

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

Diseño de un phased array lineal de parches sobre guía de onda para comunicaciones por satélite DBS

Jesús Vázquez Ruiz

Junio 2014

Diseño de un phased array lineal de parches sobre guía de onda para comunicaciones por satélite DBS

AUTOR: Jesús Vázquez Ruiz

TUTOR: José Luis Masa Campos



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

<http://rfcas.eps.uam.es>

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Junio de 2014

Resumen

El objetivo de este proyecto fin de carrera es diseñar un sistema radiante por medio de un array lineal de parches sobre guía de onda rectangular, con polarización lineal que opere al principio de la banda Ku (11 GHz a 12 GHz). Dicho proyecto continua los pasos de un proyecto anterior en el que se proporcionaba por medio de una estructura de doble parche circular en un array lineal, un apuntamiento determinado por medio de líneas de transmisión que proporcionan las fases asociadas a los parches radiantes. En este caso, continuaremos con la estructura anterior pero modificando por medio de desfasadores digitales, las líneas de transmisión que modificaban de forma fija la fase a cada parche, con motivo de poder realizar apuntamientos dinámicos del haz de radiación de forma digital.

Dicho objetivo se conseguirá por medio de una circuitería y un nuevo diseño de toda la parte radiante de la estructura inicial, dejando fija la estructura de alimentación del array lineal en guía de onda, con las características ya estudiadas en el anterior PFC.

Dicha estructura será diseñada de forma modular con motivo de facilitar su replicación en la estructura final sobre la guía de onda, una vez comprobado el correcto funcionamiento de la misma. Se realizarán distintas pruebas y diseños intermedios en los que se caracterizará el funcionamiento de toda la parte de componente continua, y su posible interacción con la parte radiante del sistema. Todas las placas fabricadas y montajes serán llevados a cabo en el laboratorio de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior (EPS) de la U.A.M. , salvo algunas placas de sujeción de aluminio que requerirán una construcción externa. Una vez completados todos estos pasos, los distintos prototipos serán medidos en la Cámara Anecoica situada en la EPS de la U.A.M..

Palabras clave

Antena, array, parche, desfasador, línea de fase, referencia de fase, variación en fase, ganancia, diagrama de radiación, placa, depuración de diseño, pérdidas, adaptación, horizontalidad de fase, sustratos, estructura.

Abstract

The objective of this final Project is to design a radiant system using a linear patch phased array over a rectangular waveguide, with linear polarization and operating in the beginning of the Ku band (11 GHz to 12 GHz). This project continues in the footsteps of a previous project which provided us a double circular patch structure in a linear array. The phase for each patch was generated by a transmission lines associated, and it was a static phase. In this case, we continue with the same structure but altered by digital phase shifters, that allow us to change the phase without needing an static transmission lines. So we can achieve a dynamic beam radiation changing digitally our phase.

This objective will be achieved through a circuitry and a new design of all the radiant part of the original structure, leaving fixed the feeding structure of the linear waveguide array with the features already discussed in the previous PFC.

This structure will be designed in a modularly way in order to facilitate the replication in the final structure of the waveguide, after checking the correct operation of it. It will be perform many tests and intermediate designs, in order to obtain the characterization of the operation of all of DC component, and its possible interaction with the feeding part of the system. All plates and fabricated assemblies shall be carried out in the laboratory of printed circuit at Escuela Politécnica Superior(EPS) of the UAM, except some aluminum clamping plates that require an external construction. After completing all these steps, different prototypes will be measured in the Anechoic Chamber located on the EPS of at UAM.

Key words

Antenna, array, patch, phase shifter, phase line, phase reference, phase variation, gain, radiation pattern, debug plate, design, losses, adaptation, horizontal phase, substrates, structure.

Agradecimientos

Para comenzar quiero darle las gracias y la enhorabuena a mi tutor José Luis Masa Campos. Las gracias por toda la ayuda que me ha prestado tanto en este año de proyecto, con tutorías montajes y muchas horas dedicadas por su parte, como en la asignatura que imparte en esta carrera y que motivó mi decantación por este grupo y este proyecto. Y la enhorabuena por su persona en general, pocas veces se ve a un profesor tan colaborativo, tan atento y tan pendiente de realizar los trabajos con la mayor precisión y eficacia posibles, y que no deja nunca de pensar cómo se pueden mejorar las cosas.

En segundo lugar a Pablo Sánchez Olivares, prácticamente mi segundo tutor a la sombra, una persona que no duda en ayudarte para cualquier cosa, que es una persona muy grande, y que se está trabajando el doctorado con una dedicación muy dura que a buen seguro le lleva a conseguir estar a la altura de su tutor.

En tercero, pero no menos importante a Luis Rubio Mejía, gracias a él conseguimos acabar la carrera más de uno. Esas horas interminables de estudio nocturno haciendo ejercicios de exámenes en común, junto con otros compañeros como Guille, Javi, Sergio, Pedro cada uno en su casa hasta las tantas de la mañana, creo que nadie se hace una idea de ello. Y también horas interminables de prácticas en los cursos más duros, y que ahora continuaban haciendo el PFC en el mismo grupo, construyendo, midiendo, soldando... Mil millones de vías te he de soldar para que estemos en paz amigo.

Como ya he mencionado, los compañeros han sido parte fundamental en esta carrera, sin duda el dicho dice: *"dime con quién andas, y te diré quién eres"*, y yo creo que he acertado de lleno. Gente trabajadora donde los haya, que no baja los brazos, que si tiene que ayudarte no tienes ni que pedirlo, que incluso ejercen de psicólogos. Por ello y en especial con los que más cursos he compartido Luis RM, Guille MM, Sergio CJ, Javi DR, Pedro LG, y con los que no he pasado tanto tiempo en clase pero que juntos formamos este grupo tan bien avenido, Marcos AC, David AR, Pablo SB y Alejandro AU, gracias a todos.

También en general dar gracias a mi grupo de amigos de siempre, por ser pacientes y comprender que esta carrera requiere muchas horas, y en conjunto por apoyarme en los momentos más duros con multitud de buenos ratos.

A generaciones anteriores de este grupo, como Sergio y como Brande, Pascu y Pedro. Gracias a todos ellos, ellos saben mejor que nadie como funciona esto. Y a las generaciones siguientes Paula y Edu.

A profesores carismáticos y de un gran valor docente y personal, Juan CO, Jorge RC, Bazil TA, José MF, Jesús BC, Daniel TM, Eloy AR, y alguno más.

También a la gente con la que he trabajado este primer año. A todos esos compañeros de trabajo, desde la gente que comenzaba nueva como yo, hasta los más veteranos. Desde compañeros de área MGM y JAD, hasta compañeros externos. Gracias por insistir preguntar, y animar. Y gracias por hacer que esta nueva etapa que se abre esté llena de retos y posibilidades.

Y para acabar mencionar el tan importante apoyo familiar. Gracias a mis padres por ayudarme con tanta fuerza y apoyarme en todos estos largos años de carrera. Sin su cariño, motivación y fuerza no habría sido posible. Gracias a mis tíos por estar siempre encima interesándose y preguntando. Y gracias a todos mis abuelos, aún tengo la suerte de tener tres y que están en buenas condiciones para enorgullecerse de sus nietos, y aunque siempre pregunten "*niño para qué es eso*" siempre respondas con cariño: "*cosas de la universidad*". En especial gracias, gracias de veras.

Índice de contenidos

| | |
|---|----|
| Resumen..... | 5 |
| Abstract | 6 |
| Agradecimientos | 8 |
| Índice de contenidos | 11 |
| Introducción | 19 |
| 1.1. Motivación | 19 |
| 1.2. Objetivos | 19 |
| 1.3. Organización de la memoria | 20 |
| 2. ESTADO DEL ARTE | 21 |
| 2.1. Principios básicos de antenas..... | 21 |
| 2.2.1. Concepto de antena | 21 |
| 2.2.2. Tipo de antenas | 22 |
| 2.2.2.1. Antena de elementos | 22 |
| 2.2.2.2. Antena de onda progresiva | 22 |
| 2.2.2.3 Arrays de antenas..... | 23 |
| 2.2.2.4 Antenas de apertura | 23 |
| 2.1.3. Impedancia de entrada | 24 |
| 2.1.4. Parámetros de dispersión (Parámetros S)..... | 24 |
| 2.1.5. Adaptación | 25 |
| 2.1.6. Relación de onda estacionaria | 27 |
| 2.1.7. Diagrama de Radiación..... | 27 |
| 2.1.8. Potencia de Radiación | 30 |
| 2.1.9. Directividad y ganancia | 30 |
| 2.1.10. Eficiencia | 30 |
| 2.1.11. Polarización | 31 |
| 2.1.12. Ancho de banda | 32 |
| 2.2. Teoría de Guías de onda..... | 33 |
| 2.2.1. Tipos de modos de propagación | 33 |
| 2.2.2. Tipos de Guías | 34 |
| 2.2.2.1. Guía rectangular..... | 34 |
| 2.2.2.2. Guía circular | 36 |
| 2.2.3. Alimentación en guía de onda..... | 37 |
| 2.3. Teoría microstrip | 39 |

| | | |
|------------|--|----|
| 2.3.1.1. | Alimentación por coaxial..... | 40 |
| 2.3.1.1.1. | Alimentación por coaxial vertical (sonda)..... | 40 |
| 2.3.1.1.2. | Alimentación por coaxial horizontal. | 41 |
| 2.3.1.2. | Alimentación por guía de onda. | 41 |
| 2.3.1.3. | Alimentación por parche de acoplo. | 41 |
| 2.3.2. | Parches | 42 |
| 2.3.2.1 | Parches rectos | 43 |
| 2.3.2.2 | Parches circulares..... | 43 |
| 2.5. | Array de antenas | 44 |
| 2.5.1. | Arrays lineales equiespaciados 1D | 45 |
| 2.5.2. | Arrays planos equiespaciados 2D..... | 47 |
| 2.5.3. | Phased Arrays..... | 47 |
| 2.6. | Software de diseño y simulación..... | 49 |
| 2.6.1. | CST Microwaves Studio | 49 |
| 2.6.2. | AutoCAD | 49 |
| 2.6.3. | Advanced design System (ADS)..... | 50 |
| 3. | Diseño y construcción de placas de evaluación | 52 |
| 3.1. | Introducción. | 52 |
| 3.2. | Fabricación | 52 |
| 3.2.1. | Diseño de placas de evaluación | 52 |
| 3.2.2. | Componentes utilizados..... | 56 |
| 3.2.2.1. | Chasis para placas de evaluación | 57 |
| 3.2.2.2. | Desfasador digital..... | 58 |
| 3.2.2.3. | Componentes DC..... | 60 |
| 3.2.3. | Montaje: soldadura y conexionado..... | 61 |
| 3.2.4. | Mediciones eléctricas, comprobaciones y verificaciones | 64 |
| 3.3. | Estudio de conectores | 65 |
| 3.3.1. | Conector SMA..... | 67 |
| 3.3.2. | Conector Semicircular | 69 |
| 3.3.3. | Conector rectangular | 70 |
| 3.3.4. | Medidas de resultados finales | 73 |
| 3.4. | Conclusiones..... | 76 |
| 4. | Diseño y construcción del array de tres elementos..... | 77 |
| 4.1. | Introducción | 77 |

| | | |
|---|--|-----|
| 4.2. | Descripción y funcionamiento..... | 77 |
| 4.2.1. | Componentes DC..... | 78 |
| 4.3. | Diseño de los elementos radiantes..... | 80 |
| 4.3.1. | Diseño de estructura de doble parche..... | 81 |
| 4.3.2. | Diseño adaptación coaxial a línea microstrip..... | 83 |
| 4.3.3. | Diseño adaptación línea microstrip a parche..... | 85 |
| 4.3.4. | Diseño conexasión líneas microstrip a desfasador..... | 87 |
| 4.4. | Diseño del array de parches..... | 90 |
| 4.4.1. | Diseño del array de desfasadores en estructura microstrip..... | 90 |
| 4.4.2. | Diseño del array de tres parches..... | 101 |
| 4.4.3. | Diseño del array uniendo placa tres parches + placa tres desfasadores..... | 115 |
| 4.4.4. | Diseño del array completo de tres parches con tres desfasadores..... | 136 |
| 5. | Conclusiones finales..... | 147 |
| 5.1. | Conclusiones..... | 147 |
| 5.2. | Argumentación de la no finalización de la totalidad del PFC..... | 148 |
| 5.3. | Trabajos futuros..... | 150 |
| ANEXO A: CONSTRUCCION DE PLACAS..... | | 152 |
| ANEXO B: PLANOS Y PLACAS..... | | 156 |
| Partes metálicas..... | | 156 |
| ANEXO C: MEDIDAS EN LA CAMARA ANECOICA..... | | 161 |
| ANEXO D: REFERENCIAS..... | | 167 |
| PRESUPUESTO..... | | 168 |
| PLIEGO DE CONDICIONES..... | | 170 |

