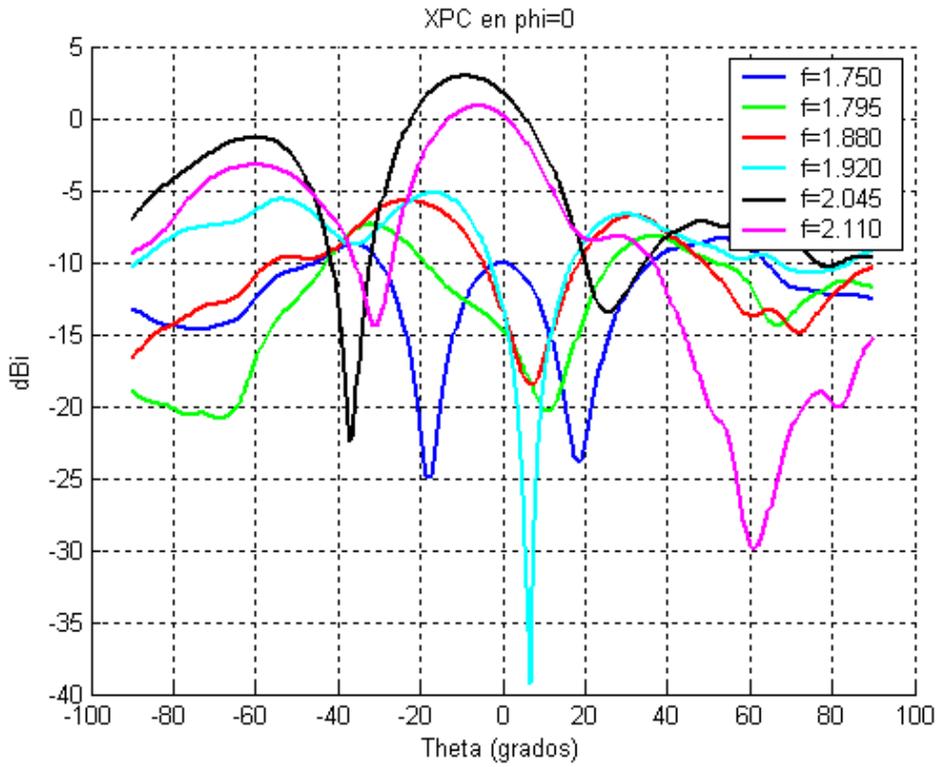


Figura 8.53 - Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$.

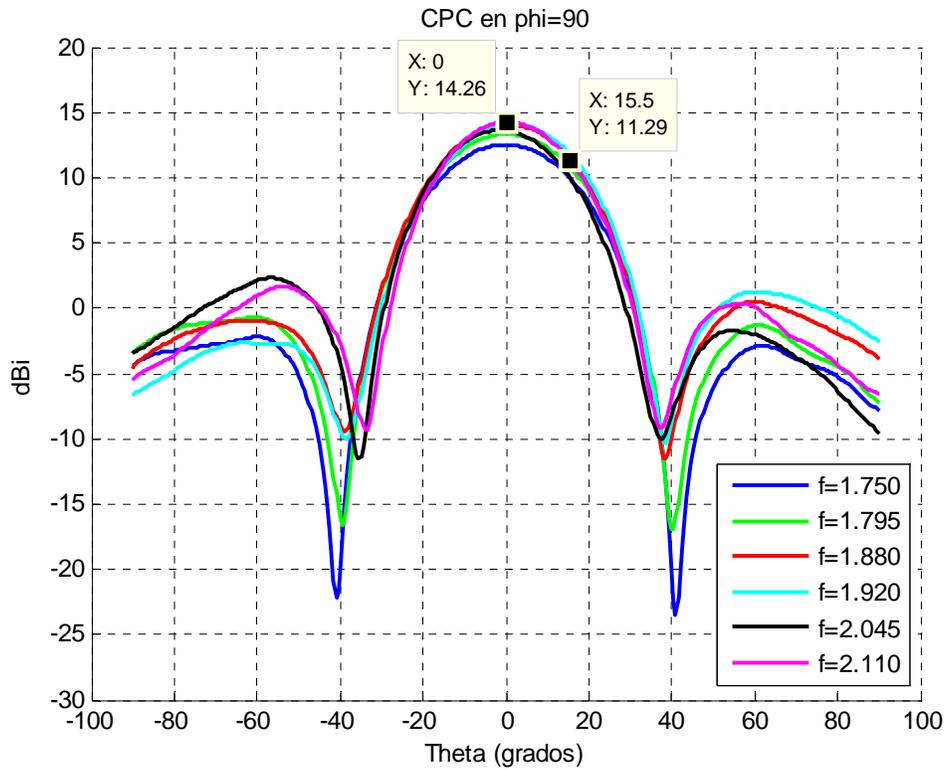


Figura 8.54 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$.

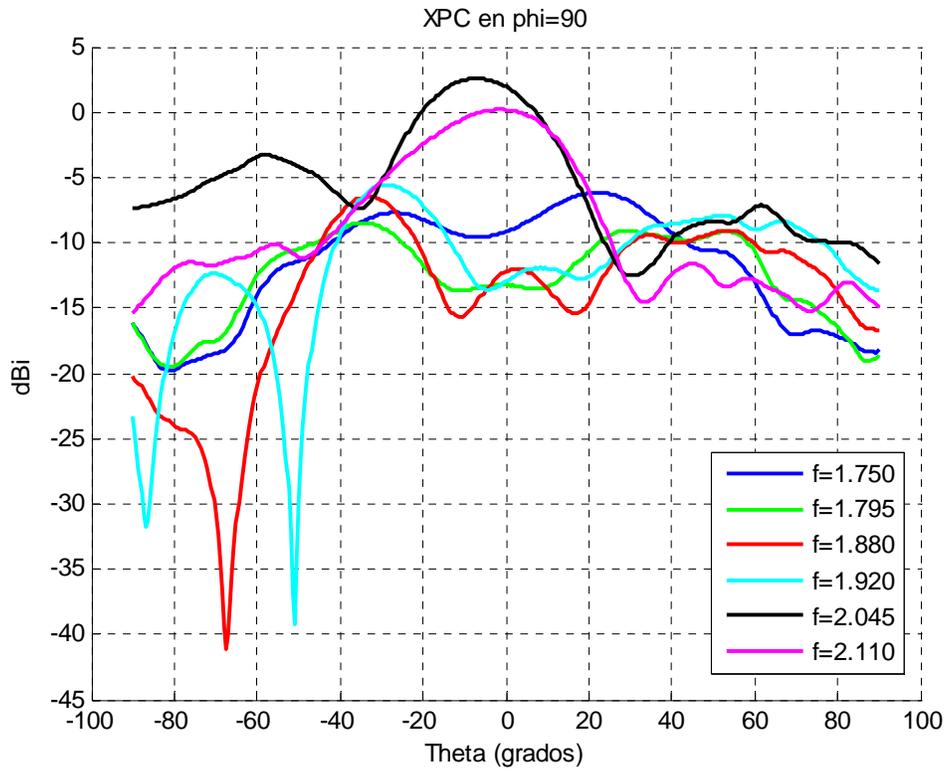


Figura 8.55 - Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$.

- Relación axial:

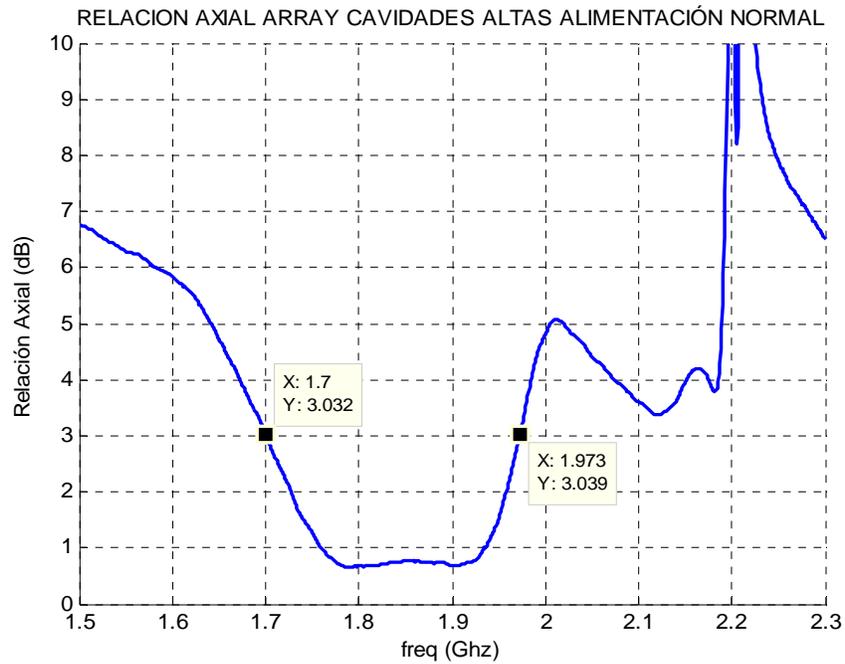


Figura 8.56 – Relación axial array cavidades 0.5λ con alimentación normal

- Ganancia:

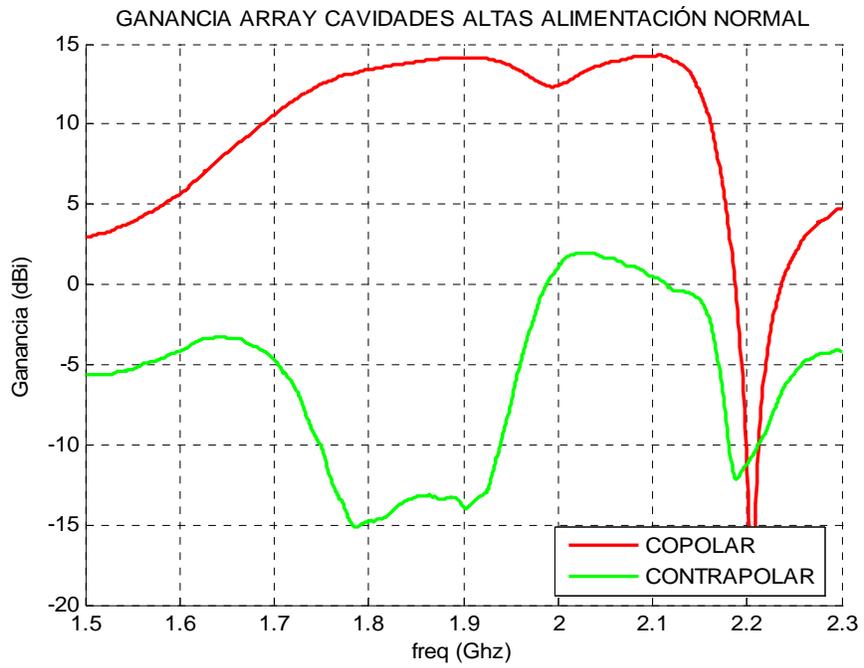


Figura 8.57 – Ganancia del array cavidades 0.5λ con alimentación normal

8.1.3.4 – Array de cavidades de 0.5λ de altura con alimentación rotada:

- Parámetros S:

Mostramos una primera gráfica orientativa de la reflexión en el puerto de entrada del sistema completo y de los acoplos entre los puertos.

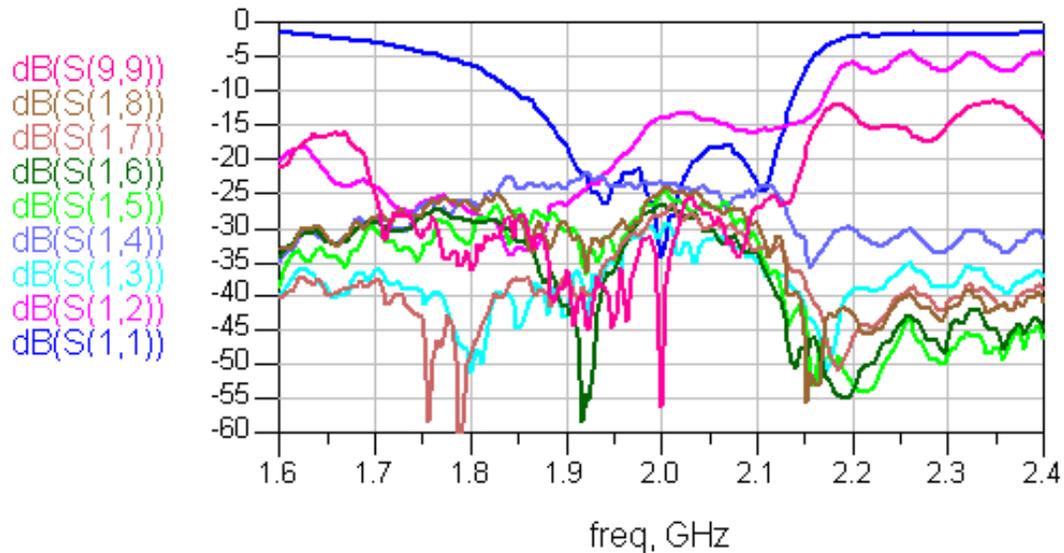


Figura 8.58 - Parámetros S del array de 0.5λ de altura y alimentación rotada

A continuación mostramos las gráficas de los acoplos y los aislamientos entre los circuitos híbridos.



Figura 8.59 – Acoplos entre los híbridos del array de 0.5λ de altura y alimentación rotada

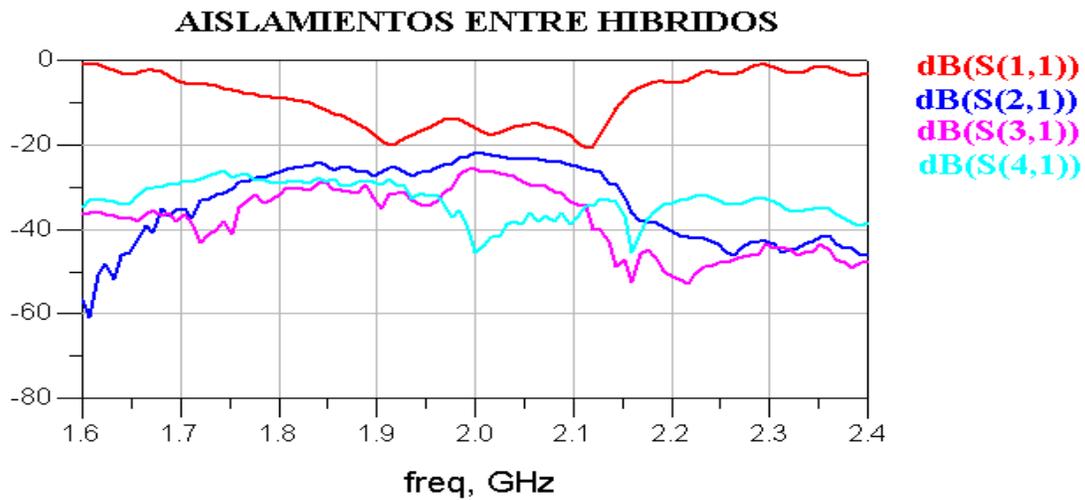


Figura 8.60 – Aislamientos entre los híbridos del array de 0.5λ de altura y alimentación rotada

- Diagrama de radiación:

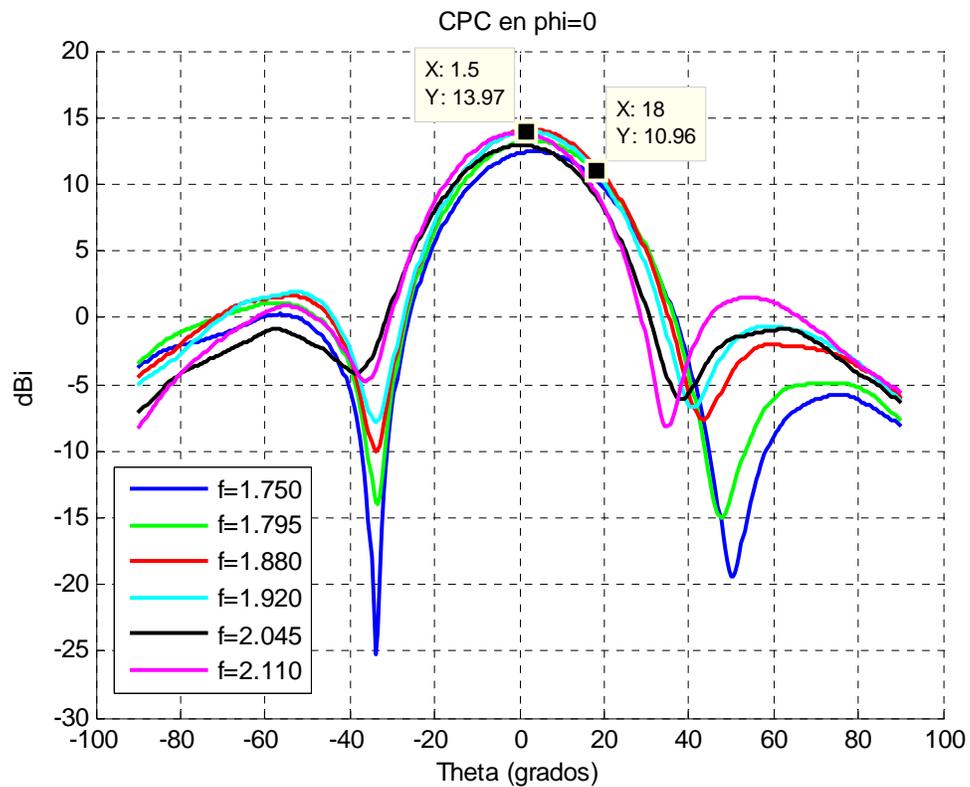


Figura 8.61 - Componente copolar en $\phi = 0^\circ$.

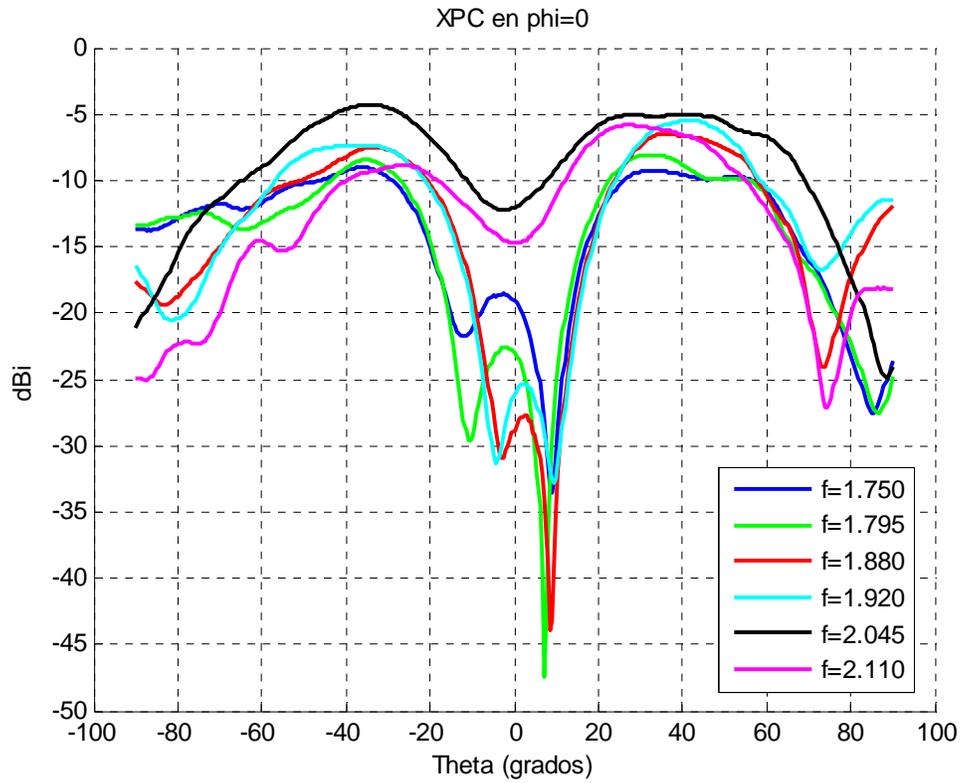


Figura 8.62 - Componente contrapolar en $\phi = 0^\circ$.

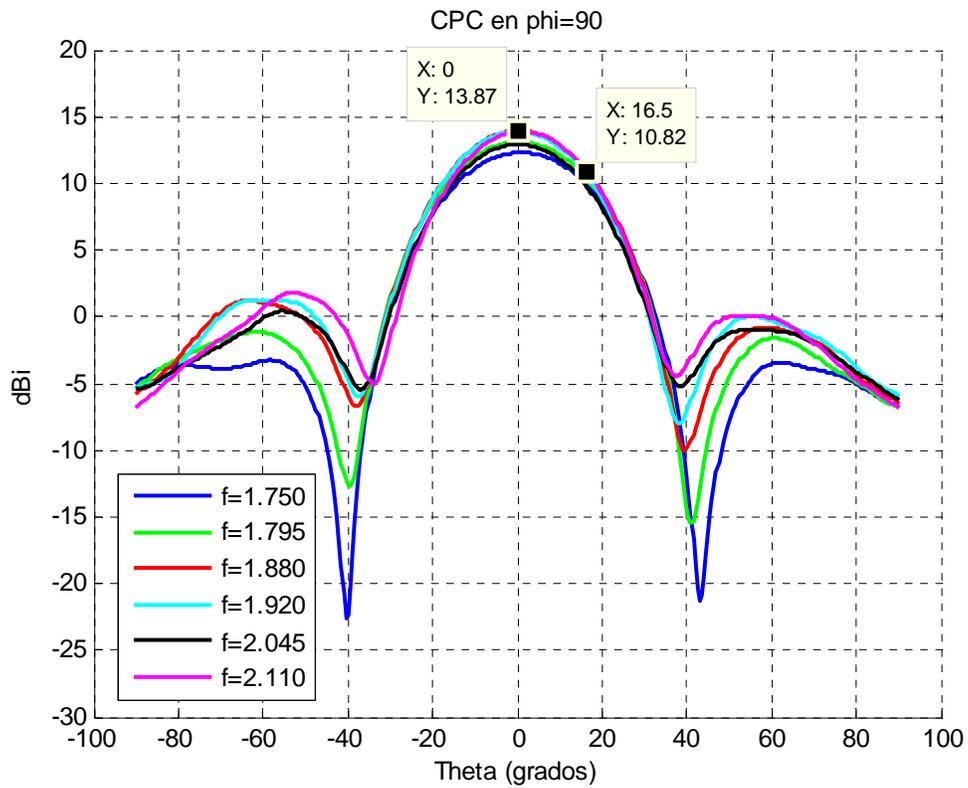


Figura 8.63 - Componente copolar en $\phi = 90^\circ$.

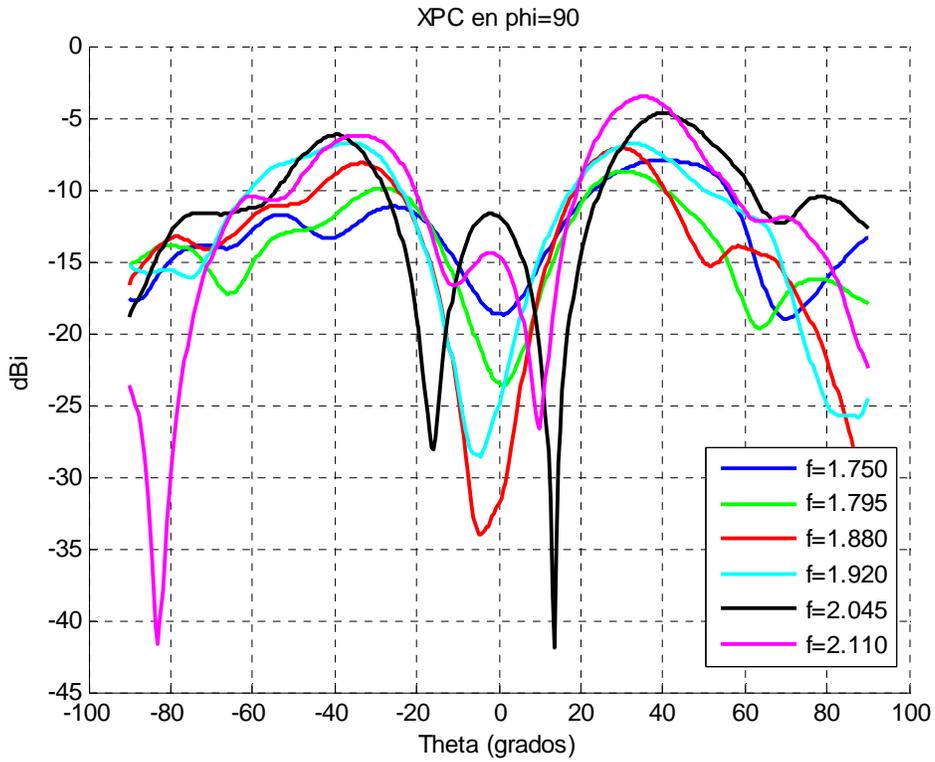


Figura 8.64 - Componente contrapolar en $\phi = 90^\circ$.

- Relación axial:

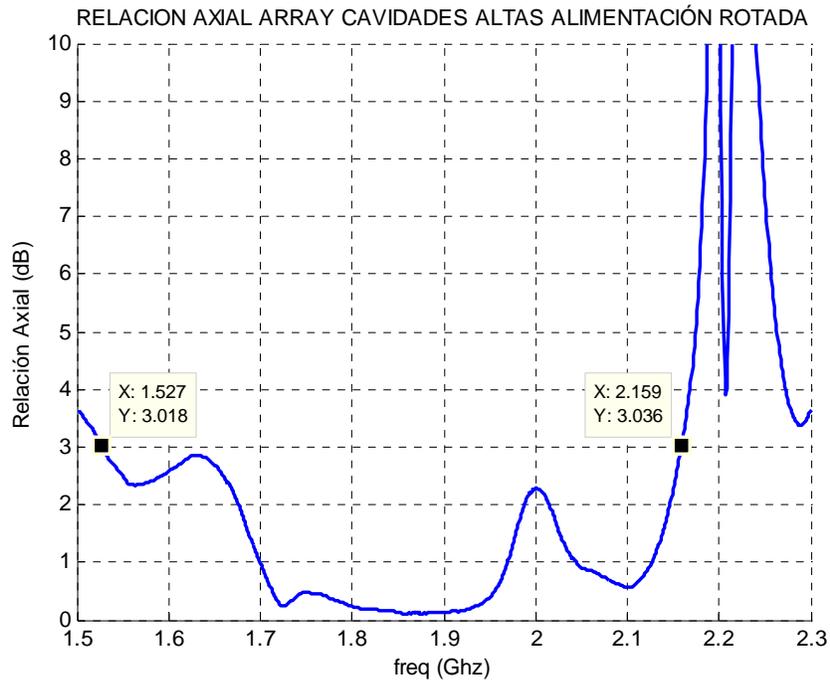


Figura 8.65 – Relación axial del array de 0.5λ de altura y alimentación rotada

- Ganancia:

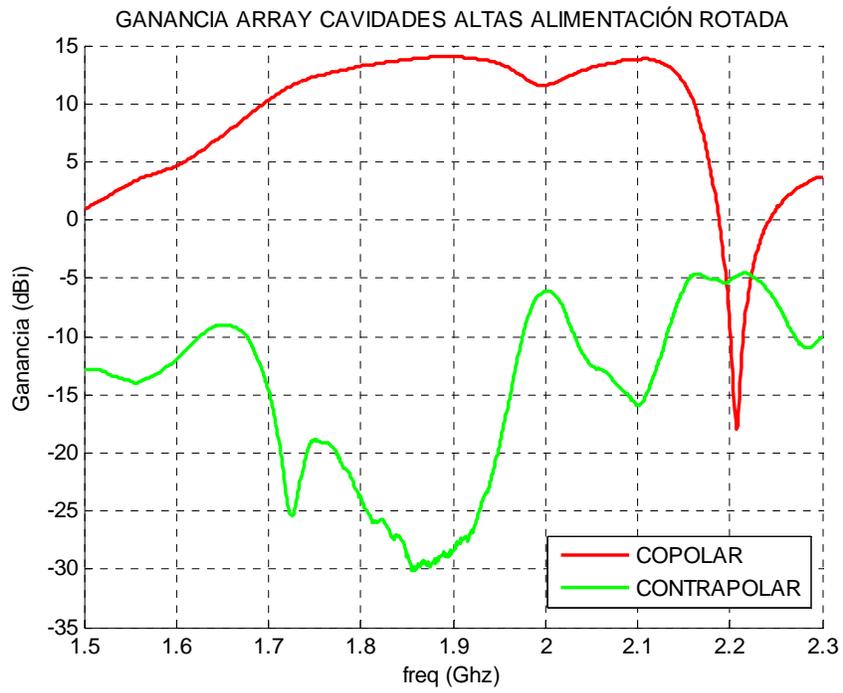


Figura 8.66 - Representación de la ganancia con la frecuencia.