Índice de Figuras

| | |
|--|-----------|
| <i>Figura 1: Esquema frecuencia-tipo de antena.....</i> | <i>22</i> |
| <i>Figura 2: Antena de Yagi/ antena LPDA.....</i> | <i>22</i> |
| <i>Figura 3: Antena de onda progresiva.....</i> | <i>23</i> |
| <i>Figura 4: Antena de ranuras circular para comunicaciones por satélite /antena de parches para banda 3GHz.....</i> | <i>23</i> |
| <i>Figura 5: Parabólica típica Figura 6: Rectangular 18-40GHz Figura 7: Bocina cónica.....</i> | <i>23</i> |
| <i>Figura 8: Red de dos puertos.....</i> | <i>24</i> |
| <i>Figura 9: Circuito básico línea de transmisión.....</i> | <i>26</i> |
| <i>Figura 10: Aclaración tipo de campos de una antena.....</i> | <i>28</i> |
| <i>Figura 11: Coordenadas polares.....</i> | <i>28</i> |
| <i>Figura 12: Diagramas de radiación.....</i> | <i>28</i> |
| <i>Figura 13: Tipos de diagramas de radiación.....</i> | <i>29</i> |
| <i>Figura 14: Componente copolar en coordenadas polares y cartesianas.....</i> | <i>29</i> |

| | |
|--|----|
| Figura 15: Polarización lineal..... | 31 |
| Figura 16: Polarización circular | 31 |
| Figura 17: Polarización elíptica..... | 32 |
| Figura 18: Ancho de banda..... | 32 |
| Figura 19: Guía de onda sección rectangular | 33 |
| Figura 20: Guía rectangular..... | 34 |
| Figura 21: Cartas de modos guía rectangular | 35 |
| Figura 22: Atenuación de los modos de trabajo en guía rectangular..... | 35 |
| Figura 23: Distribución de campo en la guía | 35 |
| Figura 24: Líneas de campo para los modos más comunes en guía rectangular | 36 |
| Figura 25: Guía de onda circular | 36 |
| Figura 26: Carta de modos guía circular..... | 37 |
| Figura 27: Conector coaxial SMA..... | 38 |
| Figura 29: Transición 10 GHZ Coax/guía Figura 30: Esquema de alimentación en guía..... | 38 |
| Figura 28: Explicación gráfica generación de onda..... | 38 |
| Figura 31: Esquema línea microstrip Figura 32: Distribución de campos en línea microstrip | 39 |
| Figura 33: Alimentación por coaxial vertical | 40 |
| Figura 34: Alimentación por coaxial horizontal..... | 41 |
| Figura 35: Alimentación por parche de acoplo..... | 41 |
| Figura 36: Geometrías de parches..... | 43 |
| Figura 37: Parche fractal | 43 |
| Figura 38: Parche recto | 43 |
| Figura 39: Parche circular..... | 43 |
| Figura 40: Tipos de Arrays 1D/2D/Conformados..... | 44 |
| Figura 41: Distribución campo radiado por un array..... | 45 |
| Figura 42: Esquema factor de array | 46 |
| Figura 43: Periodicidad de lóbulos..... | 47 |
| Figura 44: Esquema array 2D | 47 |
| Figura 45: Foto array multihaz avión militar | 48 |
| Figura 46: Aclaración conexionado líneas RF a desfasador..... | 53 |
| Figura 47: Pads críticos..... | 54 |
| Figura 48: Dimensiones líneas de RF | 55 |
| Figura 49: Configuraciones de los distintos tipos de diseños..... | 56 |
| Figura 50: Esquema aclaratorio diferencia de altura pista vs chasis..... | 58 |
| Figura 51: Asignación de pines del desfasador..... | 60 |
| Figura 52: Esquema de dimensionamiento componentes SMD | 61 |
| Figura 53: Layout diseño3 en ADS | 61 |
| Figura 54: Remachadora y remaches/vías | 63 |
| Figura 55: Fabricación del primer diseño de placa | 64 |
| Figura 56: Simulaciones en barridos..... | 67 |
| Figura 57: Vista simulada mejor adaptación conector circular | 67 |
| Figura 58: Parámetros S antes de la adaptación..... | 68 |
| Figura 59: Parámetros S después de la adaptación..... | 68 |
| Figura 60: Conector circular sin adaptar Figura 61: Conector circular adaptado | 69 |
| Figura 62: Parámetros S después de la adaptación..... | 70 |
| Figura 63: Vistas del conector rectangular en comparación con la línea microstrip..... | 70 |
| Figura 64: Conector rectangular chaflán de adaptación..... | 71 |
| Figura 65: Adaptación de la terminación angular de la línea microstrip | 71 |
| Figura 66: Parámetros S conector rectangular adaptado | 72 |

| | |
|---|-----|
| Figura 67: Primer diseño de placa de evaluación montada con conector rectangular | 72 |
| Figura 68: Parámetros S línea de referencia placa de evaluación diseño 3..... | 73 |
| Figura 69: Parámetros S estado 0000 placa evaluación diseño 3 | 73 |
| Figura 70: Transmisiones referenciadas a la línea de referencia | 74 |
| Figura 71: Reflexiones de los dieciséis estados en la línea del desfasador..... | 75 |
| Figura 72: Fases medidas en la placa final de evaluación. Diseño 3. | 76 |
| Figura 73: Descripción eléctrica switch-desfasador alimentación..... | 78 |
| Figura 74: Diagrama eléctrico triestado..... | 80 |
| Figura 75: Estructura de sustratos utilizados | 82 |
| Figura 76: Esquema adaptación de parche simulado en CST | 83 |
| Figura 77: Adaptación de transiciones coaxial-microstrip..... | 84 |
| Figura 78: Adaptación y transmisión en transición coaxial-microstrip | 85 |
| Figura 79: Estructura del parche simulado..... | 86 |
| Figura 80: Adaptación y transmisión microstrip-parche | 86 |
| Figura 81: Layout transición coaxial-microstrip | 87 |
| Figura 82: Adaptación transición coaxial-microstrip..... | 87 |
| Figura 83: Layout transición microstrip-parche..... | 88 |
| Figura 84: Adaptación transición microstrip-parche | 88 |
| Figura 85: Layout final del conjunto de transiciones..... | 89 |
| Figura 86: Adaptación final simulada del conjunto de transiciones..... | 89 |
| Figura 87: Foto del resultado final construido..... | 90 |
| Figura 88: Apreciación de la modularidad por parejas..... | 91 |
| Figura 89: Diseño en AutoCAD placa de tres desfasadores | 92 |
| Figura 90: Fotos de montaje y medición finales para la placa de tres desfasadores | 92 |
| Figura 91: Fases medidas placa tres desfasadores para el primer desfasador | 93 |
| Figura 92: Parámetros S de cada estado..... | 94 |
| Figura 93: Fases medidas placa tres desfasadores para el segundo desfasador | 95 |
| Figura 94: Parámetros S de cada estado para el segundo elemento | 97 |
| Figura 95: Fases medidas placa tres desfasadores para el tercer desfasador | 97 |
| Figura 96: Parámetros S de cada estado para el tercer elemento | 98 |
| Figura 97: Variabilidad entre los distintos estados de fases propuestos..... | 101 |
| Figura 98: RF-35 0.508mm Parches inferiores..... | 102 |
| Figura 99: RF-35 0.762mm Parches superiores | 102 |
| Figura 100: Esquema funcionamiento placa de tres parches..... | 103 |
| Figura 101: Montaje placa de tres parches simples | 103 |
| Figura 102: Cargas de 50 ohm..... | 103 |
| Figura 103: Medidas de la reflexión del parche central | 104 |
| Figura 104: Reflexión a la entrada de un parche simulada con CST..... | 104 |
| Figura 105: Estructura parche simple (sin desfasador) | 105 |
| Figura 106: Adaptaciones en carta de Smith para los tres parches | 106 |
| Figura 107: Reflexiones en toda la banda de trabajo de los tres parches..... | 106 |
| Figura 108: Acoplamientos del primer parche hacia el segundo y tercero..... | 107 |
| Figura 109: Acoplamientos del segundo parche hacia el primero y tercero..... | 108 |
| Figura 110: Acoplamientos del tercer parche hacia el primero y segundo..... | 108 |
| Figura 111: Medida de radiación en $\varphi=90^\circ$ en la cámara anecoica. Aclaratorio ángulos de medida..... | 109 |
| Figura 112: Medidas corte $\varphi=0^\circ$ central componentes copolares y contrapolares..... | 110 |
| Figura 113: Medidas corte $\varphi=90^\circ$ parche central componentes copolares y contrapolares..... | 111 |
| Figura 114: Medidas corte $\varphi=0^\circ$ lateral central componentes copolares y contrapolares..... | 112 |
| Figura 115: Comparativa diagrama de radiación parche-central parche-lateral a 11,5GHz $\varphi=0^\circ$ | 113 |
| Figura 116: Radioenlace balance de potencias | 113 |

| | |
|--|------------|
| <i>Figura 117: Ganancia medida en la camara anecoica para ambos parches.....</i> | <i>114</i> |
| <i>Figura 118: Construcción de doble estructura desfasadores y parches.....</i> | <i>115</i> |
| <i>Figura 119: Medidas placa desfasadores+parches en los dos cortes</i> | <i>116</i> |
| <i>Figura 120: Gráfica de estados de fase para el 1º desfasador-parche.....</i> | <i>116</i> |
| <i>Figura 121: Gráfica de estados de fase para el 2º desfasador-parche.....</i> | <i>117</i> |
| <i>Figura 122: Gráfica de estados de fase para el 3º desfasador-parche.....</i> | <i>118</i> |
| <i>Figura 123: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0 del 1º desfasador y el parche lateral</i> | <i>120</i> |
| <i>Figura 124: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° y estado 180° del 1º desfasador.....</i> | <i>121</i> |
| <i>Figura 125: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° del 2º desfasador y el parche central</i> | <i>122</i> |
| <i>Figura 126: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° y estado 180° del 2º desfasador central.....</i> | <i>123</i> |
| <i>Figura 127: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° del 2º desfasador y el parche central, corte $\varphi = 90^\circ$.....</i> | <i>124</i> |
| <i>Figura 128: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 180° y parche del 2º desfasador central, corte $\varphi = 90^\circ$.....</i> | <i>125</i> |
| <i>Figura 129: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° del 3º desfasador y el parche lateral.....</i> | <i>126</i> |
| <i>Figura 130: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° y estado 180° del 3º desfasador.....</i> | <i>127</i> |
| <i>Figura 131: Parámetros S21medidos frente a simulados en ADS para el 1º desfasador-parche</i> | <i>128</i> |
| <i>Figura 132: Parámetros S21medidos frente a simulados en ADS para el 2º desfasador-parche</i> | <i>129</i> |
| <i>Figura 133: Parámetros S21medidos frente a simulados en ADS para el 3º desfasador-parche</i> | <i>130</i> |
| <i>Figura 134: Ganancia de cada estado frente a la del parche para el 1º desfasador-parche</i> | <i>131</i> |
| <i>Figura 135: Ganancia de cada estado frente a la del parche para el 2º desfasador-parche</i> | <i>132</i> |
| <i>Figura 136: Ganancia de cada estado frente a la del parche para el 3º desfasador-parche</i> | <i>132</i> |
| <i>Figura 137: Apuntamiento teórico, semiteórico y reale de la fase progresiva $\alpha=22.5^\circ$</i> | <i>134</i> |
| <i>Figura 138: Apuntamiento teórico, semiteórico y reale de la fase progresiva $\alpha=45^\circ$.....</i> | <i>135</i> |
| <i>Figura 139: Apuntamiento teórico, semiteórico y reale de la fase progresiva $\alpha=67.5^\circ$</i> | <i>135</i> |
| <i>Figura 140: Apuntamiento teórico, semiteórico y reale de la fase progresiva $\alpha=90^\circ$.....</i> | <i>136</i> |
| <i>Figura 141: Capas de la estructura final array de tres parches.....</i> | <i>137</i> |
| <i>Figura 142: Estructura de aluminio para la sujeción mecánica de las tres placas que conforman la estructura del array final</i> | <i>138</i> |
| <i>Figura 143: Gráfica de estados de fase para el 1º desfasador con parche.....</i> | <i>139</i> |
| <i>Figura 144: Gráfica de estados de fase para el 3º desfasador con parche.....</i> | <i>140</i> |
| <i>Figura 145: Diagrama de radiación final, comparativa primer elemento estado 0°.....</i> | <i>142</i> |
| <i>Figura 146: Diagrama de radiación final, comparativa primer elemento estado 180°.....</i> | <i>143</i> |
| <i>Figura 147: Diagrama de radiación final, comparativa tercer elemento estado 0°</i> | <i>144</i> |
| <i>Figura 148: Diagrama de radiación final, comparativa primer elemento estado 180°.....</i> | <i>145</i> |
| <i>Figura 149: Comparativa ganancias placa doble vs placa final para cada estado primer elemento.....</i> | <i>145</i> |
| <i>Figura 150: Comparativa ganancias placa doble vs placa final para cada estado tercer elemento</i> | <i>146</i> |
| <i>Figura 151: Anotación del diseño de las líneas de fase mediante el desfasador digital.....</i> | <i>149</i> |
| <i>Figura 152: Anotación del diseño final replicado</i> | <i>150</i> |
| <i>Figura 153: Máquina para la construcción de circuitos en el taller de fabricación de la EPS.....</i> | <i>153</i> |
| <i>Figura 154: Diagrama de bloques del proceso necesario para la construcción de prototipos</i> | <i>153</i> |
| <i>Figura 155: Máquina fresadora de control numérico.....</i> | <i>155</i> |
| <i>Figura 156: Proceso de medida típico enfrentando una bocina a la antena diseñada.....</i> | <i>161</i> |
| <i>Figura 157: Foto de las medidas realizadas en los sistemas de radar de un avión militar.....</i> | <i>162</i> |