8.1.4 – COMPARATIVA Y CONCLUSIONES

8.1.4.1 - Relativas al ancho de banda en reflexión:

Mostramos a continuación una tabla comparativa con los anchos de banda a diferentes niveles de cada una de los montajes de arrays realizados.

ARRAY	ANCHO DE BANDA		
	A -10 dB	A -15 dB	A -20 dB
Alimentación normal y $0'125\lambda$ de altura	>40%	>17.95%	10'18%
Alimentación rotada y $0'125\lambda$ de altura	>40%	>37.72%	30.65%
Alimentación normal y $0'5\lambda$ de altura	22.8%	19.94%	7.59%
Alimentación rotada y $0'5\lambda$ de altura	>40%	>29.78%	23.86%

Tabla 8.3 - Cuadro resumen de los anchos de banda en reflexión

De las tablas anteriores pueden sacarse las siguientes observaciones:

- Aunque en el caso del elemento radiante unitario (con y sin híbrido), elevar las paredes de la cavidad hasta $0'5\lambda$ implicaba mejorar el ancho de banda, no ocurre lo mismo en el caso del array, pues en las dos configuraciones (normal y rotada), presenta valores ligeramente peores. (Comparar con figuras 8.5, 8.12 y tabla 8.1)
- Para las configuraciones de array con rotación secuencial se han conseguido valores de anchos de banda muy grandes. Ello se debe a que se usa un distribuidor desfasado y los caminos que siguen las señales reflejadas tienen fases diferentes y, por tanto, la componente suma es más pequeña que si éstas estuvieran en fase.

8.1.4.2 - Relativas a los acoplamientos y los aislamientos:

En el array de 0.5λ y alimentación normal, los acoplos entre distintos híbridos se mantienen siempre por debajo de -20 dB e incluso por debajo de -30 dB, como ocurre en el caso de los acoplos entre los híbridos tres y uno o cuatro y uno (Figura 8.50). Con los aislamientos ocurre lo mismo, excepto para el caso de los aislamientos entre puertas del mismo híbrido.

En el array con las mismas cavidades pero alimentación rotada, ocurre algo muy parecido a lo que ocurría en el caso anterior: acoplos por debajo de -30 dB en casi toda la

banda y aislamientos por debajo de -20 dB en toda la banda excepto entre los puertos del mismo híbrido.

Para el caso del array con cavidad de 0.125λ de altura y alimentación normal, se observa una mejoría tanto en acoplos como en aislamientos. Ahora los acoplos se encuentran por debajo de -30 dB en toda la banda sin excepción, y los aislamientos se encuentran por debajo de -25 dB, cosa que no ocurría en los otros dos casos comentados.

Por último, el array de 0.125λ y alimentación rotada, presenta una ligera mejora respecto a las configuraciones de array anteriores. Como en el caso del array de 0.125λ de altura y alimentación normal, los acoplos se mantienen por debajo de -30 dB, sin embargo, los aislamientos mejoran notablemente y puede decirse que se mantienen por debajo de -30 dB.

8.1.4.3 - Relativas al diagrama de radiación:

Los diagramas de radiación del array medidos en la cámara anecoica se parecen a los obtenidos mediante simulación en el apartado 4.4.

El hecho de incluir el elemento radiante individual en un array ha conseguido uniformizar su comportamiento a todas las frecuencias medidas. Si volvemos al apartado 8.1.2.1, se observa como a las frecuencias próximas a los extremos de la banda de trabajo (1.71 Ghz y 2.17 Ghz) se produce una caída de la ganancia en el diseño 1 (figura 8.6).

Si observamos los diagramas de radiación de ese mismo diseño tras colocarlo en el array (Figuras 8.20 y 8.24), veremos que ahora los valores de ganancia a en las mismas frecuencias han mejorado. Ello se debe también a que las reflexiones han mejorado al incluir el híbrido.

Es destacable también el hecho de que la componente contrapolar ha mejorado en los arrays con rotación secuencial, especialmente en los ángulos centrales comprendidos entre -20° y 20° .

8.1.4.4 - Relativas a la relación axial:

En este apartado mostramos una serie de gráficas comparativas de la relación axial en función de la frecuencia.

La primera gráfica (figura 8.67) compara las diferentes curvas de relación axial resultantes de alimentar el array de un modo u otro (normal o con rotación secuencial) tanto en el caso del array con pared de cavidad baja, como en el de pared de cavidad alta. Para dicha gráfica, se adjunta la tabla 8.3, que contiene los valores relativos de ancho de banda de relación axial.

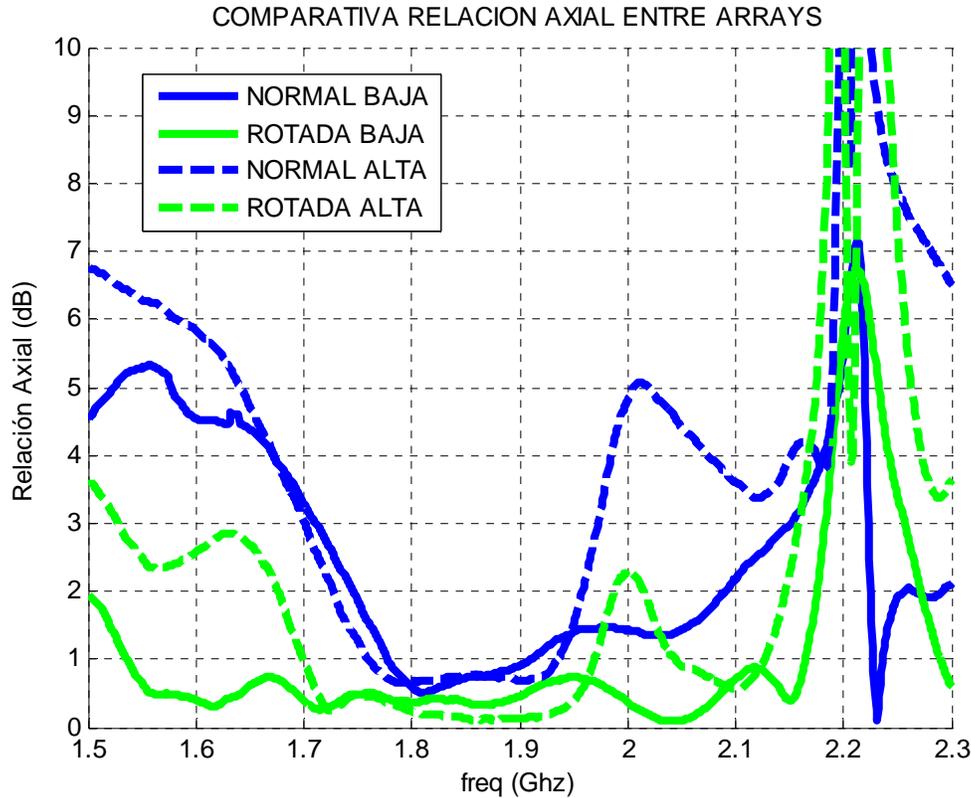


Figura 8.67 – Comparativa de Relación axial entre los diferentes arrays de cavidades

DISEÑO	% ANCHO DE BANDA A 3dB
Array cavidad baja alimentación normal	22.88%
Array cavidad baja alimentación rotada	37.08%
Array cavidad alta alimentación normal	14.86%
Array cavidad alta alimentación rotada	34.29%

Tabla 8.4 – Comparativa de la relación axial entre arrays

La segunda y tercera gráficas (figuras 8.68 y 8.69) muestran cómo ha ido evolucionando la relación axial del elemento radiante individual en función de su disposición. Es decir, primero se ha medido de manera aislada sin el array (tan sólo con el híbrido); luego se ha medido dentro del array pero con los otros tres elementos adyacentes desconectados. A continuación se ha medido dicho elemento en el array completo con alimentación normal y por último se ha medido en el array completo con la alimentación rotada. Para estos dos últimos casos se han conectado tanto los híbridos como la red de alimentación, o lo que es lo mismo, se ha medido el sistema completo.

Mostramos en primer lugar el caso del elemento radiante de paredes de cavidad de altura 0.125λ .

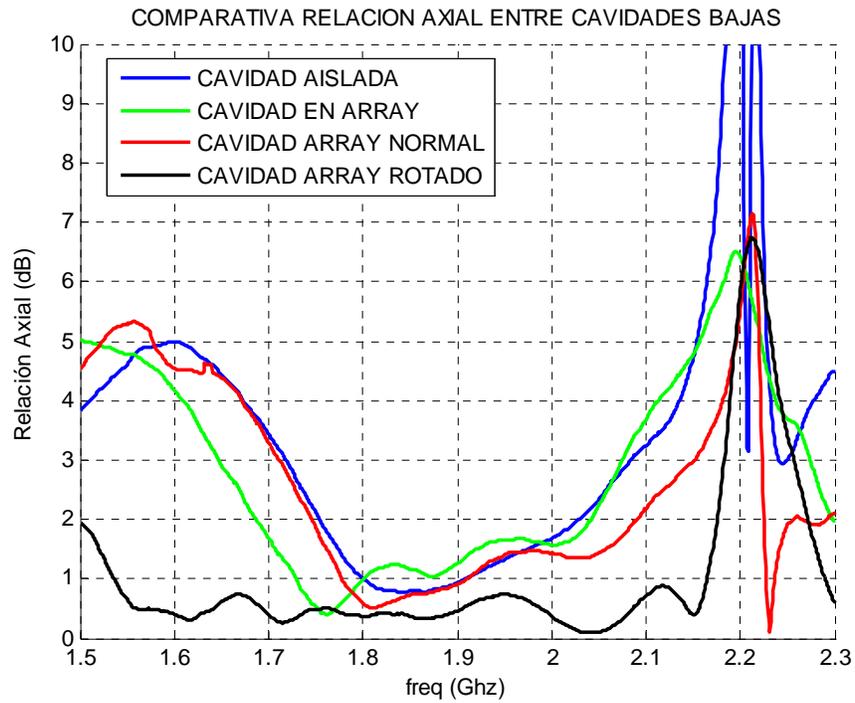


Figura 8.68 – Evolución de la relación axial en la cavidad baja

Ahora mostramos la misma gráfica anterior, pero para el caso del elemento radiante que contiene paredes de cavidad de 0.5λ .

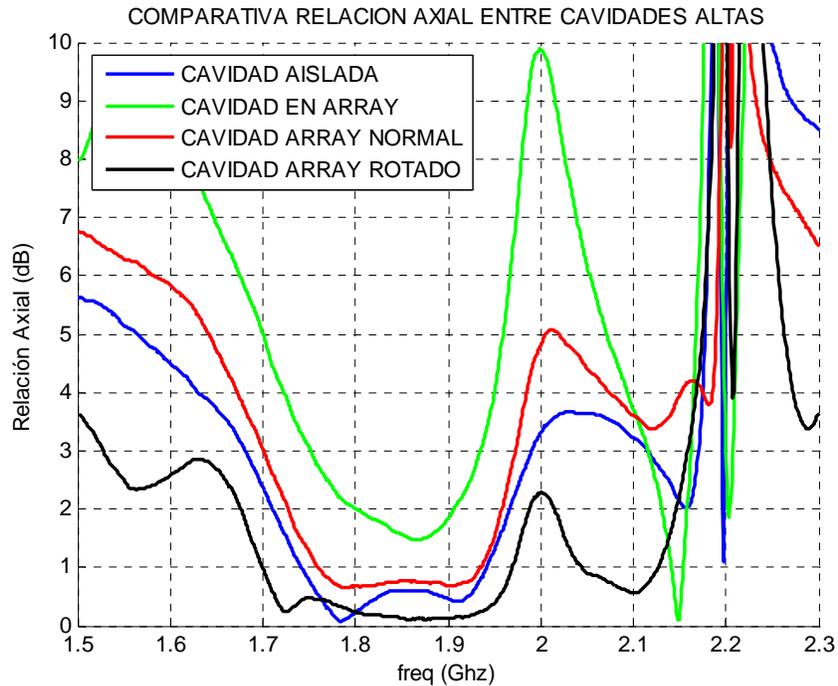


Figura 8.69 – Evolución de la relación axial en la cavidad alta

La observación de las gráficas anteriores nos revela lo siguiente:

-A excepción del array de paredes altas y alimentación normal, el resto de diseños presentan una relación axial por debajo de 3 dB en la banda de trabajo, podemos por tanto considerar que nuestro diseño cumple con las especificaciones de relación axial.

-Realizar una rotación secuencial implica mejorar la relación axial, independientemente del elemento radiante que se haya usado. La relación axial del array con alimentación rotada es mejor incluso que la de la cavidad aislada.

-Descartamos el acto de elevar las paredes de la cavidad como recurso para mejorar la relación axial.

8.1.4.5 - Relativas a la ganancia:

Las gráficas de la ganancia reflejan que el diseño del array con cavidades de 0.5λ de altura presenta una ganancia ligeramente mayor y en una banda de frecuencias ligeramente más grande que el array con cavidades de 0.125λ de altura. Esto se cumple en toda la banda de trabajo y, para el caso en el cual el array se alimenta de manera normal, la ganancia es también, ligeramente superior a la del array con alimentación rotada.

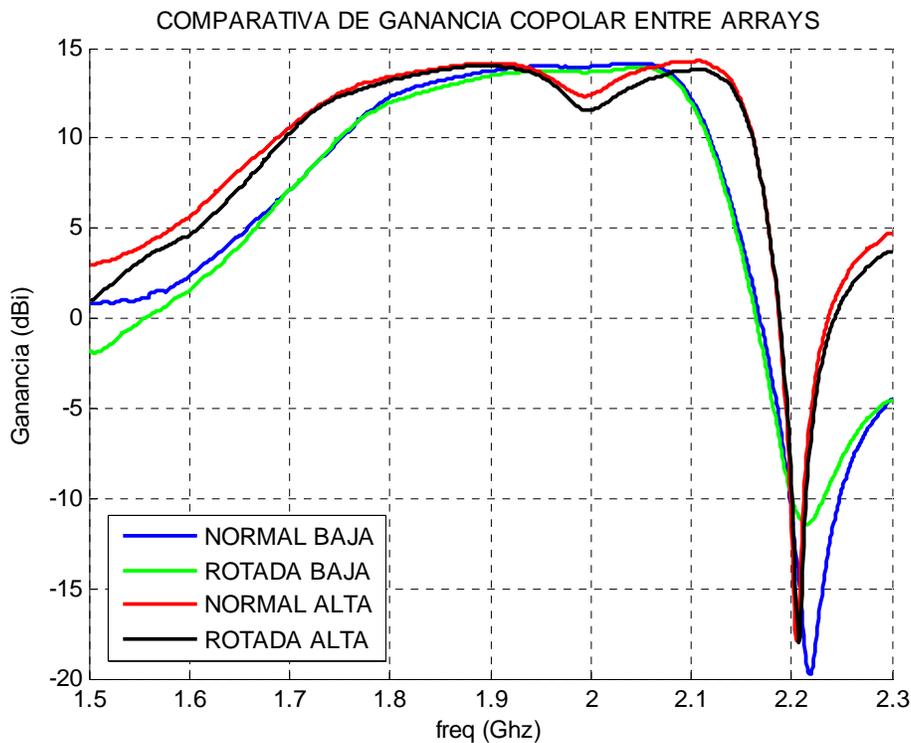


Figura 8.70 – Comparativa de la ganancia con la frecuencia de los arrays (copolar)

Se observa una pequeña bajada en la ganancia a frecuencias centrales en todos los casos (más abrupta en el caso de cavidades altas) que puede deberse a una generación de modos superiores en la cavidad.

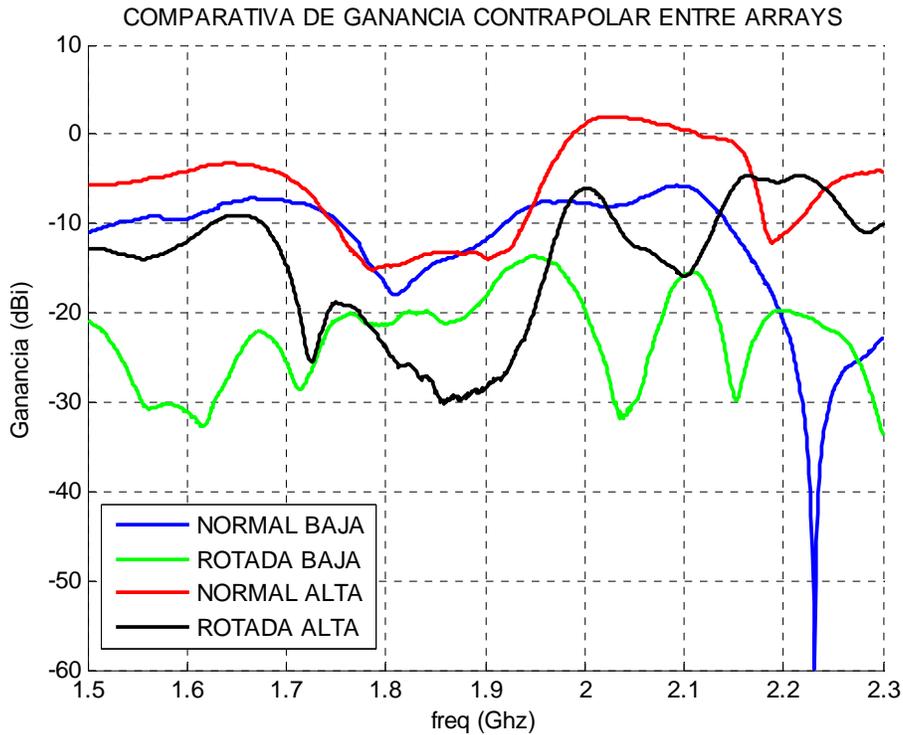


Figura 8.71 – Comparativa de la ganancia con la frecuencia de los arrays (contrapolar)

En lo que se refiere a la componente contrapolar, las gráficas muestran que los valores más bajos los tienen los arrays en los cuales se ha hecho una rotación secuencial. Por otro lado, las curvas de los arrays con cavidad baja, presentan mejores valores que los de cavidad alta.

8.2 - ANTENA DE COMUNICACIONES MÓVILES

En este apartado, continuaremos en el punto en el cual nos quedamos en el capítulo 5, más concretamente, continuaremos con el apartado 5.3.2., en el que hacíamos mediciones del elemento individual relativas a parámetros S y diagramas de radiación. En aquel capítulo tan solo hicimos medidas relativas a un elemento radiante individual aislado, en este apartado realizaremos las medidas pertinentes al elemento o elementos dispuestos en el array de 4 elementos.

8.2.1 – MEDICION DEL ELEMENTO INDIVIDUAL EN ARRAY

Se medirán el ancho de banda en reflexión en el puerto de entrada, y los diagramas de radiación en $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ (Componentes copolar y contrapolar para cada caso).

8.2.1.1 - Medidas de ancho de banda en reflexión:

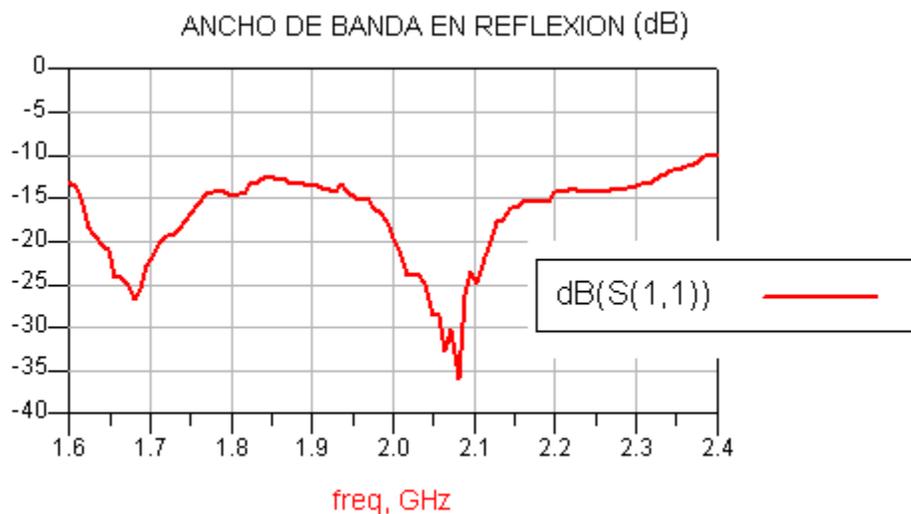


Figura 8.72 – Ancho de banda en reflexión del elemento individual en array

8.2.1.1 - Diagrama de radiación:

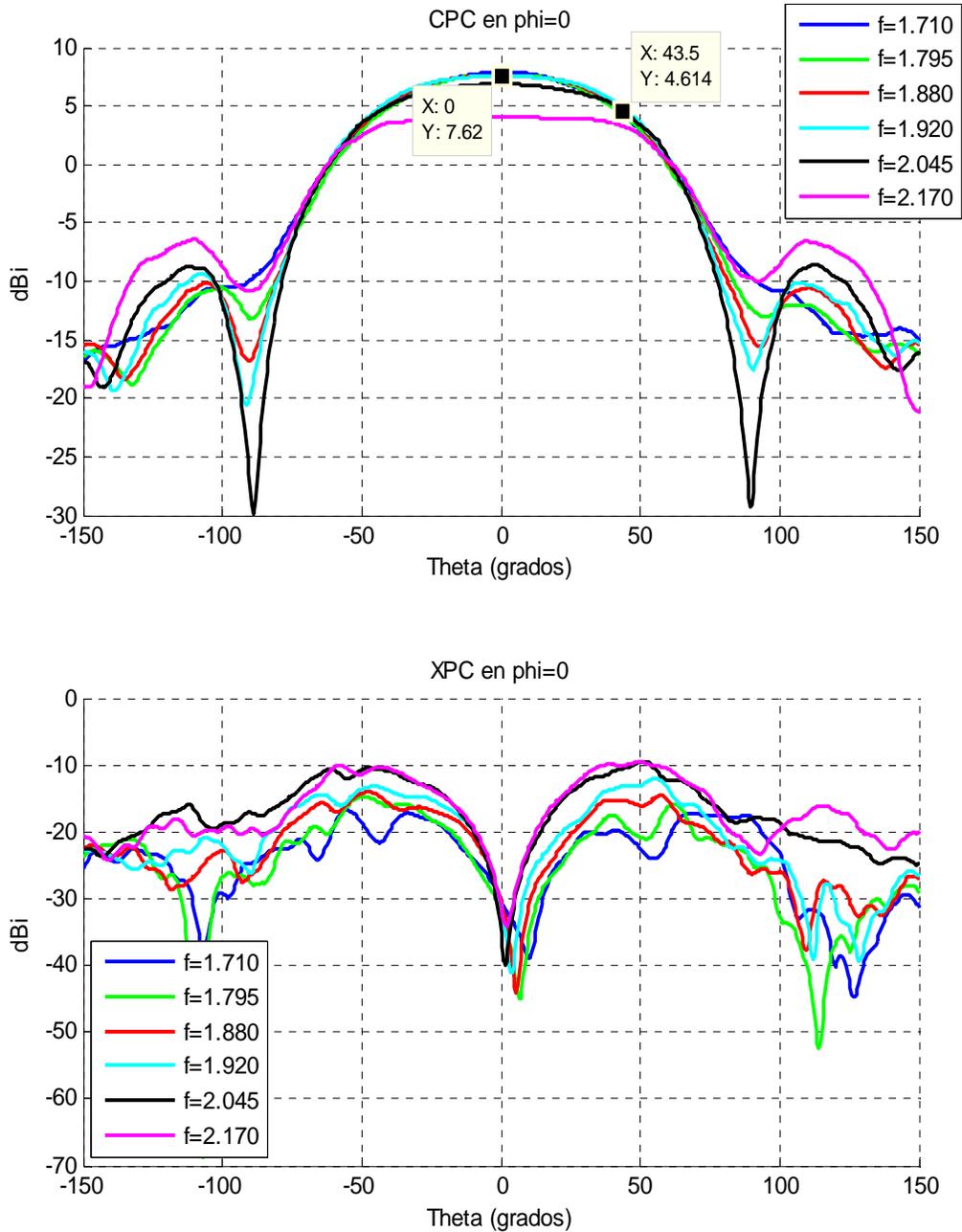


Figura 8.73 – Diagramas de radiación en $\phi = 0^\circ$ (Copolar y contrapolar)