| | |
|--|-----|
| <i>Figura 158: Croquis del montaje llevado a cabo para las medidas en la cámara anecoica</i> | 162 |
| <i>Figura 159: Analizador de redes</i> | 163 |
| <i>Figura 160: Cargas para la calibración</i> | 163 |
| <i>Figura 161: Cables de medida para el analizador de redes</i> | 164 |
| <i>Figura 162: Bocina de 8 a 14GHz como referencia para las medidas</i> | 164 |
| <i>Figura 163: Software de medida y captura de datos para la cámara anecoica</i> | 165 |
| <i>Figura 164: Amplificador de señal</i> | 165 |
| <i>Figura 165: Fuente de alimentación externa del laboratorio</i> | 166 |

Índice de tablas

| | |
|---|-----|
| <i>Tabla 1: Tabla de bandas standard de frecuencias</i> | 22 |
| <i>Tabla 2: Tabla bandas principales en microondas</i> | 22 |
| <i>Tabla 3: Descripción de parámetros S en una red de dos puertos</i> | 25 |
| <i>Tabla 4: Raíces de primera especie</i> <i>Tabla 5: Raíces de segunda especie</i> | 37 |
| <i>Tabla 6: Tipos de sustratos comerciales</i> | 42 |
| <i>Tabla 7: Características del sustrato empleado</i> | 53 |
| <i>Tabla 8: Tipos de diseños</i> | 55 |
| <i>Tabla 9: Chasis diseñado/ Chasis montado</i> | 58 |
| <i>Tabla 10: Estados digitales con respecto a la fase</i> | 59 |
| <i>Tabla 11: Componentes empleados en las placas de evaluación</i> | 60 |
| <i>Tabla 12: Gerbers necesarios para las construcciones</i> | 62 |
| <i>Tabla 13: Esquemas tipos de isletas</i> | 62 |
| <i>Tabla 14: Conectores empleados en las simulaciones</i> | 66 |
| <i>Tabla 15: Componentes utilizados en las placas finales</i> | 79 |
| <i>Tabla 16: Fases 1º Desfasador a 11.5 GHz</i> | 93 |
| <i>Tabla 17: Fases 2º Desfasador a 11.5 GHz</i> | 95 |
| <i>Tabla 18: Fases en media medidas a 11.5 GHz</i> | 101 |
| <i>Tabla 19: Fases 1º Parche-Desfasador a 11.5 GHz</i> | 117 |
| <i>Tabla 20: Fases 2º Parche-Desfasador a 11.5 GHz</i> | 117 |
| <i>Tabla 21: Fases 3º Parche-Desfasador a 11.5 GHz</i> | 118 |
| <i>Tabla 22: Fases progresivas y ángulos de apuntamiento dinámico</i> | 134 |
| <i>Tabla 23: Fases 1º Desfasador/Parche a 11.5 GHz</i> | 139 |
| <i>Tabla 24: Fases 3º Desfasador/Parche a 11.5 GHz</i> | 140 |
| <i>Tabla 25: Brocas más importantes utilizadas en las construcciones</i> | 154 |

Tabla de fórmulas

| | |
|-----------------------------------|----|
| <i>Fórmula 1</i> | 24 |
| <i>Fórmula 2</i> | 24 |
| <i>Fórmula 3</i> | 24 |
| <i>Fórmula 4</i> | 26 |
| <i>Fórmula 5</i> | 26 |
| <i>Fórmula 6</i> | 26 |
| <i>Fórmula 7, Fórmula 8</i> | 27 |
| <i>Fórmula 9</i> | 27 |
| <i>Fórmula 10</i> | 27 |
| <i>Fórmula 11</i> | 27 |
| <i>Fórmula 12</i> | 30 |

| | |
|--|-----|
| Fórmula 13 | 30 |
| Fórmula 14..... | 30 |
| Fórmula 15 | 30 |
| Fórmula 16 | 30 |
| Fórmula 17 | 32 |
| Fórmula 18 a) y 18 b)..... | 34 |
| Fórmula 19 | 35 |
| Fórmula 20 , Fórmula 21: | 36 |
| Fórmula 22 a) b) | 37 |
| Fórmula 23 a) b) | 37 |
| Fórmula 24 | 38 |
| Fórmula 25 Formula simplificada haciendo $t \rightarrow 0$ | 39 |
| Fórmula 26 | 39 |
| Fórmula 27 | 40 |
| Fórmula28 , Fórmula 29 | 44 |
| Fórmula 30 | 45 |
| Fórmula 31 | 45 |
| Fórmula 32 | 45 |
| Fórmula 33 | 81 |
| Fórmula 34 | 81 |
| Fórmula 35 | 133 |
| Fórmula 36..... | 133 |
| Fórmula 37 | 133 |
| Fórmula 38 | 134 |

Introducción

Esta memoria describe un proyecto de ingeniería basado en el desarrollo y diseño de un apuntamiento dinámico para una agrupación de antenas en la banda X (11-12GHz). Este proyecto ha sido llevado a cabo en su totalidad en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.

1.1. Motivación

La búsqueda de una mayor ganancia para conseguir un mayor alcance motiva la construcción de los arrays de antenas. Aunque el aumento en frecuencia crea multitud de inconvenientes y pérdidas con antenas convencionales. Por ejemplo, las redes de alimentación basadas en líneas microstrip proporcionan pérdidas difícilmente asumibles. Por ello en este proyecto se integrará una red de alimentación en guía de onda, que proporciona mejores valores en cuanto a pérdidas en la alimentación, y que junto con los parches y desfasadores proporcionará un mejor control sobre el diagrama de radiación.

La tecnología que ahora se presenta se basa en la combinación de los elementos radiantes ya disponibles con un tipo de tecnología de semiconductores muy potente, los desfasadores de señal.

Por todo ello el abanico de posibilidades que abre este tipo de elementos de desfasaje de señal, para el apuntamiento dinámico de la radiación de la antena, es uno de los motivos principales aunque no el único. Con este tipo de elementos, se podrá, en una configuración 2-D, conseguir variar muy significativamente tanto la dimensión y coste de los elementos radiantes, así como facilitar la integración en multitud de sistemas.

Este tipo de combinación de elementos tan parecidos y a la vez tan diferentes, no se ha realizado hasta ahora, por ello ahonda más aun en la necesidad colectiva de investigación para el grupo del que formamos parte, y brinda una futura y clara línea de investigación para otra serie de proyectos.

1.2. Objetivos

Para este proyecto se pretende implementar un sistema radiante de 11 a 12GHz para comunicaciones por satélite DBS, con apuntamiento dinámico por medio de desfasadores de señal, y optimizando una serie de elementos ya construidos.

El principal objetivo del proyecto es sumar los esfuerzos que proporcionan las tres tecnologías distintas con en las que se va a apoyar, para de esta manera obtener los mejores resultados posibles en cuanto a este tipo de sistemas se refiere. Se comenzará con la tecnología en guía de onda rectangular, para seguir con la construcción de un array lineal de parches, tecnología de circuitos impresos, finalizando con los desfasadores digitales como parte de la tecnología de semiconductores más compleja.

El objetivo final es el diseño de hasta 16 desfasadores digitales, con 16 parches circulares alimentados con guía de rectangular metálica por acoplamiento. El objetivo es alcanzar valores tanto de reflexión como de polarización, dentro del ángulo de variación, satisfactorios.

1.3. Organización de la memoria

La documentación de este proyecto está estructurada de la siguiente forma:

- El capítulo 1 aborda el de la memoria
- En el capítulo 2 se describe el Estado del Arte actual, así como un especial enfoque en los arrays de antenas y tipos de desfasadores más comunes.
- El capítulo 3 muestra el diseño de las transiciones de líneas microstrip y de la placa de evaluación.
- El capítulo 4 →diseño medida placa parche
- El capítulo 5→Final
- Para finalizar, el capítulo 6 cierra con un sumario de conclusiones extraídas de los resultados simulados, fabricados y medidos. Y también propone una serie de líneas de trabajo futuras con un subapartado de posibles mejoras.

2. ESTADO DEL ARTE

2.1. Principios básicos de antenas.

2.2.1. Concepto de antena.

Una antena es un dispositivo que recibe/envía ondas de radio por un medio determinado. Es decir, es un dispositivo que convierte las ondas guiadas por una línea de transmisión en una onda electromagnética que se envía por el espacio libre. La característica fundamental de una antena es su frecuencia, y esta depende en gran medida de sus dimensiones.

Por tanto, debido a sus dimensiones distinguiremos varios tipos de antenas: elementales, resonantes y directivas. Las antenas elementales son las antenas cuyas dimensiones son menores que su propia longitud de onda. Las antenas resonantes y las antenas directivas son de igual y mayor dimensión de longitud de onda respectivamente.

Otros de los parámetros fundamentales en una antena es el diagrama de radiación. Este parámetro viene en gran parte definido por la adaptación que tiene la antena hacia la línea de transmisión, y por tanto el diagrama de radiación se verá favorecido con una buena adaptación.