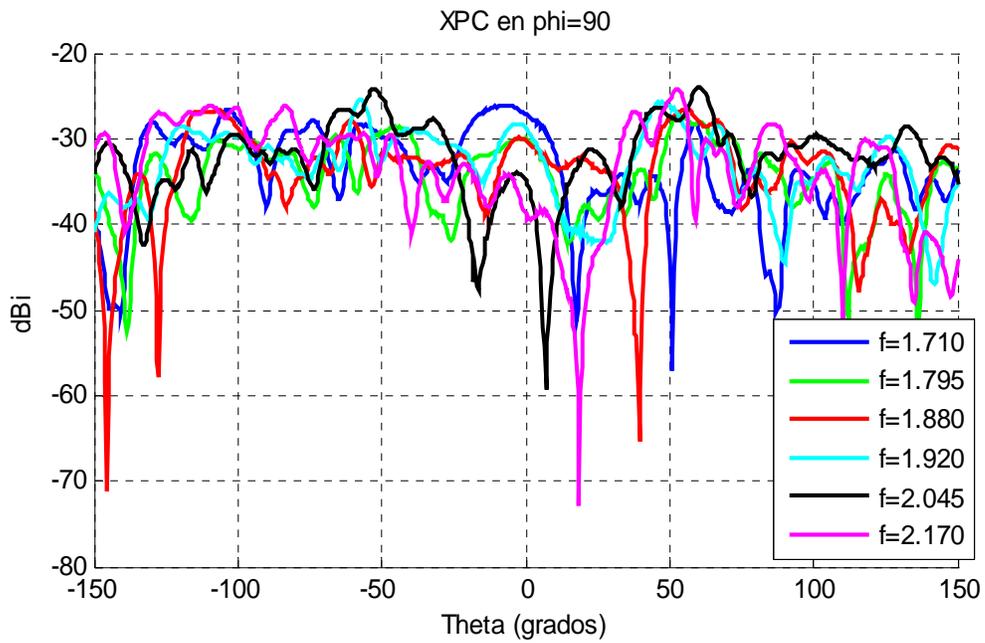
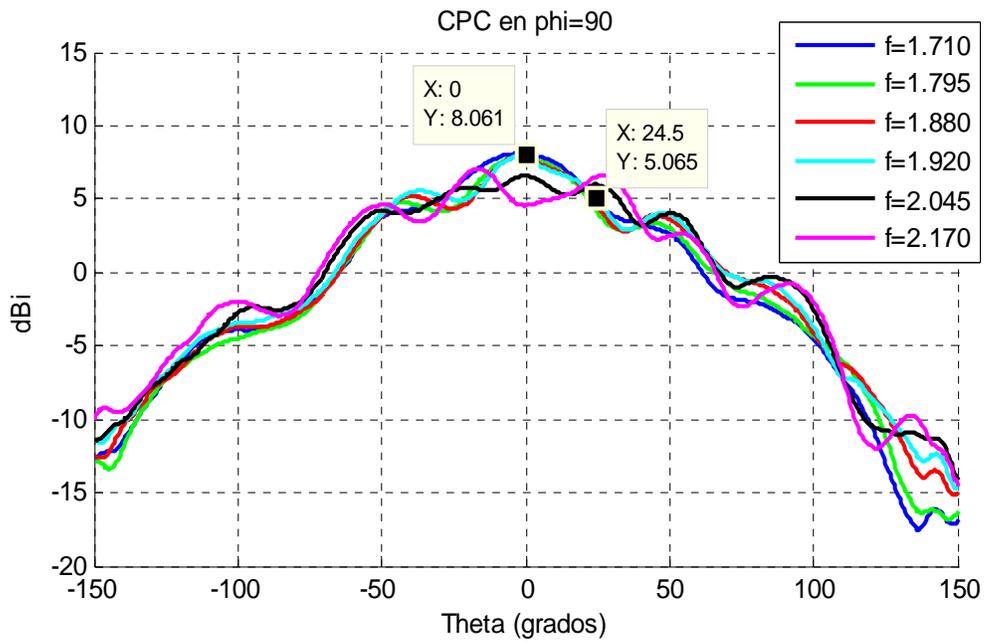


Figura 8.74 – Diagramas de radiación en $\phi=90^\circ$ (Copolar y contrapolar)

8.2.2 – MEDICION DEL ARRAY LINEAL DE CUATRO ELEMENTOS

8.2.2.1 - Medidas de ancho de banda en reflexión y acoplamientos:

Como en el caso del elemento individual (Apartado 5.3.2), se han realizado medidas con soportes de diferentes alturas y placas de distinto tamaño. Se han usado los siguientes valores: $D = 3, 4$ y 5 mm (altura) y $L = 34$ y 36 mm (longitud de lado de placa).

Hay que hacer un inciso y decir que la nomenclatura de los puertos es diferente a la numeración mostrada en la figura 5.16, donde las cavidades tenían una numeración correlativa. Para las medidas que hemos tomado en el laboratorio, hemos colocado las cavidades 1 y 4 en el centro de la antena, y las cavidades 2 y 3 en los extremos de la antena. El motivo de tomar esta medida se debe a que las cavidades 1 y 4 eran las que presentaban mejores resultados al medirlas individualmente (en términos de ancho de banda en reflexión) y hemos considerado que colocarlas en el centro de la antena, contribuiría a mejorar el comportamiento global de la misma. La numeración de los puertos queda entonces según la figura 8.67 mostrada bajo este párrafo.

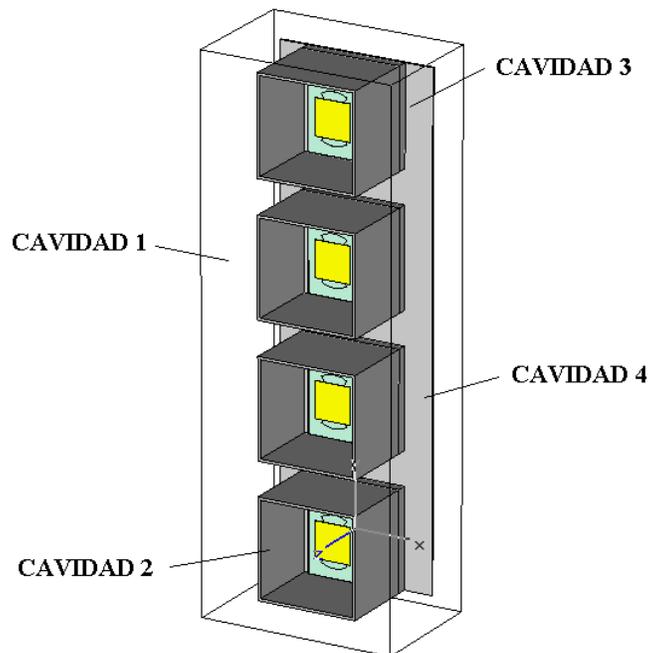


Figura 8.75 – Esquema con la nueva disposición de las cavidades

A continuación mostramos las medidas tomadas. Para cada una de las combinaciones de D y L , mostraremos los resultados de la reflexión de cada uno de los puertos, de los acoplos entre cada puerto y de la reflexión que muestra la antena con el distribuidor de potencia ya colocado (el distribuidor de potencia balanceado del capítulo 6).

- Medidas obtenidas con D=3 mm y L=34 mm

Medidas de reflexión de cada uno de los puertos y de la antena con el distribuidor balanceado (pto. n°5).

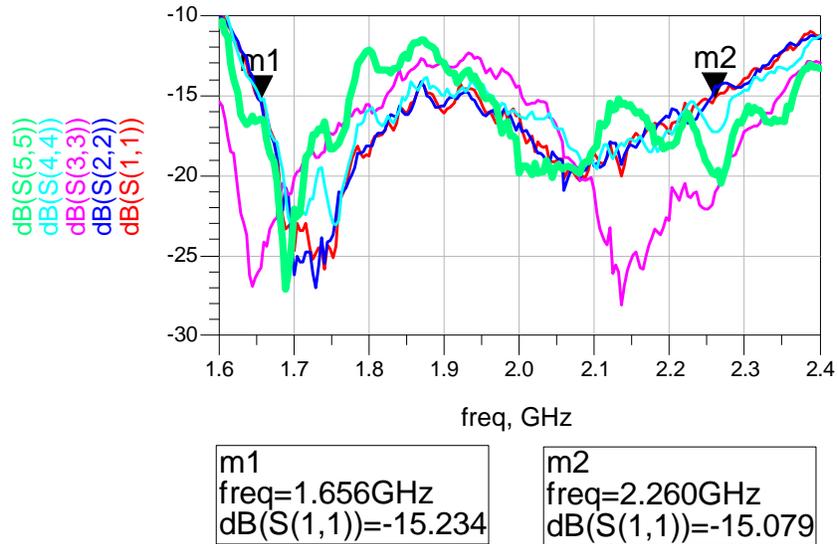


Figura 8.76 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con D=3 y L=34

Acoplamientos entre puertos:

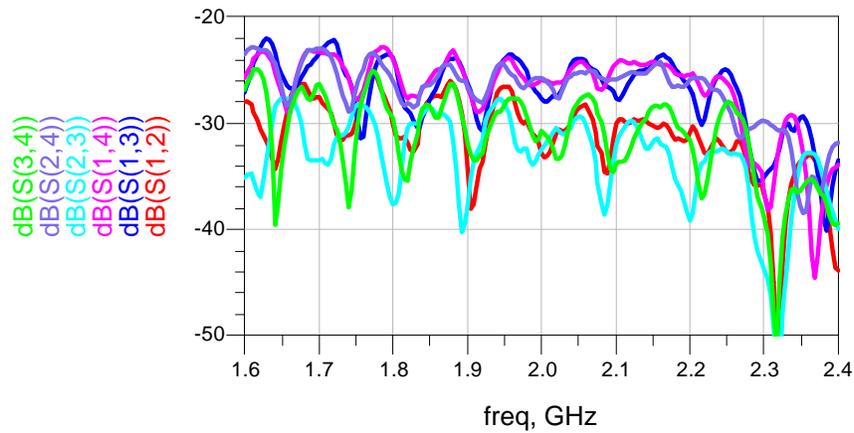


Figura 8.77 – Medidas acoplamientos entre puertos del diseño con D=3 y L=34

- Medidas obtenidas con D=3 mm y L=36 mm

Reflexión de cada uno de los puertos y de la antena con el distribuidor balanceado (puerto nº5).

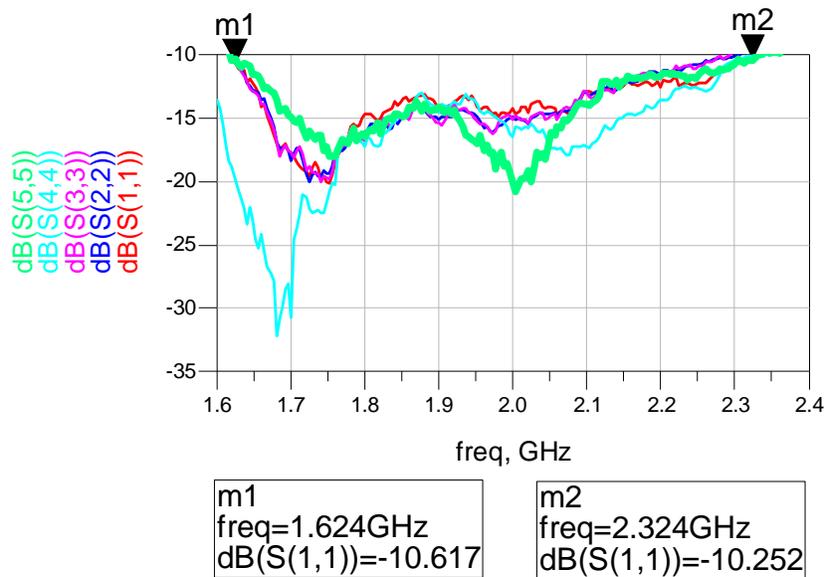


Figura 8.78 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con D=3 y L=36

Acoplamientos entre puertos:

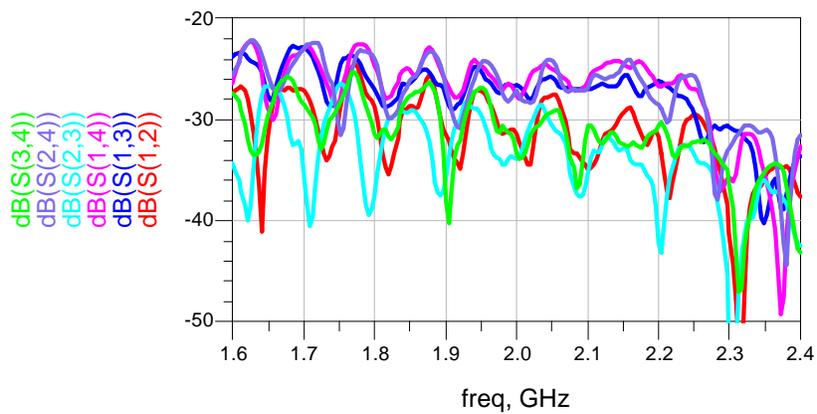


Figura 8.79 – Medidas de acoplamientos entre puertos del diseño con D=3 y L=36

- Medidas obtenidas con D=4 mm y L=34 mm

Reflexión de cada uno de los puertos y de la antena con el distribuidor (puerto n°5)

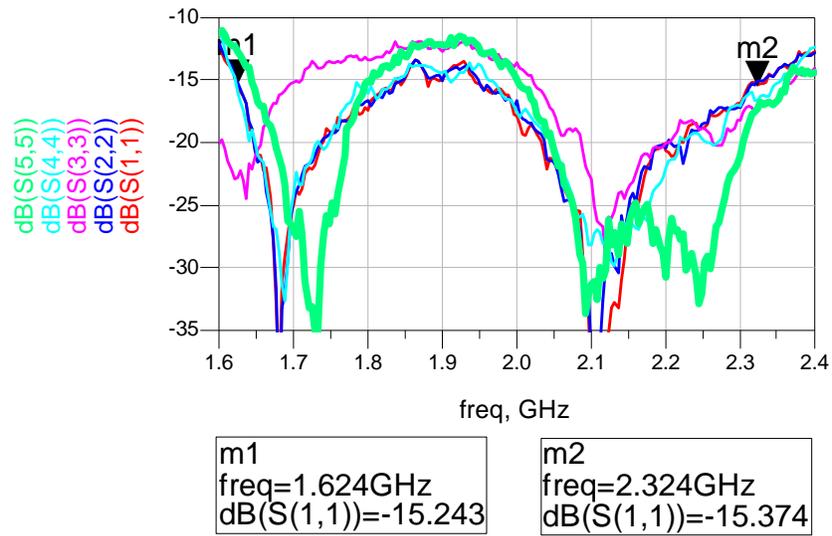


Figura 8.80 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con D=4 y L=34

Acoplamientos entre puertos:

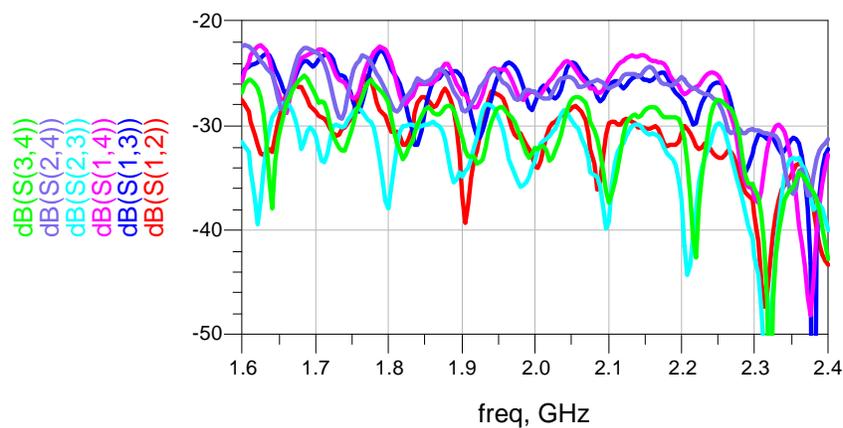


Figura 8.81 – Medidas de acoplamientos entre puertos del diseño con D=4 y L=34

- Medidas obtenidas con D=4 mm y L=36 mm

Reflexión de cada uno de los puertos y de la antena con el distribuidor (puerto n°5).

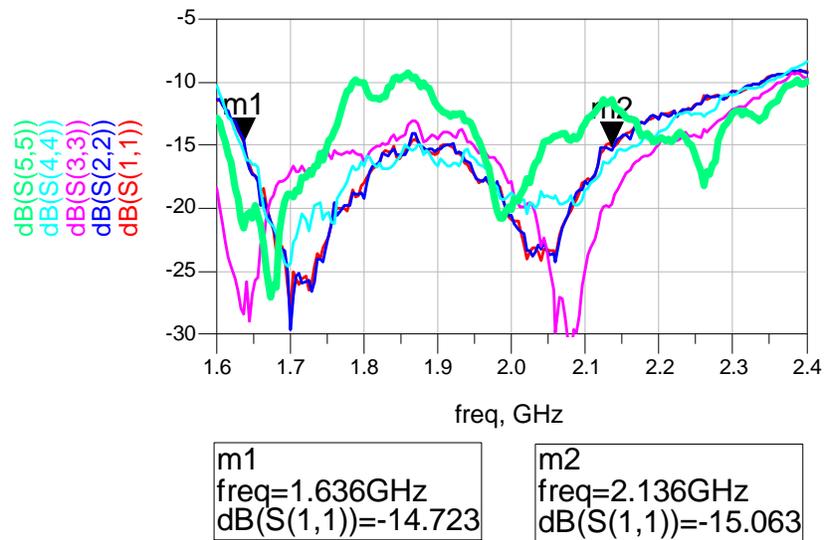


Figura 8.82 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con D=4 y L=36

Acoplos entre puertos:

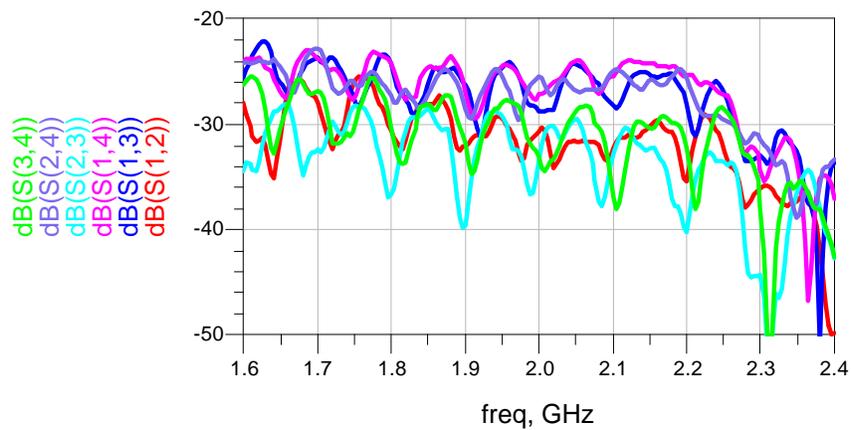


Figura 8.83 – Medidas de la transmisión entre puertos del diseño con D=4 y L=36

- Medidas obtenidas con D=5 mm y L=34 mm

Reflexión de cada uno de los puertos y de la antena con el distribuidor (puerto n°5)

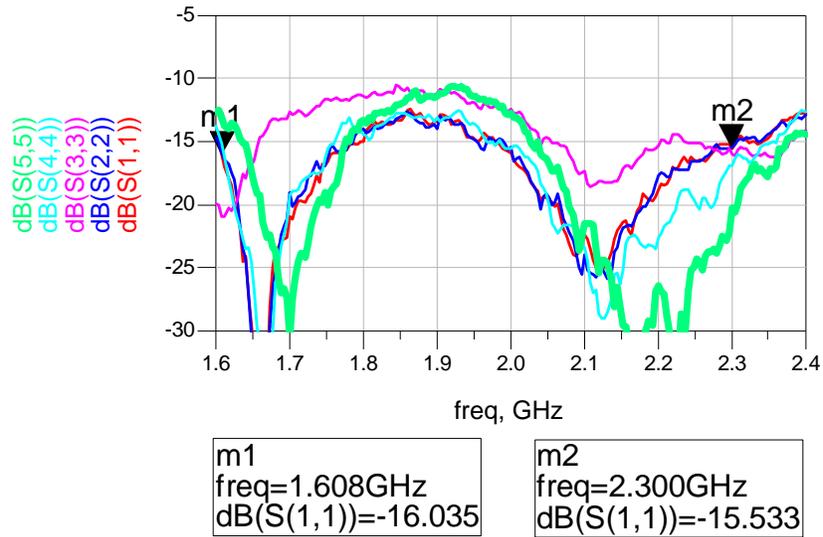


Figura 8.84 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con D=5 y L=34

Acoplos entre puertos:

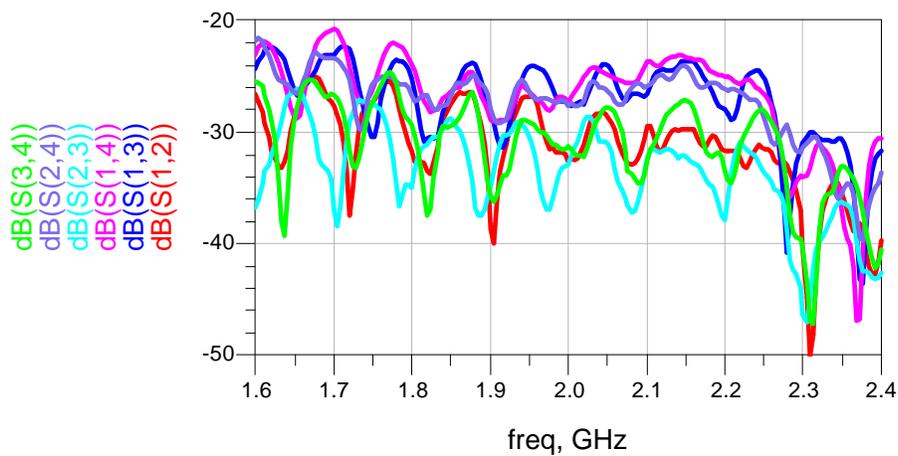


Figura 8.85 – Medidas de la transmisión entre puertos del diseño con D=5 y L=34

- Medidas obtenidas con D=5 mm y L=36 mm

Reflexión de cada uno de los puertos y de la antena con el distribuidor (puerto n°5)

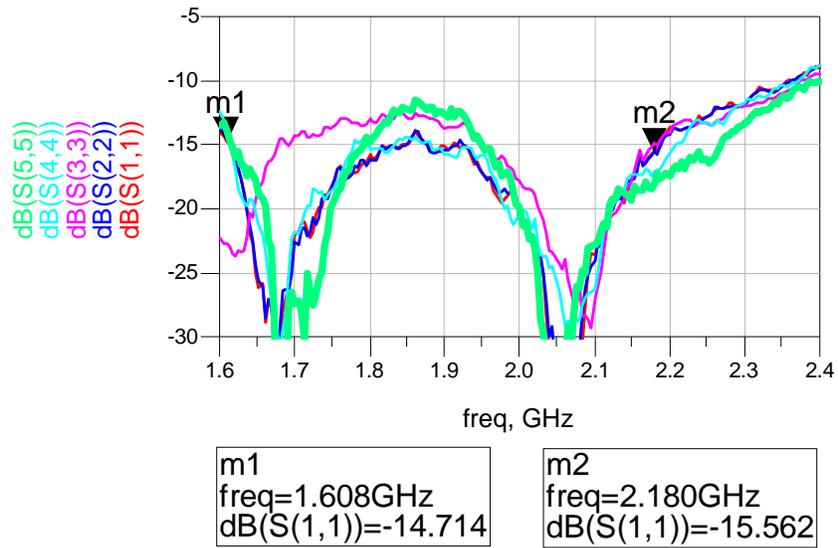


Figura 8.86 – Medidas del ancho de banda en reflexión del diseño con D=5 y L=36

Acoplos entre puertos:

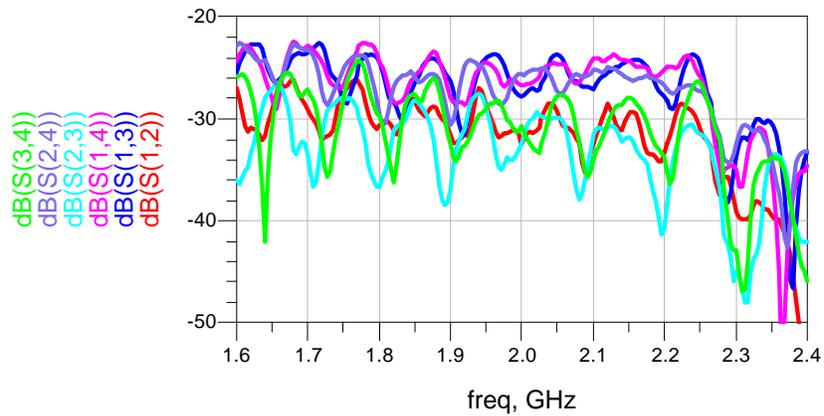


Figura 8.87 – Medidas de los acoplos entre puertos del diseño con D=5 y L=36

- Observaciones

La reflexión en cada una de las cavidades mantiene unos valores muy buenos, en algunos casos por debajo de -15 dB en la banda de trabajo, especialmente en las cavidades de números 1 y 4.

En lo que se refiere a comportamiento global, con el distribuidor de potencia ya acoplado a la antena, podemos observar que en la mayoría de los casos, independientemente de los valores de D y L usados, las curvas de reflexión del array se asemejan bastante a las de cada uno de los elementos individuales.

Por último, haciendo referencia a las diferentes medidas de D y L y con las graficas anteriores, hemos decidido que la configuración que ofrece mejores resultados es la de $D=5$ mm y $L=36$ mm con un 37.97% a -12 dB. Ahora que ya hemos tomado medidas globales de los parámetros S, podemos usar dicha configuración para realizar las mediciones en la cámara anecoica del siguiente apartado.

8.2.2.2 - Medidas del diagrama de radiación:

Se han realizado medidas de la antena conjunta de cuatro elementos. Mostramos a continuación una fotografía del mismo en la cámara anecoica (Figura 8.88). Como en el caso del elemento individual, se miden los planos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$. Así mismo, para cada uno de ellos se mide la componente copolar y la componente contrapolar (CPC y XPC respectivamente)

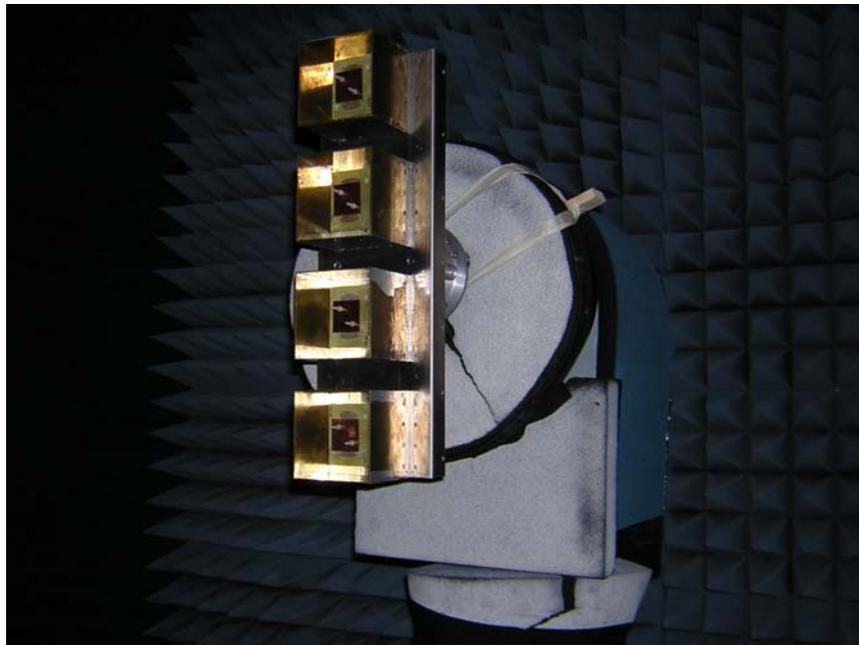


Figura 8.88 – Fotografía de la antena de cuatro elementos en la cámara anecoica.