Bandas Standard de frecuencias

La unión internacional de las telecomunicaciones (ITU) propuso una regulación de los múltiples tipos de radiofrecuencias basándose en distintos intervalos del espectro electromagnético. Esta distinción tiene como objetivo aunar con una nomenclatura las distintas frecuencias del espectro a nivel mundial.

| Acrónimo | Nombre | Longitud de onda | Rango de frecuencias | Aplicaciones |
|----------|--------------------------|------------------|----------------------|---|
| VLF | Very low frequency | 30.000m-10.000m | 10KHz-30KHz | Navegación, sonar. |
| LF | Low Frequency | 10.000m-1.000m | 30KHz-300KHz | Radio Navegación aérea y marítima, sistema de ayuda a marítima. |
| MF | Medium Frequency | 1.000m-100m | 300KHz-3MHz | Radio AM, radio marítima, enlaces de radio a gran distancia,. |
| HF | High Frequency | 100m-10m | 3MHz-30MHz | Telefonía fija, telégrafo, control de tráfico aéreo, control barco-costa y barco-avión. |
| VHF | Very High Frequency | 10m-1m | 30MHz-300MHz | Televisión, radio FM, control aéreo, servicios de emergencia. |
| UHF | Ultra High Frequency | 1m-10cm | 300MHz-3GHz | Televisión, comunicaciones por satélite, radiosondas telefonía móvil. |
| SHF | Super High Frequency | 10cm-1cm | 3GHz-30GHz | Comunicaciones por satélite, radioenlaces de microondas. |
| EHF | Extremely High Frequency | 1cm-1mm | 30GHz-300GHz | Radar y experimental. |

Tabla 1: Tabla de bandas standard de frecuencias.

| Banda | Rango de frecuencias | Longitud de onda |
|-------|----------------------|------------------|
| L | (1-2)GHz | (30-15)cm |
| S | (2-4)GHz | (15-7.5)cm |
| C | (4-8)GHz | (7.5-3.75)cm |
| X | (8-12.4)GHz | (3.75-2.42)cm |
| Ku | (12.4-18)GHz | (2.42-1.66)cm |
| K | (18-26.5)GHz | (1.66-1.11)cm |
| Ka | (26.5-40)GHz | (11.1-7.5)mm |
| mm | (40-300)GHz | (7.5-1)mm |

Tabla 2: Tabla bandas principales en microondas

2.2.2. Tipo de antenas

Resumiremos a continuación los tipos de antenas que existen en la actualidad, los cuales vienen descritos de forma clásica como se muestra en la Figura 1.

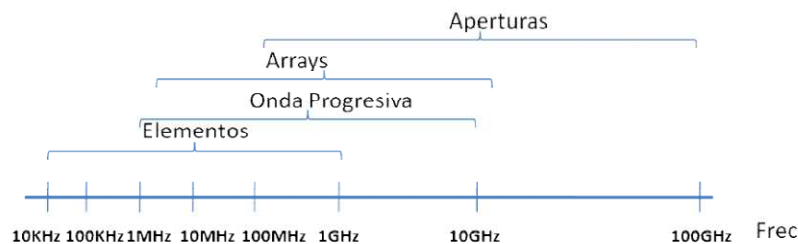


Figura 1: Esquema frecuencia-tipo de antena.

2.2.2.1. Antena de elementos

Antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo de sección despreciable en cuanto a la longitud de onda de la señal. Se utilizan de forma cotidiana en las bandas MF, HF, VHF y UHF. Todos los monopolos y dipolos pertenecen a este grupo, así como antenas de tipo helicoidal y antenas en espira.

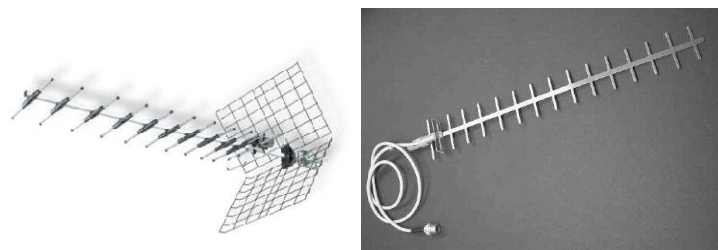


Figura 2: Antena de Yagi/ antena LPDA

2.2.2.2. Antena de onda progresiva

Antena formada por un hilo de longitud variable (varias longitudes de onda) terminada en una carga adaptada a una distancia determinada del suelo, conductor perfecto.

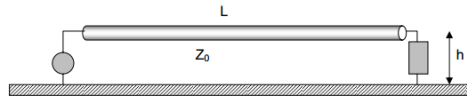


Figura 3: Antena de onda progresiva

2.2.2.3 Arrays de antenas

Los arrays de antenas son agrupaciones de dos o más elementos de un mismo tipo distribuidos de forma específica según necesidades para formar una única antena. El comportamiento de radiación modificable en el diseño de este tipo de antenas, las hacen muy atractivas debido a sus múltiples usos y aplicaciones. La modificación de la radiación se consigue mediante cambios en la amplitud y en la fase de alimentación de cada elemento radiante.

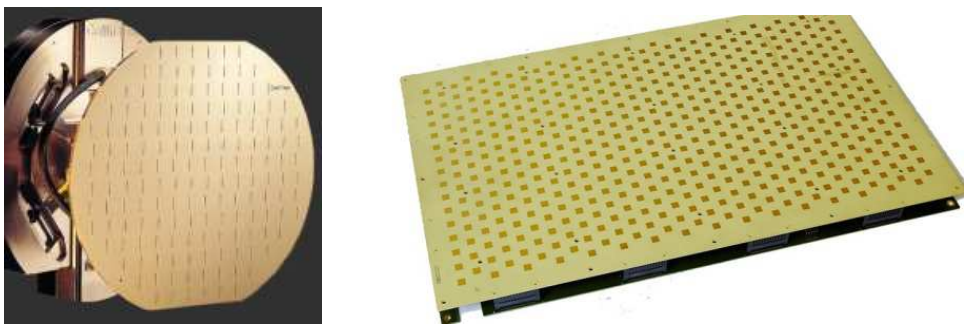


Figura 4: Antena de ranuras circular para comunicaciones por satélite /antena de parches para banda 3GHz

La ventaja fundamental de este tipo de antenas es el apuntamiento mecánico o digital de parte o la totalidad de la radiación a un punto concreto en un momento determinado. La construcción de antenas inteligentes por tanto, es una de las aplicaciones de los phased arrays.

2.2.2.4 Antenas de apertura

Son el tipo de antenas que utilizan superficies y aperturas para confinar y dirigir el haz electromagnético en una dirección. El uso más frecuente en el que se emplean este tipo de antenas es el de las antenas parabólicas. Su funcionamiento se basa en la reflexión de las ondas electromagnéticas mediante reflectores parabólicos. Las antenas de bocina, figura 6 y 7 son unos de los ejemplos más claros en los rangos de microondas.



Figura 5: Parabólica típica

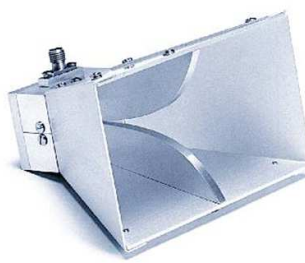


Figura 6: Rectangular 18-40GHz



Figura 7: Bocina cónica

2.1.3. Impedancia de entrada

La relación entre la tensión y la corriente de entrada en una antena definen la impedancia de entrada de dicha antena. Consta de parte real $R(\omega)$ resistencia, y parte imaginaria $X(\omega)$ llamada reactancia. Ambas variables son dependientes de la frecuencia ω y se expresan de la siguiente forma:

$$Z(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) : \text{Fórmula 1}$$

La parte real de la resistencia, se puede descomponer a su vez en la suma de dos partes reales $R(\omega) = R_r(\omega) + R_p(\omega)$, en donde $R_r(\omega)$ es la resistencia en radiación de la antena y $R_p(\omega)$ la resistencia en pérdidas óhmicas de la misma. Con esto podemos distinguir entre potencia radiada (P_r) y potencia disipada (P_p) por la antena.

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r : \text{Fórmula 2}$$

$$P_p = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_p : \text{Fórmula 3}$$

Siendo I_0 el valor de la corriente de entrada a la antena.

Y por tanto diremos que una antena es resonante si el valor de la reactancia $X(\omega)$ es nulo a una determinada frecuencia.

2.1.4. Parámetros de dispersión (Parámetros S)

Las antenas, como circuitos de microondas que son, pueden caracterizarse también como una red de dos puertos, donde uno de ellos es el puerto físico de entrada de la antena, típicamente de valor 50Ω , y el otro es un puerto físico de radiación.



Figura 8: Red de dos puertos

Los circuitos de microondas se caracterizan de forma típica mediante matrices de impedancia "Z" o matrices admitancia "Y". Estos parámetros, que relacionan magnitudes de tensión y corriente, se obtienen considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos "a" y "b". Este hecho es difícil de conseguir a altas frecuencias.

Por ello se suelen utilizar los parámetros de dispersión o parámetros S, que sirven a cualquier frecuencia ya que no necesitan ningún tipo de consideración adicional. Simplemente se basan en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de los dos puertos según unas nuevas ondas de tensión incidente (a_i) y reflejada (b_i) normalizadas a Z_0 (típicamente 50Ω). Las ondas incidentes se dirigen en dirección entrante al circuito y las reflejadas, por el contrario, en dirección saliente al circuito tal y como se observa en la figura 8.

En el caso de un circuito básico se tienen dos puertos y por tanto, el número de parámetros S es de cuatro: S_{11} S_{12} S_{21} S_{22} . Y por tanto la relación entre sus ondas incidentes y ondas reflejadas quedará definida por estas dos ecuaciones:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Para calcular cada parámetro S (S_{ij}) es necesario cargar cada puerto con sus respectivas impedancias características, menos el puerto i-esimo en el que se coloca virtualmente un generador que proporciona una corriente a_i .

Cálculo general: $S_{ij} = \left(\frac{b_j}{a_i}\right)$ Por tanto tendremos los siguientes parámetros:

| Parámetro | Coeficiente | Descripción | Fórmula |
|-----------|--------------------------------------|---|---|
| S_{11} | Reflexión a la entrada | Mide la cantidad de potencia reflejada en el puerto 1 cuando se genera una onda incidente en el puerto 1. | $S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1}\right) \Big _{a_2=0}$ |
| S_{12} | Transmisión inversa (salida-entrada) | Mide la cantidad de potencia que llega al puerto 1 cuando se alimenta el puerto 2. | $S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2}\right) \Big _{a_1=0}$ |
| S_{21} | Transmisión directa (entrada-salida) | Mide la cantidad de potencia que llega al puerto 2 cuando se alimenta el puerto 1. | $S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1}\right) \Big _{a_2=0}$ |
| S_{22} | Reflexión a la salida | Mide la cantidad de potencia reflejada en el puerto 2 cuando se genera una onda incidente en el puerto 2. | $S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2}\right) \Big _{a_1=0}$ |

Tabla 3: Descripción de parámetros S en una red de dos puertos

Estos parámetros también miden pérdidas tanto de inserción como de retorno, que comúnmente se expresan en dB:

- Pérdidas de retorno (dB) = $-20 \log_{10}(s_{ii})$
- Pérdidas de inserción (dB) = $-20 \log_{10}(s_{ji})$

2.1.5. Adaptación

La adaptación de impedancias tiene como objetivo transferir la máxima cantidad de potencia y aminorar las pérdidas entre los dos extremos de un circuito. Por lo general, en radiofrecuencia, consiste en hacer que la impedancia de salida de un origen de señal, como puede ser una fuente de alimentación o un amplificador, sea igual a la impedancia de entrada de la carga a la cual se conecta.

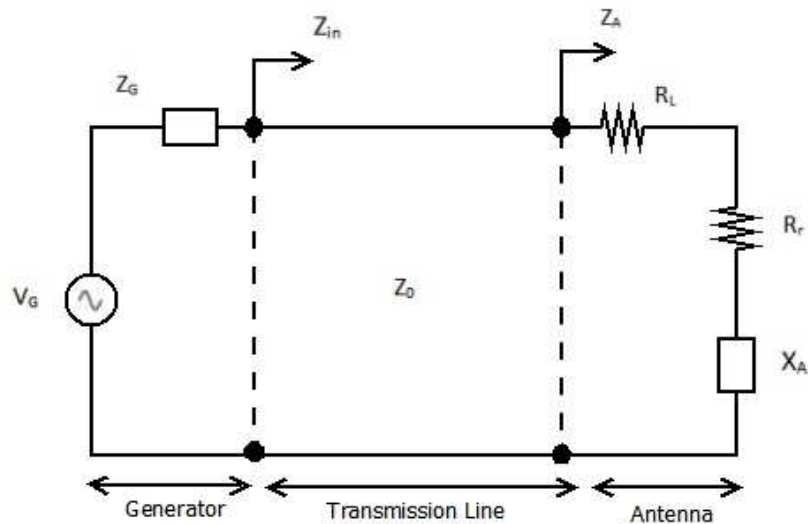


Figura 9: Circuito básico línea de transmisión

Por tanto, particularizando con una antena como carga, y para un caso general como vimos anteriormente, el parámetro S_{11} nos da una visión sobre cuanta potencia se refleja en la antena. Y más concretamente en términos de impedancia tendremos:

$$s_{11} = \Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} : \text{Fórmula 4}$$

En donde Z_A es la impedancia de entrada en la antena y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión a la que está conectada.