Los resultados han sido los siguientes:

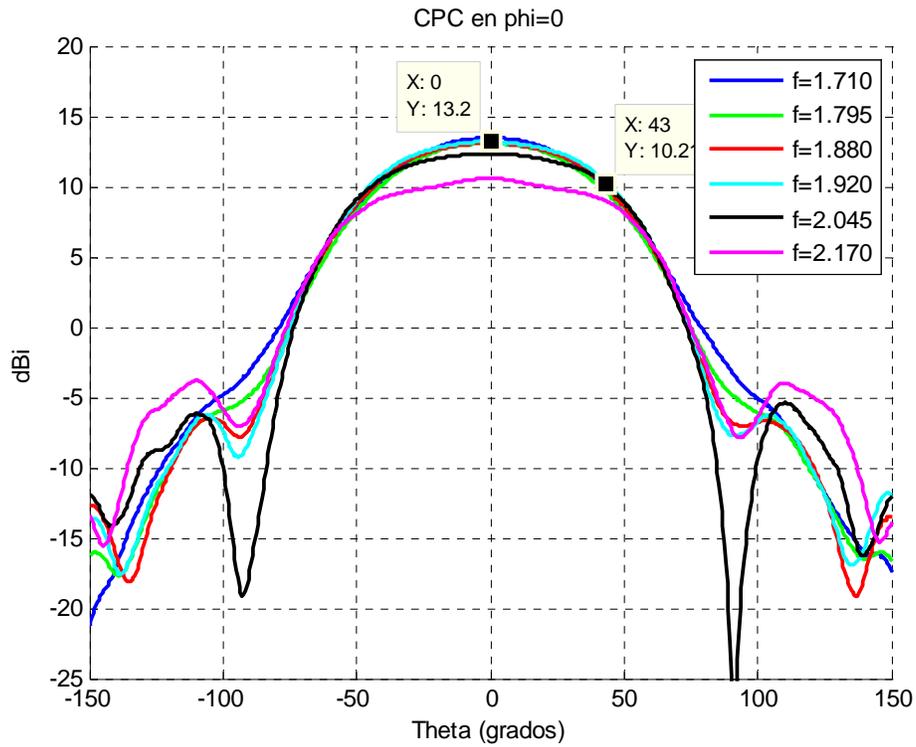


Figura 8.89 – Componente copolar en $\phi = 0^\circ$

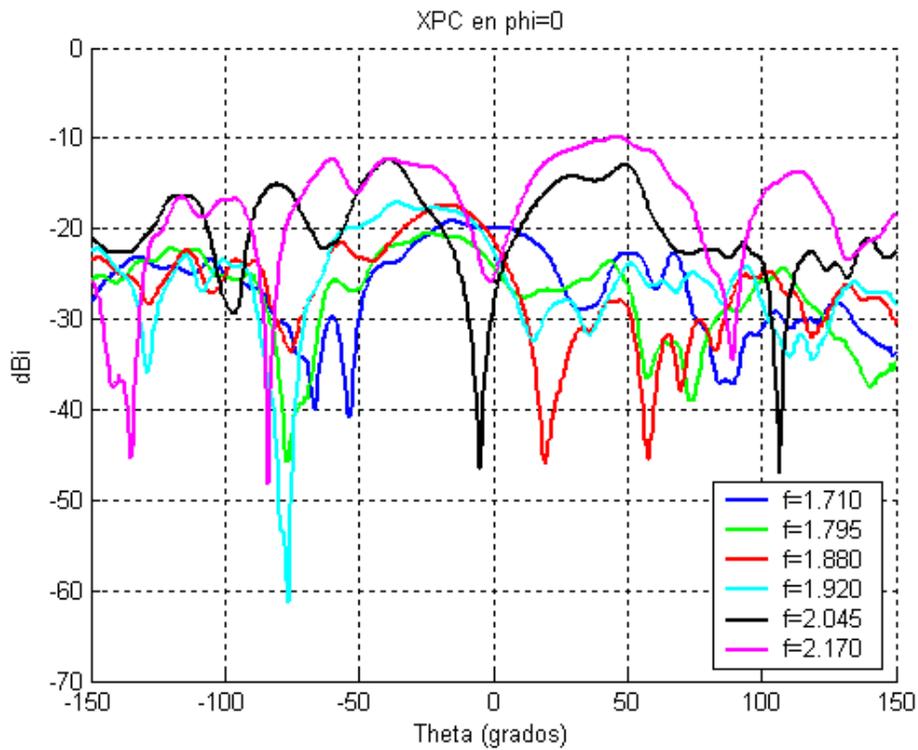


Figura 8.90 – Componente contra polar en $\phi = 0^\circ$

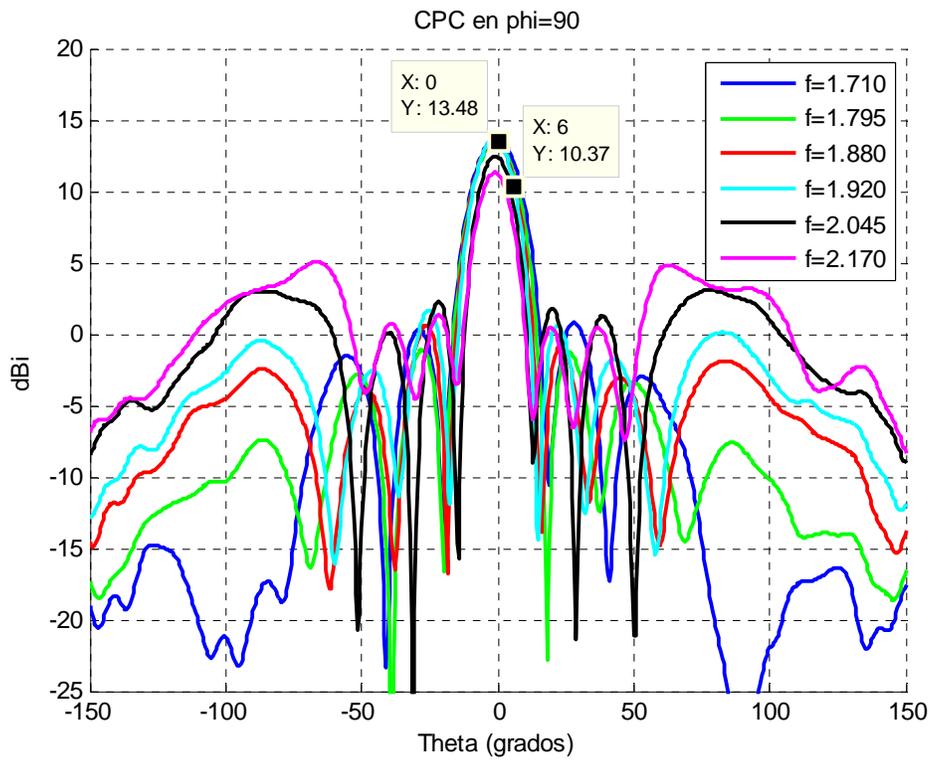


Figura 8.91 – Componente copolar en $\phi = 90^\circ$

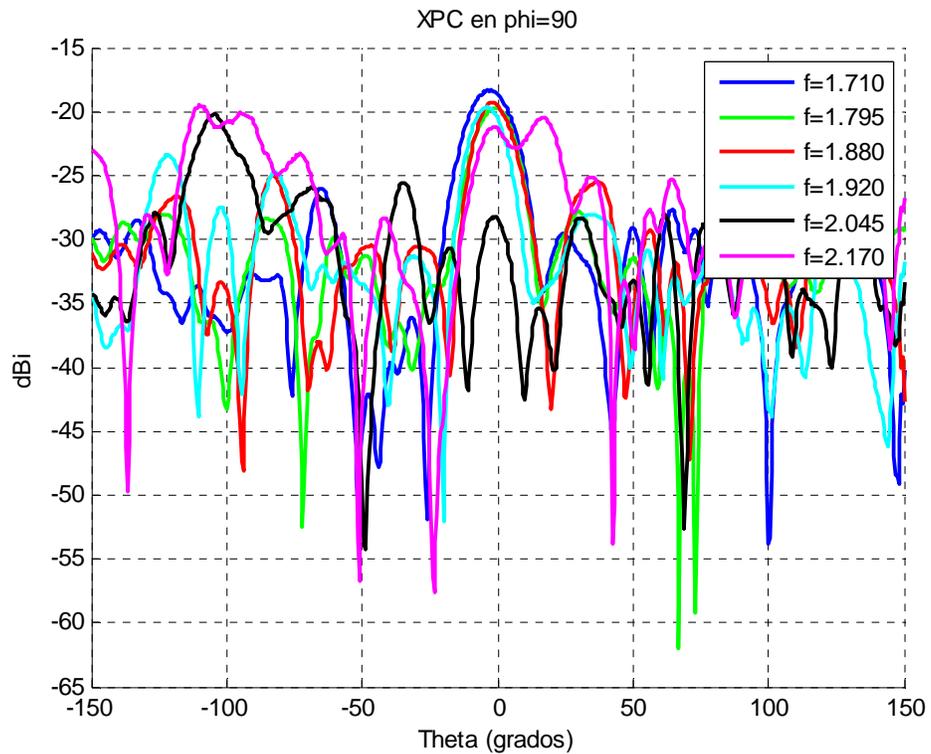


Figura 8.92 – Componente contra polar en $\phi = 90^\circ$

8.2.3 – COMPARATIVA Y CONCLUSIONES

8.2.3.1 - Relativas a los parámetros S:

En primer lugar, observamos que las medidas del array de cuatro elementos relativas a los parámetros S son muy parecidas a los resultados que ofrecían las simulaciones. Basta con comparar las gráficas relativas al array de configuración $D = 5 \text{ mm}$ y $L = 36 \text{ mm}$, simuladas (figura 5.35) y medidas (figura 8.86).

Por otro lado, observamos como al incluir la red de alimentación, el ancho de banda en reflexión no ha variado prácticamente, pues pasamos de un 37.11% (Medidas de la curva de la figura 5.35) del elemento individual a un 37.97% correspondiente al array con dicha red.

Este aumento de ancho de banda se produce incluso usando una red de alimentación en la que todas las salidas tienen la misma amplitud y la misma fase. Se trata del peor caso posible a la hora de medir las reflexiones en los puertos, dado que se suman y la componente resultante es la máxima posible

Si esta antena hubiera sido medida con un apuntamiento de haz de 10° (valor bastante habitual en antenas de estación base), su ancho de banda sería aún mayor dado que las reflexiones compensadas restan.

Por último, comentar que los acoplos apenas afectan en el proceso de integración en el array. Si observamos las figuras 8.77, 8.79, 8.81, 8.83, 8.85 y 8.87, relativas a acoplamientos entre los cuatro puertos del array, podemos ver cómo los acoplos entre cavidades adyacentes nunca superan los -20 dB y cómo los acoplos entre cavidades no adyacentes se mantienen casi siempre por debajo de -25 dB . Este hecho permite el diseño independiente de red de alimentación y elemento radiante, al menos desde el punto de vista de la reflexión

8.2.3.2 - Relativas al diagrama de radiación:

Como ya se comentó en el apartado 5.3.2.2, si observamos el diagrama de radiación del elemento individual aislado en el plano $\phi=0^\circ$, correspondiente a la figura 5.37, veremos que su ancho de haz a -3 dB no cumple con las especificaciones requeridas, a pesar de haber sido medido con el peralte metálico comentado en el apartado 5.2.3.2. Ello se debe a que no lleva plano reflector.

La inclusión de un plano reflector, junto con el peralte metálico entre éste y el plano de masa mejora el diagrama de radiación. Este hecho puede apreciarse en las gráficas de las figuras 8.63 y 8.89, que muestran respectivamente, el diagrama en $\phi=0^\circ$ del elemento

individual colocado en la placa del array, y del array completo, es decir, en los diagramas del elemento radiante con plano reflector. Ver tabla adjunta (para una frecuencia $f=1.92$ Ghz).

DISEÑO	ANCHO DE HAZ A -3 dB(°)
Elemento individual aislado	72
Elemento individual en array	86
Array de cuatro elementos	86

Tabla 8.5 – Comparativa de anchos de haz

9 - CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

9.1 - CONCLUSIONES

En este proyecto se ha detallado y descrito el proceso de diseño, construcción y medición de una serie de antenas con sus respectivos circuitos híbridos y redes de distribución de potencia:

-Antena para comunicaciones con satélites LEO formada por un array de 2x2 elementos radiantes, consistentes en una estructura de dos parches circulares apilados rodeados por una cavidad metálica de geometría cuadrada. Para esta antena existen dos variantes: una de ellas tiene cavidades con paredes de altura 0.125λ y la otra tiene cavidades con paredes de altura 0.5λ . Así mismo, a cada una de estas dos variantes, se le ha aplicado una rotación secuencial a los elementos del array.

-Antena de estación base para comunicaciones móviles compuesta por cuatro elementos radiantes en línea consistentes cada uno en un dipolo bow-tie rodeado, como en el caso anterior, por una cavidad de geometría cuadrada. Además de esto, la antena posee otra serie de componentes que mejoran su rendimiento tales como un parche metálico adaptador y un peralte metálico en la base que han dado lugar a una antena que funciona en las bandas PCS, PCN y UMTS.

En este trabajo han quedado constatadas una serie de hechos que explicamos a continuación

- Para la antena de comunicaciones por satélite:

Las cavidades constituyen un grado de libertad que nos ayuda a hacer un ajuste fino en el proceso de adaptación. Se ha demostrado cómo, en el caso del elemento individual, el ancho de banda en reflexión ha aumentado hasta un 4% al poner la cavidad, respecto de una situación de parches apilados sin cavidad. También ha quedado patente cómo elevar la altura de las cavidades puede ayudarnos a aumentar el ancho de haz del diagrama de radiación. Como efectos negativos de usar cavidades altas se mencionan la reducción de ganancia y la variación no deseada del apuntamiento.

La rotación secuencial de los elementos del array ha supuesto una importante mejora del rendimiento de la antena. Por un lado ha quedado constatado el hecho de que la calidad de la polarización circular mejora notablemente al aplicar esta técnica. Por otro lado, y de manera complementaria, el uso de los híbridos y de la red de distribución desfasada ha supuesto un descenso en las reflexiones, consiguiéndose una antena con un ancho de banda que ronda hasta el 40% a -15 dB.

-Para la antena de comunicaciones móviles:

Se ha demostrado cómo la inclusión de un parche metálico cuadrado dentro de la cavidad, por encima del dipolo y de manera paralela a éste, ha contribuido a mejorar el ancho de banda en reflexión de la antena, consiguiéndose en torno a un 40% a -12 dB y contando con el hecho de que no se ha aplicado ningún tipo de apuntamiento a la antena.

Para esta misma antena, también se ha demostrado cómo la inclusión de un peralte o base metálica entre el plano de masa y el plano reflector ha sido clave para mejorar el ancho de haz de la misma y cumplir con las especificaciones requeridas. Gracias a este peralte logramos un haz de $85^{\circ} \pm 5^{\circ}$ en las bandas de PCS y PCN y de $95^{\circ} \pm 5^{\circ}$ en UMTS

9.2 - LINEAS FUTURAS DE TRABAJO

Como líneas futuras de trabajo, se proponen las siguientes:

- Introducir un conmutador en la antena de comunicaciones por satélite, de tal modo que en función de la posición del mismo, se pueda elegir entre polarización circular a izquierdas o a derechas.
- Experimentar con otras geometrías de cavidad o de parche y seguir indagando acerca de las posibilidades que ofrecen las cavidades para mejorar las propiedades de las antenas de parche. Se probarán configuraciones de cavidad cilíndrica con parches circulares, o bien cavidades rectangulares con parches del mismo tipo.
- Verificar si, como en el caso de la antena de comunicaciones móviles, la introducción de una placa metálica en la antena de comunicaciones por satélite, ayuda a mejorar el ancho de banda de la misma.

- Partiendo de los estudios publicados por otros autores, tratar de conseguir una antena que funcione en la misma banda de frecuencias, pero con un tamaño de parche más reducido que el actual. Aunque un tamaño de parche inferior implique el funcionamiento en bandas superiores, se intentará conseguir el objetivo anterior a través de las propiedades que las cavidades tienen para trasladar la frecuencia de resonancia a bandas inferiores.
- Construir un array con un número mayor de elementos radiantes y contrastar, como en el caso de la antena de comunicaciones por satélite, que al aplicar una rotación secuencial, se consigue reducir la componente contrapolar no deseada en la polarización circular.

REFERENCIAS

- [1] **A. Andersson, P. Bengtsson and A. Noiker**, “*Short backfire antennas for space communications*”. AP-S Session 7, European Space Agency/ESTEC, Noordwijk, Netherlands.
- [2] **A. S. Elmezughi**, “*Cavity Backed Hi-lo Stacked Patch Antennas*”. RMIT University, Melbourne.
- [3] **R. Pandya**, “Emerging mobile and personal communication systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, pp. 44–52, Junio 1995.
- [4] **LAL C. Godara**, ”Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations”, PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 85, NO. 7, pp. 103-1060, Julio 1997.
- [5] **T. S. Rappaport**, “Wireless personal communications: Trends and challenges,” *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 33, pp. 19–29, Oct. 1991.
- [6] **C.A. Balanis**, “*Antenna theory, Analysis and Design*”, 2nd ed., John Wiley and Sons, New York, 1997
- [7] **C. A. Balanis**, "*Modern Antenna Handbook*" .Hoboken, NJ: Wiley, 2008
- [8] **David M. Pozar**, “*A Review of Bandwidth Enhancement Techniques for Microstrip Antennas*”, University of Massachusetts.
- [9] **Ángel Cardama Aznar**, “*Antenas*”, 2ª Edición, Ediciones UPC, Barcelona 1998.
- [10] **Akhileshwar Kumar, H. D. Hristov**, "*Microwave Cavity Antennas*", Ed. Artech House, 1989.
- [11] **G. Villaseca Sánchez**, “*Ensanchamiento de banda de antenas parche apiladas*”, Trabajo Dirigido. Dpto de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Universidad Carlos III de Madrid.
- [12] **C. M. Kaloi, D. Hatfield, P. Simon**, “*Microstrip Backfire Antenna*”, Pacific Missile Test Center, Point Mugu, California
- [13] **D.M. Pozar**, "*Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas*", *IEEE Trans. Antem. Propagat.*, vol. AP-31, pp. 740-747, Septiembre 1983.

[14] **F. Zavosh and J. T. Aberle**, “*Single and stacked circular microstrip patch antennas backed by a circular cavity*,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, no. 7, pp. 746–750, Julio 1995.

[15] **Sean M. Due and Mark A. Gouker**, “*Experimental Comparison of the Radiation Efficiency for Conventional and Cavity Backed Microstrip Antennas*”, MIT Lincoln Laboratory.

[16] **Debatosh Guha y Jawad Y. Siddiqui, P.S.Hall**, “*Effect of a Cavity Enclosure on the Resonant Frequency of Inverted Microstrip Circular Patch Antenna*”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 52, NO. 8, Página 2177. Agosto 2004

[17] **James T. Aberle**, “*On the use of metallized cavities backing microstrip antennas*”, Department of Electrical Engineering, Arizona State University.

[18] **Miguel A. González de Aza, Juan Zapata, y José A. Encinar**, “*Broad-Band Cavity-Backed and Capacitively Probe-Fed Microstrip Patch Arrays*”; IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 48, N°5, Página 784. Mayo 2000.

[19] **James A. Nessel**, “*A Microstrip Patch-Fed Short Backfire Antenna for the Tracking and Data Relay Satellite System*”, The NASA Glenn Research Center, Cleveland.

[20] **N. C. Karmakar**, “*Investigations into a cavity-backed circular-patch antenna*,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 12, pp. 1706–1715, Diciembre. 2002.

[21] **P. James & S. V. Potter**, “*Wideband Microstrip Patch Radiators for a Future Synthetic Aperture Radar*”, EADS Astrium (UK).

[22] **P.K. Singhal and Smita Banerjee**, “*A cavity backed rectangular patch antenna*”, Department of Electronics, Madhav Institute of Technology & Science.

[23] **Shun-Shi Zhong**, “*Two-layer patch backfire antenna*”, Dept.of Radio-Electronics, Shanghai Univ. of Science & Technology, China.

[24] **Manuel Sierra Pérez y José Luis Fernández Jambrina**, “*Estudio de viabilidad de un array para comunicaciones por satélite en banda L*”, Proyecto INSA, Grupo de Radiación. Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid, 2007.

[25] **Alberto Torre Fernández y Manuel Sierra Pérez**, “*GEODA. Antena inteligente para recepción de satélites LEO*”, Universidad Politécnica de Madrid. ETSI de Telecomunicación.

[26] **Erik Drago Nielsen & Knud Pontoppidan**, “*Backfire Antennas with Dipole Elements*”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. AP-18, N° 3, Mayo 1970

[27] **P. S. Kooi, M. S. Leong, T. S. Yeo,** "*Dipole-excited short backfire antenna with corrugated rim*", Department of Electrical Engineering, University of Singapore

[28] **Shi-Wei Qu, Jia-Lin Li,** "*Wideband and Unidirectional Cavity-Backed Folded Triangular Bowtie Antenna*", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 57, NO. 4, APRIL 2009.

[29] **Zhuowen Sun and P. Fay,** "*High-Gain, High-Efficiency Integrated Cavity-Backed Dipole Antenna at Ka-Band*", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 5, 2006.

[30] **H.W.Ehrenspeck,** "*The backfire antenna, a new type of directional line source*". Proc. IRE (Correspondence), vol. 48, pp. 109-110, January 1960.

[31] **George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones,** "*Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*", Dedham Artech House cop. 1980.

ANEXOS

A. INTRODUCCIÓN A LA CARACTERIZACIÓN DE COMPONENTES DE RF

Introducción al Rohde &Schwarz ZVL 9KHz-6GHz - Analizador de Redes RF

Un Analizador de Redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S). Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros-S, como por ejemplo la ganancia, pérdida por retorno, relación de onda estacionaria de tensión (ROE-V), coeficiente de reflexión y estabilidad de amplificación.

El Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz es un instrumento de dos puertos que abarca frecuencias de operación de 9KHz a 6GHz. Éste permite la medición directa de los parámetros S_{11} y de S_{21} de un dispositivo bajo test, y la necesidad de invertir físicamente el dispositivo para medir los parámetros S_{12} y S_{22} . Además de su aplicación para medir parámetros S, el Rohde &Schwarz ZVL 9KHz-6GHz puede también utilizarse para medición de potencia. El Rohde &Schwarz ZVL 9KHz-6GHz es un sistema de prueba de componentes RF totalmente integrado y fácil de manejar. Incluye una fuente sintetizada, receptores de rango dinámico muy amplio y un equipo de prueba incorporado. Los controles se agrupan en bloques funcionales y la configuración se visualiza en la pantalla del instrumento.



Figura A.1 - Analizador vectorial de redes

Calibración del Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz

Para la medida de los parámetros S de un circuito de RF se necesita eliminar o sustraer de la medición el efecto de todos aquellos errores sistemáticos como pueden ser las pérdidas en cables, conectores, etc. Para ello previamente a la medida del circuito de RF el VNA necesita ser calibrado. Mediante dicho proceso de calibración se suministra al VNA toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos mencionados. De esta manera se obtienen los parámetros S justo a la entrada del circuito que se quiere caracterizar. La manera de calibrar el VNA es ir conectando al cable que se va a utilizar en las medidas una serie de terminaciones: un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de 50Ω , que es la impedancia característica del aparato. En nuestro caso los conectores del cable coaxial que unirá el analizador de redes con nuestro elemento radiantes, han sido unidos y soldados por nosotros en el taller de la Escuela, por lo que su calidad diferirá de la de un cable coaxial ya preparado, y que por otro lado hubiera sido bastante caro. Además, si se utilizan los dos puertos del analizador, también se necesitará un adaptador hembra-hembra que conecte entre sí los dos cables.

Para la caracterización, vamos a utilizar el HP/Agilent 85033E 50 ohm 3.5 mm calibration kit 9GHz. Los tres elementos terminaciones (cortocircuito, circuito abierto y carga de 50Ω) que vamos a utilizar se encuentran incluidos en este kit.



Figura A.2 - Kit de calibración (vista interior)

El VNA puede calibrarse de dos maneras diferentes, según se quieran medir sólo los parámetros de reflexión: S_{11} , o incluir también los de transmisión: S_{21} y S_{12} .

Antes de comenzar cualquier calibración, es bueno asegurar el rango de frecuencias en el que vamos a calibrar el aparato, para ello basta con introducirnos en el sub-menú SPAN y a continuación establecer el rango START-STOP y CENTER. La potencia de la señal empleada para realizar la calibración la situaremos como el valor por defecto de 0 dBm.

El aparato nos pedirá conectar sucesivamente un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de 50Ω igual a la del dispositivo, y a través de la interfaz gráfica del sistema iremos observando las correspondencias en términos de reflexión.

B. PUBLICACIONES

B.1 -PUBLICACIONES INTERNACIONALES

TITULO:

"Broadband dipole cavity antenna for European and American cellular communication systems"

AUTORES:

José Luis Masa Campos, Juan Manuel Rubio Mayordomo
Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas
(GSRCO) - Universidad Autónoma de Madrid

ENTIDAD ORGANIZADORA:

International Association Conference and Technology for Developement (IASTED)

CONGRESO:

6th IASTED International conference on Antennas, Radar and Wave Propagation (ARP 2009). Bannf, Canadá. 6-9 Julio 2009.

PUBLICACIÓN:

ISSN/ISBN: 978-0-88986-795-6, VOL. I, PP. 79-84

B.2 - PUBLICACIONES NACIONALES

TITULO:

"Antenna de banda ancha con dipolos en cavidad para comunicaciones en banda L"

AUTORES:

Álvaro Nussbaum Navarro, Juan Manuel Rubio Mayordomo, José Luis Masa Campos,
(Presentación del 16 al 18 de septiembre de 2009 en Santander URSI 2009)

C. PRESUPUESTO

1) Ejecución Material

• Compra de ordenador personal (Software incluido).....	10.000 €
• Alquiler de impresora láser durante 6 meses.....	50 €
• Material de oficina.....	50 €
• Uso de cámara anecoica durante 2 días.....	1.600 €
• Material de fabricación.....	500 €
• Alquiler maquinaria para la fabricación.....	1.000 €
• Herramientas para el montaje.....	100 €
• Analizador vectorial de redes.....	30.000 €
• Kit de calibración.....	3.400 €
- Total de ejecución material	46.700 €

2) Gastos generales

• 16 % sobre Ejecución Material.....	7.472 €
--------------------------------------	---------

3) Beneficio Industrial

• 6 % sobre Ejecución Material.....	2.802 €
-------------------------------------	---------

4) Honorarios Proyecto

• 800 horas a 15 €/ hora.....	12.000 €
-------------------------------	----------

5) Material fungible

• Gastos de impresión.....	50 €
• Encuadernación.....	40 €

6) Subtotal del presupuesto

• Subtotal Presupuesto.....	69.064 €
-----------------------------	----------

7) I.V.A. aplicable

• 16% Subtotal Presupuesto.....	11.050 €
---------------------------------	----------

8) Total presupuesto

• Total Presupuesto.....	81.114 €
--------------------------	----------

Madrid, Septiembre de 2009
El Ingeniero Jefe de Proyecto
Fdo.: Juan Manuel Rubio Mayordomo
Ingeniero Superior de Telecomunicaciones

D. PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de una serie de antenas de banda ancha destinadas a las comunicaciones por satélite y a las comunicaciones móviles. 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.