En la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**, se muestra una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 que conecta una fuente de impedancia $Z_g = R_g + jX_g$ y una antena con una impedancia de carga $Z_A = R_A + jX_A$. La impedancia vista desde el generador se describe como $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ y la potencia de entrada en la red se define según la fórmula:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} : \text{Fórmula 5}$$

Se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia se produce cuando tenemos una adaptación conjugada, es decir, cuando $Z_g = Z_{in}^*$. Es importante distinguir entre esta adaptación y la que se da cuando no existe onda reflejada ($s_{11} = \Gamma = 0$). Ambas situaciones sólo se pueden dar si Z_g y Z_0 son reales.

Así, la expresión de la potencia máxima disponible a la entrada cuando conseguimos adaptar la red de alimentación de la antena viene dada según:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_{in}^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} : \text{Fórmula 6}$$

2.1.6. Relación de onda estacionaria

Una onda estacionaria se define como la perturbación resultante si la carga no está adaptada al circuito. Por tanto esta desadaptación provocará una onda estacionaria cuyo voltaje no será constante en la línea de transmisión.

Esta variación del voltaje en la línea de transmisión se puede medir de forma que comparando la tensión máxima y la mínima obteniendo así la ROE (relación onda estacionaria) o SWR (Standing Wave Ratio).

$$SWR = ROE = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} : \text{Fórmula 7} \quad SWR = ROE = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} : \text{Fórmula 8}$$

De acuerdo con la formula (8) si $\Gamma = S_{11} = 0$, es decir, no tenemos reflexión, la antena está perfectamente adaptada y por tanto $ROE = 1$. Pero si por el contrario $\Gamma = S_{11} = 1$ tendremos $ROE = \infty$, es decir, desadaptación total. Quedará acotado el valor de ROE de la siguiente forma:

- $1 \leq ROE \leq \infty$, siendo ROE un valor real.

2.1.7. Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación o Radiation Pattern indica la potencia radiada de una antena desde y hacia una dirección definida. De esta forma, el diagrama de radiación se define gráficamente para campos lejanos y de forma angular.

Definiendo el campo lejano como una distancia superior a R según la fórmula(9), siendo λ la longitud de onda de trabajo de la antena y D, la dimensión de la antena.

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} : \text{Fórmula 9}$$

Esta región se define también como la región de Fraunhofer o Far Field.

De forma análoga se define el campo cercano o Near Field con la fórmula(10):

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} : \text{Fórmula 10}$$

Observando estas dos regiones notamos que existe una zona intermedia en la cual no está definida el tipo de radiación. Esta zona se denomina región de Fresnel y es una zona en la cual el campo cercano no se domina y en la que el campo lejano empieza a emerger. La región queda definida según la fórmula(11) y de forma visual con la figura 10.

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda} : \text{Fórmula 11}$$

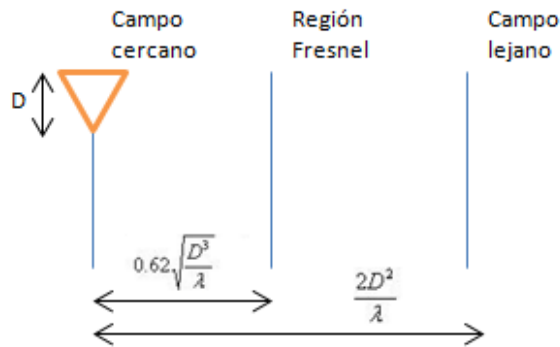


Figura 10: Aclaración tipo de campos de una antena

El diagrama de radiación se puede representar en 3D utilizando diferentes técnicas gráficas o mediante cortes en planos. El sistema de referencia más utilizado para la representación del diagrama de radiación es el sistema de coordenadas esféricas, definido por tres magnitudes: el radio r , el ángulo polar o colatitud θ y el azimut ϕ (fig 11):

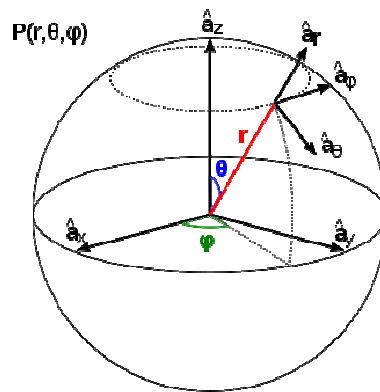


Figura 11: Coordenadas polares

En cuanto a la representación mediante cortes en planos, los más representativos son los planos E y H. El plano E está formado por el campo eléctrico en la dirección de máxima radiación y el plano H se forma por el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena.

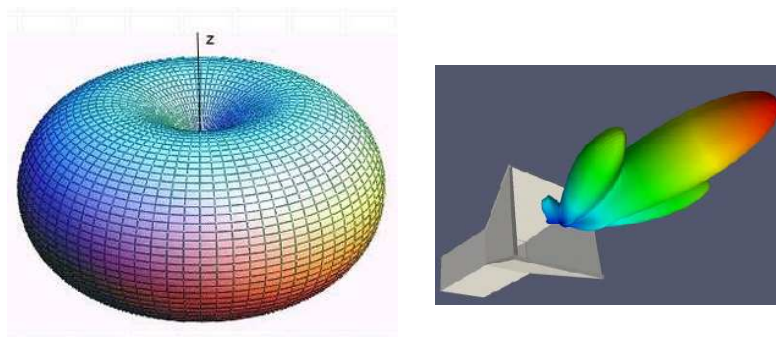


Figura 12: Diagramas de radiación

A partir de estos diagramas en 3D podemos distinguir tres tipos diferentes de configuración de radiación de la antena: isotrópico, omnidireccional, direccional o directivo. Tienen la siguiente geometría (fig 13):



Figura 13: Tipos de diagramas de radiación

Existe otra forma más intuitiva de visualizar este diagrama de radiación, la representación en 2D. En este diagrama se utilizan coordenadas polares y cartesianas en las que el espacio se representa como una circunferencia y el valor de la radiación de forma lineal. De esta forma, se tiene un conocimiento más preciso acerca de la distribución de la radiación, enfatizando más la directividad de la antena bajo estudio. Así mismo se puede observar el nivel de los lóbulos secundarios de forma más clara, ya que es bastante importante conocer su valor como explicaremos más adelante.

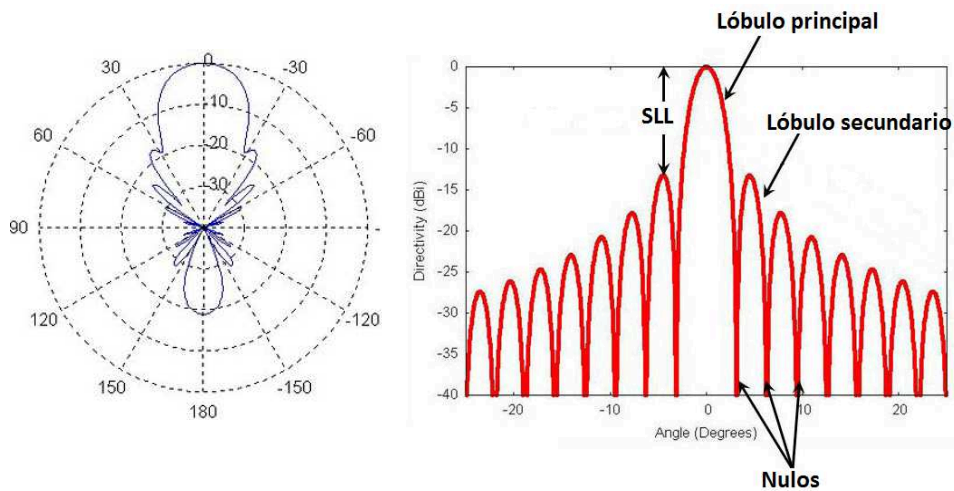


Figura 14: Componente copolar en coordenadas polares y cartesianas

Como se ha explicado anteriormente, la representación lineal del diagrama de radiación proporciona una información muy valiosa sobre la distribución de los lóbulos. Distinguiremos entre el lóbulo principal, dirección de máxima radiación y apuntamiento, y los lóbulos secundarios, máximos de amplitud de radiación menores que rodean al principal.

Para comparar la amplitud entre el lóbulo principal y el secundario tenemos el cociente entre ambos en dB llamado SLL (Side Lobe Level). Este parámetro es fundamental a la hora de tener una forma de haz estrecho, un apuntamiento fino.

2.1.8. Potencia de Radiación

Se define la potencia radiada aparente (pra) como el producto de la potencia suministrada a la antena por su ganancia con relación a un dipolo de media onda en una dirección dada.

Por ejemplo, una antena de referencia alimentada con 1kW se considera que radia una p.r.a. de 1kW en cualquier dirección del plano horizontal y produce una intensidad de campo de 222mV/m a 1km de distancia.

Definimos la potencia isotrópica radiada equivalente (pire) como el producto de la potencia suministrada a la antena por su ganancia en relación a una antena isotrópica en una dirección dada.

Del ejemplo anterior podemos considerar que a una alimentación de 1kW se considera que se genera una p.i.r.e. de otro kW en todas direcciones y con una intensidad de campo eléctrico de 173mV/m a 1km de distancia.

2.1.9. Directividad y ganancia

La directividad de una antena se define como la relación entre la radiación que produce una antena bajo estudio, y la que produciría una antena isotrópica a la misma distancia con iguales características. Fórmula(12).

$$D_{(\theta,\varphi)} = 4\pi r^2 \frac{W_{(\theta,\varphi)}}{P_{rad}} \quad \text{: Fórmula 12}$$

De esta forma, lo normal es calcular este parámetro para antenas directivas y en la dirección de máximo apuntamiento, fórmula(13):

$$D_{max} = 4\pi r^2 \frac{W_{max}}{P_{rad}} \quad \text{: Fórmula 13}$$

De forma análoga se define la ganancia de una antena bajo estudio como la potencia máxima radiada, o máxima densidad de radiación, en el punto de máxima directividad en relación con otra antena isotrópica de iguales características. Fórmula(14).

$$G_{(\theta,\varphi)} = 4\pi r^2 \frac{W_{(\theta,\varphi)}}{P_{in}} \quad \text{: Fórmula 14}$$

2.1.10. Eficiencia

La eficiencia se puede definir como la potencia resultante en radiación de la potencia que se le entrega a la antena. Esta pérdida de potencia es debida a pérdidas óhmicas, y según la fórmula(15), si una antena no tiene pérdidas óhmicas, la directividad y ganancia son iguales.

$$\eta = \frac{G_{(\theta,\varphi)}}{D_{(\theta,\varphi)}} \quad \text{: Fórmula 15} \quad \text{con } 0 < \eta \leq 1.$$

Operando en términos de potencia radiada y entregada obtenemos: Fórmula(16).

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad \text{: Fórmula 16}$$

2.1.11. Polarización

Se define la polarización de una antena como la trayectoria que sigue el vector de campo eléctrico a lo largo del tiempo. Existen tres tipos de distinciones dependiendo de la figura que describen estos vectores a lo largo de un tiempo.

- Polarización lineal: Variaciones de campos contenidas en una misma dirección horizontal o vertical.

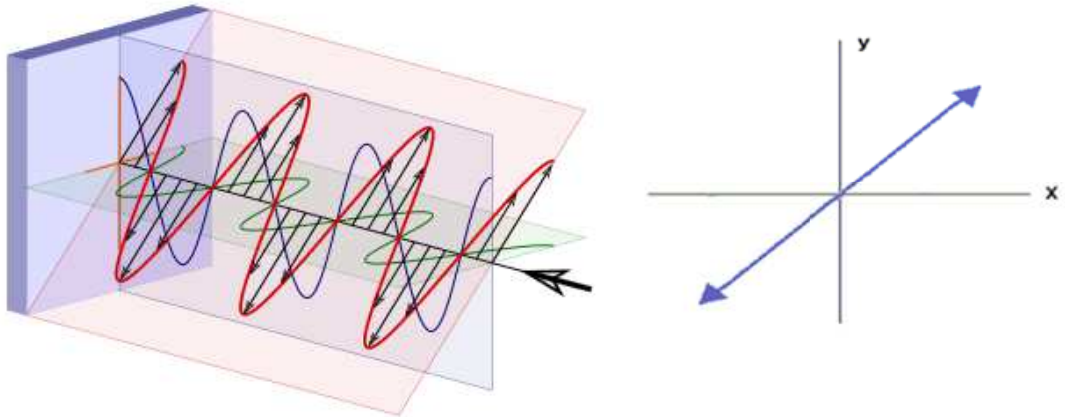


Figura 15: Polarización lineal

- Polarización circular: El vector de campo eléctrico describe una trayectoria circular con distinta orientación, izquierda o derecha.

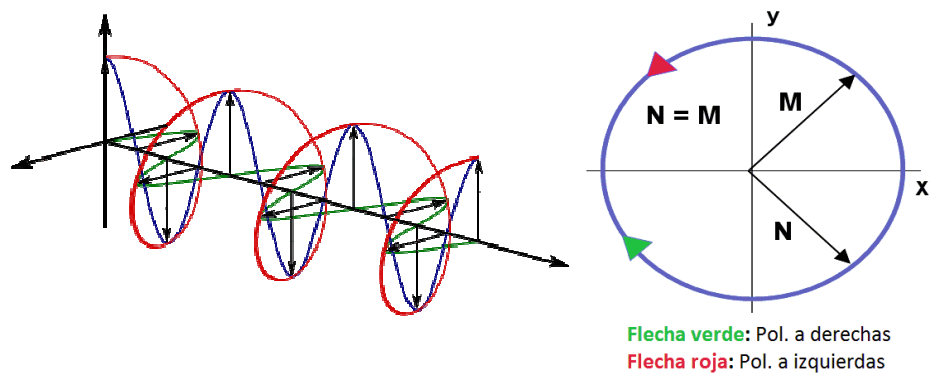


Figura 16: Polarización circular

- Polarización elíptica: El vector describe una elipse a lo largo del tiempo, y de la misma forma tiene dos orientaciones.

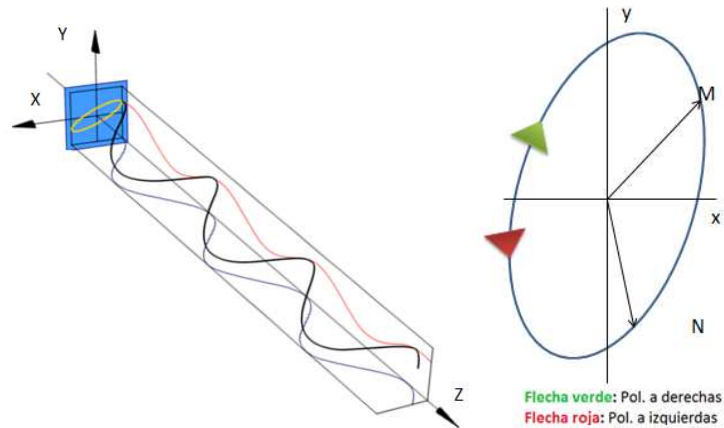


Figura 17: Polarización elíptica

Como se puede observar, la polarización circular y lineal son dos casos particulares de una polarización elíptica. Para conocer el tipo de polarización que tenemos bajo estudio se define un parámetro denominado *Relación Axial* o *Axial Ratio* (AR) como el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización, es decir, $AR = M/N$.

De esta manera, el AR será un valor comprendido entre $1 \leq AR \leq \infty$ donde:

- Si $AR = \infty \rightarrow$ Polarización lineal
- Si $AR = 1 \rightarrow$ Polarización circular

2.1.12. Ancho de banda

Por motivos de construcción, una antena no se comporta de igual forma en todas las frecuencias adyacentes a las de diseño. Por tanto, se define el ancho de banda como el intervalo de frecuencias próximas a la de diseño, en las cuales la antena se comporta de forma muy similar a la de su diseño. Es común expresarlo en porcentaje de la siguiente forma:

$$BW_{[\%]} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \cdot 100 \quad \text{Fórmula 17}$$

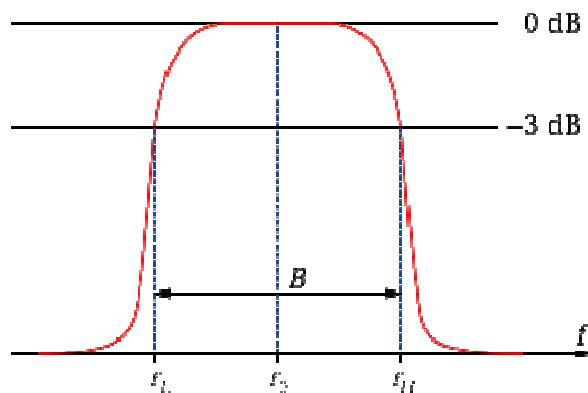


Figura 18: Ancho de banda

En donde f_{\max} y f_{\min} (f_L y f_H) las frecuencias máxima y mínima que delimitan el ancho de banda y f_0 es la frecuencia central de diseño de la antena.

2.2. Teoría de Guías de onda

Una guía de onda es una estructura diseñada y dirigida a propagar radiación electromagnética de forma acotada. El medio dieléctrico en el que esta señal se produce está acotado por un material conductor (en el caso de microondas en radiofrecuencia) o por otro dieléctrico (caso frecuencias ópticas). Los casos más comunes son guías de onda de sección rectangular (Fig 19) o circular.

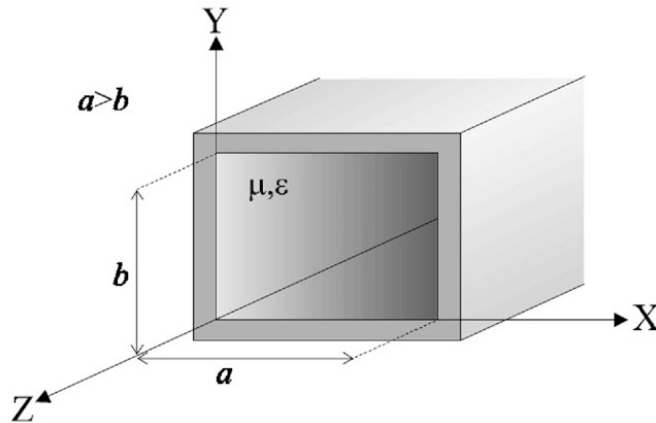


Figura 19: Guía de onda sección rectangular

2.2.1. Tipos de modos de propagación

A las diferentes formas de propagación de las ondas electromagnéticas dentro de la guía de onda se las denomina modos; existen cuatro tipos de modos según la propagación de los campos eléctricos y magnéticos.

- Modos Transversales Eléctricos (TE): No contienen componentes longitudinales eléctricas.
- Modos Transversales Magnéticos (TM): No contienen componentes longitudinales magnéticas.
- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM): No contienen componentes longitudinales.
- Modos Híbridos: Modos en los cuales hay campos magnéticos y eléctricos en la dirección de propagación de las ondas.

Por lo general, al tener una onda confinada dentro de un conductor cerrado bordeando un dieléctrico se propagarán los modos TE y TM. Esto es debido a que los modos TEM se propagan en líneas de transmisión abiertas, y los modos híbridos en líneas de dos dieléctricos tales como fibras ópticas.

Por tanto las únicas formas de propagación de modos en una guía de onda es TE y TM, y dependen de la geometría de la misma. Estos modos se pueden propagar de forma aislada o en grupo como se explicará más adelante.

2.2.2. Tipos de Guías

Existen múltiples tipos de guías de onda según su geometría exterior, su geometría interior o su material de construcción.

- Guía rectangular o guía cilíndrica, cuyos nombres hacen referencia a su geometría, y son las más comunes y las cuales desarrollaremos más adelante.
- Guía de onda acanalada en V o en H, guías típicamente rectangulares que incluyen resaltes interiores formados por material conductor construido a lo largo de las paredes de mayor dimensión.
- Guía de onda dieléctrica, formada íntegramente por materiales dieléctricos.

2.2.2.1. Guía rectangular

Es el tipo de guía de onda más común y está formada por cuatro paredes rectas de material conductor. Típicamente se definen sus dimensiones como “a” y “b”, siendo “a” el ancho de la guía y por norma general el lado mayor, y “b” el alto (ver Fig 19).

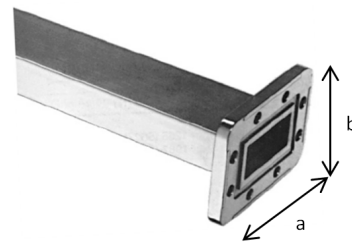


Figura 20: Guía rectangular

Como se explicó anteriormente, los únicos modos propagados en una guía de onda son los TE_{mn} y los TM_{mn} , donde m y n identifican el número de modo siendo m y n números enteros.

Existen algunas particularidades como que los modos TE pueden existir con alguno de sus índices a 0, esto es TE_{10} y TE_{01} , y los modos TM no, siendo el mínimo modo propagado TM_{11} . Pero salvo estos casos, hay posibilidades infinitas de combinación entre índices.

Se define por tanto una frecuencia de corte del modo m y n como la frecuencia necesaria para que este modo se propague. Dicha frecuencia de corte ha de ser inferior a la frecuencia máxima de trabajo, y depende únicamente de las dimensiones y del dieléctrico de la guía de onda. Fórmula(18a).

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad \begin{array}{l} TE_{mn} : m, n \geq 0 \\ TM_{mn} : m, n \geq 1 \end{array}$$
$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Fórmula 18 a) y 18 b)

Según esta fórmula, a medida que crece el índice del modo crece su frecuencia de corte, lo cual ha de ser tenido en cuenta ya que por lo general, sólo interesa que se propague un modo debido al reparto de energía que se produciría si se propagaran múltiples modos.

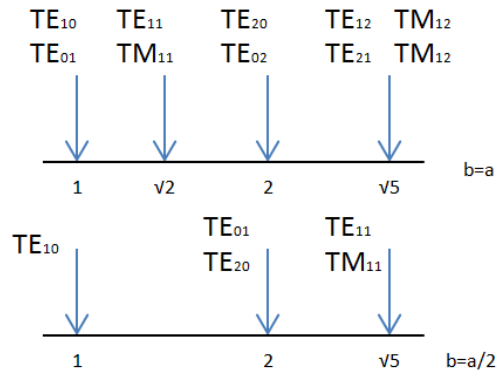


Figura 21: Cartas de modos guía rectangular

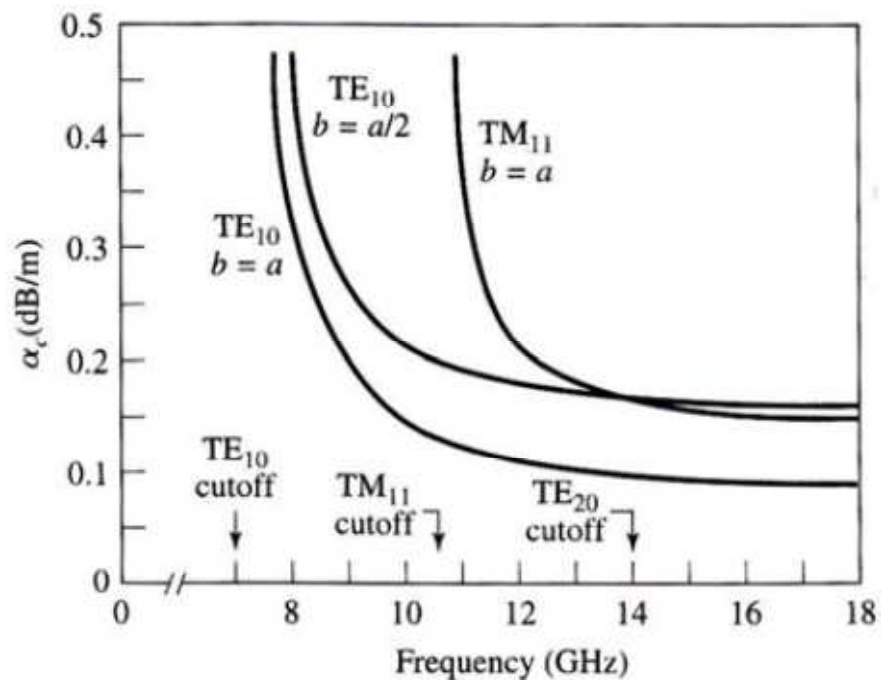


Figura 22: Atenuación de los modos de trabajo en guía rectangular

Como geoméricamente se asume que en una guía rectangular $a > b$, y en base a la gráfica de atenuación y a las cartas de modos para una guía rectangular, tendremos que el modo fundamental o primer modo, es el TE_{10} .

La configuración de campo para este modo fundamental es la más básica de todas y es el más importante desde el diseño en ingeniería de microondas ya que su excitación es la más sencilla posible. Una de las características únicas que presenta el modo TE_{10} es que es el modo con la frecuencia de corte más bajas, ya que no depende de una de las dimensiones de la guía (b) y sí sólo de la dimensión mayor (a).

Particularizando este hecho, tendremos una simplificación de la fórmula general de la frecuencia de corte, fórmula 18.a, de esta forma:

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c}{2a} : \text{Fórmula 19}$$

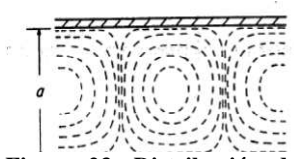


Figura 23: Distribución de campo en la guía

A continuación se muestran la representación de las líneas de campo para modos los modos más comunes.

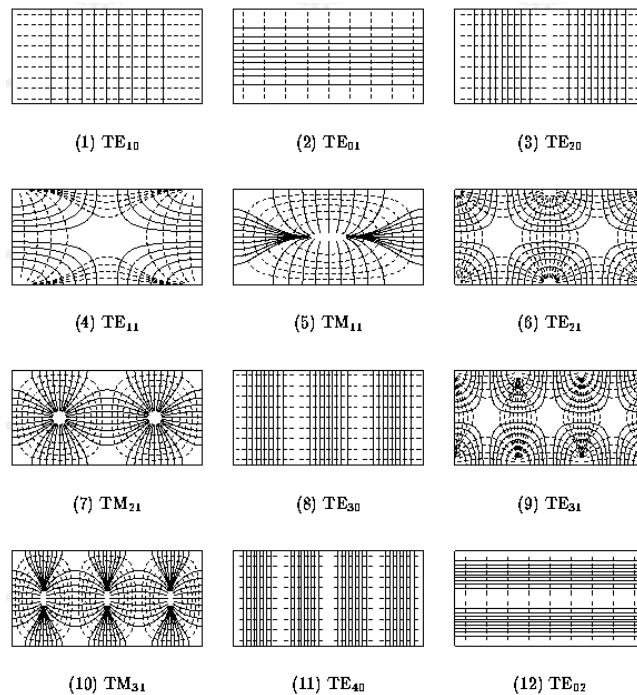


Figura 24: Líneas de campo para los modos más comunes en guía rectangular

La longitud de onda de la guía para cada modo λ_{gmn} , queda definida como:

$$\lambda_{gmn} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} \quad \text{:Fórmula 20 ,} \quad \text{Fórmula 21:} \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

2.2.2.2. Guía circular

Otro tipo de guía muy utilizada la guía de onda circular. Se geometría responde a una sección circular hueca, con sólo un parámetro de diseño en su construcción su radio interior "a".

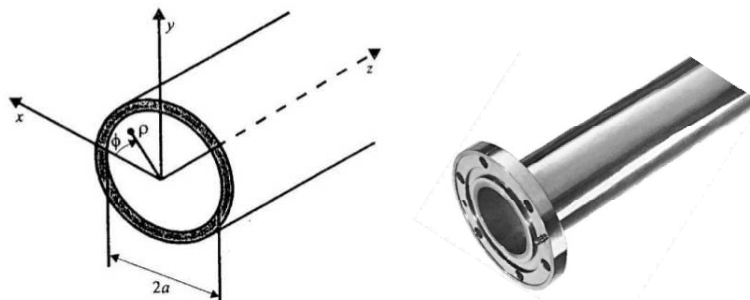


Figura 25: Guía de onda circular

De forma análoga a la guía de onda rectangular, sólo es posible la propagación de dos tipos de modos, y sus frecuencias de corte es particular para cada naturaleza del modo y se puede calcular de la siguiente forma:

$$\text{Modo } TM_{mn}: \quad f_{c_{m,n}} = \frac{p_{mn}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad y \quad \lambda_{c_{m,n}} = \frac{2\pi a}{p_{mn}} : \text{Fórmula 22 a) b)}$$

$$\text{Modo } TE_{mn}: \quad f_{c_{m,n}} = \frac{p'_{mn}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad y \quad \lambda_{c_{m,n}} = \frac{2\pi a}{p'_{mn}} : \text{Fórmula 23 a) b)}$$

En donde p_{mn} y p'_{mn} son las raíces de las funciones de Bessel de primera y segunda especie cuyo valor está ya tabulado. (Tablas 4 y 5)

| n | p_{m1} | p_{m2} | p_{m3} |
|---|----------|----------|----------|
| 0 | 2.405 | 5.520 | 8.654 |
| 1 | 3.832 | 7.016 | 10.174 |
| 2 | 5.135 | 8.417 | 11.620 |

Tabla 4: Raíces de primera especie

| n | p'_{m1} | p'_{m2} | p'_{m3} |
|---|-----------|-----------|-----------|
| 0 | 3.832 | 7.016 | 10.174 |
| 1 | 1.841 | 5.331 | 8.536 |
| 2 | 3.054 | 6.706 | 9.970 |

Tabla 5: Raíces de segunda especie

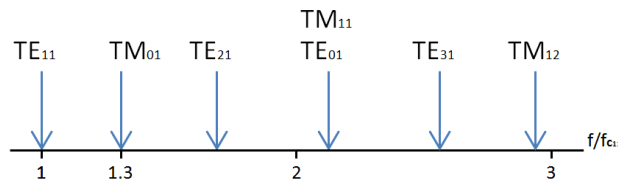


Figura 26: Carta de modos guía circular

Esta carta de modos (Fig.24) es general para este tipo de guías de onda, y se puede observar que el primer modo que se genera es el modo TE_{11} .

La analogía existente entre el modo TE_{10} en guías rectangulares y el modo TE_{11} en guías circulares es muy clara, y en ciertos casos se asume este modo como la degeneración de un modo dominante en guía rectangular.

Otro modo interesante en este tipo de guías es el modo TE_{01} , cuya simetría circunferencial de campo por no depender de componentes angulares le permiten propagarse con una menor atenuación. También al no disponer de cargas inducidas en las paredes de la guía por su forma de propagación, es un modo muy inestable, y basta con cualquier obstáculo en la dirección de propagación para que degenere en los modos próximos.

2.2.3. Alimentación en guía de onda

La alimentación de un guía de onda se hace de forma corriente mediante un conector coaxial (Fig.25) que penetra con una distancia determinada de alma dentro del dieléctrico de la guía a modo de dipolo. El plano de masa se obtiene conectando físicamente el conductor exterior del conector con el de la cara de la guía en la que estará la sonda de alimentación.



Figura 27: Conector coaxial SMA

La longitud del alma y su posición respecto de las paredes es crítica en cuanto a factores de adaptación y máxima transferencia de potencia se refiere. Se ha de calcular con respecto a la frecuencia de trabajo f_0 y al dieléctrico presente en la guía de onda.

Se sabe que la longitud óptima del alma del conector es de $\lambda_0/4$ para que actúe de monopolo. Sin embargo, el monopolo quedará confinado dentro de la guía y la longitud de onda no será la correspondiente a la frecuencia de trabajo λ_0 , sino la correspondiente a la guía de onda λ_g , fórmula(24).

Longitud de onda de la guía de onda :
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$
 Fórmula 24

Como se mencionó anteriormente, la posición relativa del alma respecto de la pared opuesta a la apertura es crítica en cuanto a desadaptación se refiere. La suma en fase de las ondas reflejadas generadas por dicho alma pueden causar un empeoramiento de la señal si no se sitúa de forma adecuada.

La reflexión de las ondas generadas es algo intrínseco a este tipo de estructuras, pero se puede solventar de una forma muy estudiada, formando una onda progresiva. La idea es situar el alma de tal manera que al reflejarse en la pared y regresar al alma se suma en fase justo una longitud de onda. Para ello es necesario colocar el alma a una distancia de $\lambda_g/4$.

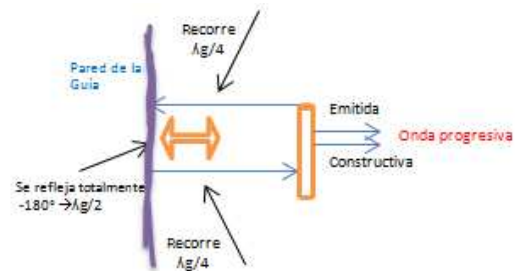


Figura 28: Explicación gráfica generación de onda

A continuación se ilustra un ejemplo de un modelo industrial ampliamente utilizado y sus dimensiones esquematizadas en croquis.

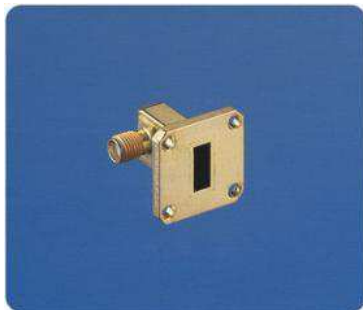


Figura 29: Transición 10 GHz Coax/guía

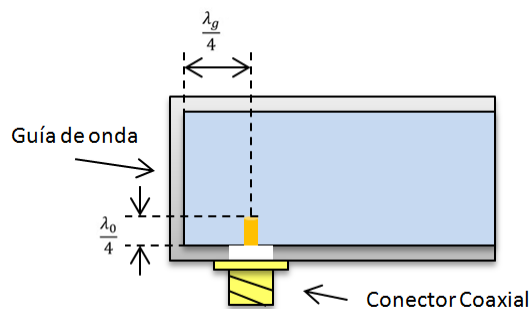


Figura 30: Esquema de alimentación en guía

2.3. Teoría microstrip

La teoría microstrip se basa en líneas de transmisión construidas a partir de sustratos dieléctricos planos confinados por dos conductores en dos caras, en la superior la línea de RF y en la inferior el plano de masa.

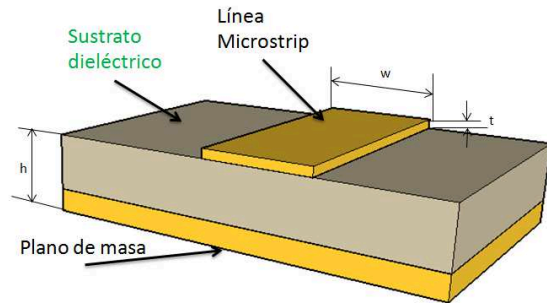


Figura 31: Esquema línea microstrip

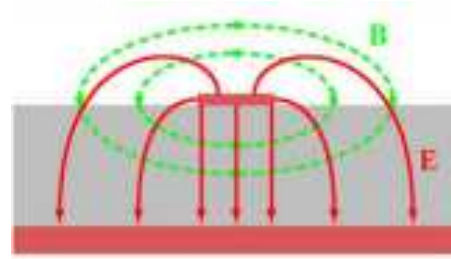


Figura 32: Distribución de campos en línea microstrip

Según esta teoría, las líneas de campo eléctrico se originan en las pistas de RF y se propagan en dirección al plano de masa a través del sustrato dieléctrico. Estas líneas de campo, dependen principalmente de la longitud y anchura de la pista (w), y de la cercanía de esta a los bordes del sustrato. La radiación es por tanto producida por la propagación de estos campos que se crean en las discontinuidades del sustrato, si estas son de dimensiones comparables a λ a la frecuencia de trabajo.

Como vemos en la Figura 29 las líneas de campo fundamentalmente atraviesan el sustrato, salvo algunas que debido a la proximidad de la pista al borde pueden saltar al plano de masa por el aire. En ambos casos tenemos interactuando unas constantes dieléctricas de ϵ_r y ϵ_0 , sustrato y aire, que proporcionan una constante dieléctrica relativa $\epsilon_{r_{eff}}$ fórmula(25), a la línea de transmisión en microstrip, donde $1 < \epsilon_{r_{eff}} < \epsilon_r$.

$$\epsilon_{r_{eff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right], & \forall \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5}, & \forall \frac{w}{h} > 1 \end{cases}$$

Fórmula 25 Formula simplificada haciendo $t \rightarrow 0$.

Como se observa, la constante dieléctrica efectiva depende del ancho de la pista (w), del ancho del sustrato (h) y de la constante dieléctrica del propio sustrato escogido.

De igual forma, la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0 , toma su valor del ancho de la pista (w), del ancho del sustrato (h) y de la constante dieléctrica efectiva calculada anteriormente. Fórmula(25).

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right), & \forall \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.44 \right) \right]}}, & \forall \frac{w}{h} > 1 \end{cases}$$

Fórmula 26

La longitud de onda queda definida teniendo en cuenta la constante dieléctrica efectiva del

conjunto de la siguiente forma: $\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}}$: **Fórmula 27**

2.3.1. Alimentación microstrip

Las líneas microstrip se pueden alimentar mediante múltiples configuraciones:

- alimentación mediante una conexión coaxial vertical u horizontal.
- alimentación mediante una línea stripline.
- alimentación mediante una ranura.
- alimentación mediante una guía de onda.
- alimentación mediante una ranura acoplada.
- alimentación mediante otra antena de parche por acoplo.

En este proyecto se abordará la alimentación por conector coaxial en sus dos formas, sonda y horizontal, mediante guía de onda y parche de acoplo.

2.3.1.1. Alimentación por coaxial.

2.3.1.1.1. Alimentación por coaxial vertical (sonda).

Como ya se desarrolló en el apartado 2.2.3. Alimentación en guía de onda, las líneas microstrip también se pueden alimentar por medio del alma de un conector coaxial a través del sustrato. Este alma se conecta a la pista en microstrip de forma vertical, y la masa del conector coaxial al plano de masa del sustrato (Fig.30).

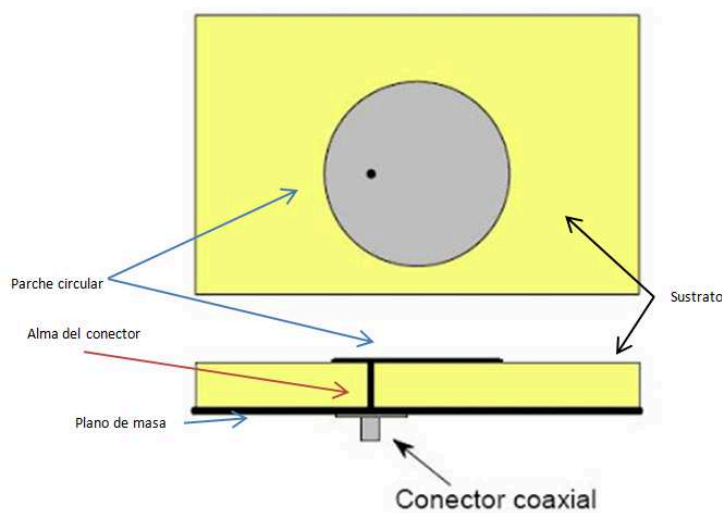


Figura 33: Alimentación por coaxial vertical

La adaptación de la transición se consigue variando la posición o la longitud del alma en el sustrato, lo cual es fundamental para ajustar la impedancia de entrada.

Para este PFC esta ha sido la configuración elegida en base a ciertas características que más tarde se argumentarán.

2.3.1.1.2. Alimentación por coaxial horizontal.

La alimentación horizontal es distinta de la vertical en cuanto a la posición del alma del conector coaxial en la pista. En la alimentación horizontal el alma y el propio dieléctrico del coaxial no penetran en el sustrato, aunque es indispensable que el plano de masa microstrip esté en conectado con el plano de masa del conector coaxial.

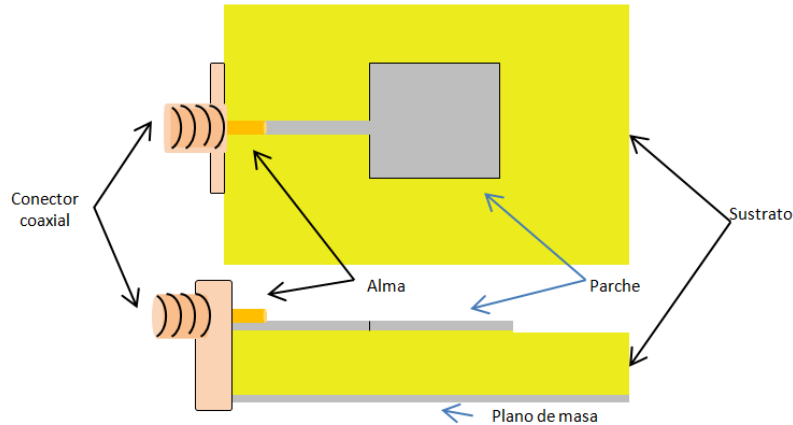


Figura 34: Alimentación por coaxial horizontal

Para mejorar la adaptación de este tipo de transiciones sólo queda variar la longitud del alma, o bien su forma geométrica. Aunque hay que tener en cuenta que a altas frecuencias este no confinamiento del alma proporciona bastantes pérdidas en radiaciones no deseadas.

2.3.1.2. Alimentación por guía de onda.

La alimentación en guía se caracteriza por la propagación de la radiación añadida a la boca de la guía, y que se confina a lo largo del dieléctrico interior dentro de las paredes conductoras, propagándose de acuerdo a la naturaleza del modo que la excita.

En este PFC se hará uso de esta alimentación de una forma particular, ya que también se añaden líneas de acoplo interiores a la misma para el acoplamiento de la señal en los parches, y por tanto la guía no está del todo cerrada.

2.3.1.3. Alimentación por parche de acoplo.

La alimentación por acoplo se caracteriza por tener una línea microstrip por debajo del sustrato del parche sin plano de masa entre ambas. No existe un plano de masa entre ambas capas, aunque las dimensiones de las mismas están estrechamente relacionadas, y por ello las líneas de campo se autoinducen de la línea de transmisión al parche.

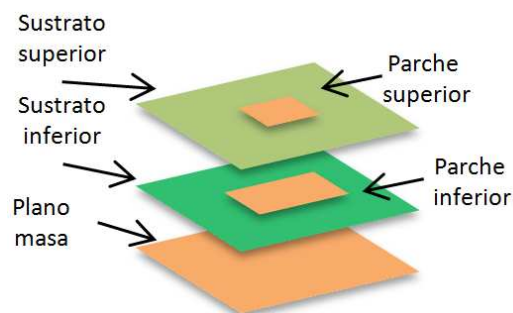


Figura 35: Alimentación por parche de acoplo

En esta configuración los sustratos utilizados por lo general son de distinto grosor, e incluso pueden llegar a ser de constantes dieléctricas distintas. También los parches son de distintas dimensiones, pudiendo ser mayor el inferior o el superior según requerimientos del diseño, pero el plano de masa ha de estar presente en el parche inferior.

2.3.2. Parches

Las antenas dieléctricas de tipo parche también conocidas como antenas en microstrip, están formadas por líneas de transmisión o resonadores sobre un sustrato dieléctrico y un plano de masa de forma que $w, h \ll \lambda_0$. EL parche se diseña de modo que disipe la mayor parte la potencia posible en forma de radiación al medio.

Las antenas microstrip son de perfil bajo, adaptables a cualquier superficie, simples, baratas de fabricar, y mecánicamente robustas cuando se instalan sobre superficies rígidas.

Los distintos sustratos dieléctricos que podemos encontrar en el mercado de forma común poseen una constante dieléctrica $2.1 < \epsilon_r < 12$ y una tangente de pérdidas $0.0001 < \tan\delta < 0.06$. Sustratos con constantes de $\epsilon_r > 16$, por ejemplo cerámicas de $\epsilon_r = 80$ son menos comunes y con aplicaciones muy concretas, por ello pueden ser demasiado caros.

La elección por tanto del sustrato empleado en cada diseño responde a tres factores, altura del mismo h y constante dieléctrica ϵ_r , ya que mediante estos parámetros podemos ampliar el ancho de banda, teniendo en cuenta también el coste.

| Sustrato | Constante dieléctrica: ϵ_r | Perdidas: $\tan(\delta)$ |
|---|-------------------------------------|--------------------------|
| Epoxy fiberglass FR-4 | 4.4 | 0.01 |
| Rohacell Foam | 1.07 | 0.001 |
| Honeycomb | 1.02 | < 0.0001 |
| Taconic | 2.33 | 0.0009 |
| Kapton | 3.5 | 0.002 |
| CuClad | 2.17 | 0.0009 |
| RT Duroid 5880 (teflon + glass fiber) | 2.2 | 0.0009 |
| RT Duroid 6010 (PTFE ¹ ceramic) | 10.5 | 0.002 |
| GaAs | 13 | 0.0006 |
| Barium – titanate oxides Ceramic dielectrics | > 80 | 0.0001 |

Tabla 6: Tipos de sustratos comerciales

Los tipos de geometrías en el diseño de los parches son muy variadas. Las más típicas son las rectas y las circulares. A continuación se muestran las más comunes:

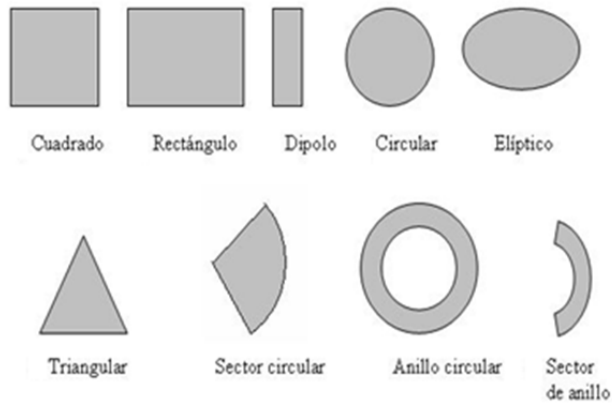


Figura 36: Geometrías de parches

También existen otro tipo de configuraciones muy estudiadas en microondas como son los **parches fractales**. Sus aplicaciones están en constante desarrollo debido a las múltiples propiedades de los fractales en comparación con los parches convencionales:

- Mayor aprovechamiento del área del parche.
- Aumento de entre un 10-40% del ancho de banda del parche.
- Miniaturización de antenas de parche convencionales.
- Patrones de radiación estables.
- Multitud de bandas dependiendo de las iteraciones del fractal.

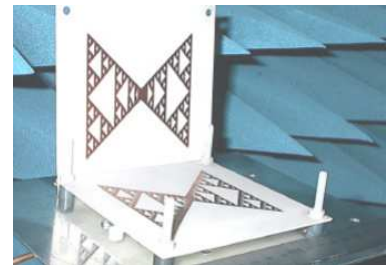


Figura 37: Parche fractal

2.3.2.1 Parches rectos

Nos referimos a los parches rectos cuando hablamos de parches rectangulares o cuadrados. Este tipo de parche fue el primero y posiblemente el más utilizado en todo tipo de aplicaciones. La extrapolación de los cálculos para líneas de transmisión hacen su análisis muy intuitivo y su posterior optimización en el diseño muy rápida. Este tipo de geometría de parche tiende a ser más grande que el resto, proporcionando una impedancia mucho mayor.

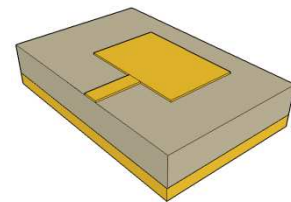


Figura 38: Parche recto

El diseño y su posterior optimización se hace mediante dos parámetros ancho y largo, aunque también es posible cambiar el tipo de sustrato, manteniendo unas medidas fijas de parche, dependiendo de requerimientos del diseño.

2.3.2.2 Parches circulares

Los parches circulares junto con los elípticos son también un tipo muy empleado de parche en las telecomunicaciones. En este PFC emplearemos parches circulares de distintos tamaños como veremos más adelante.

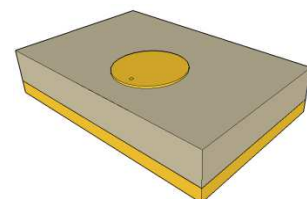


Figura 39: Parche circular

Estos parches proporcionan menor impedancia que los rectos, ya que son normalmente de menor tamaño, y como resultado tienen menor ancho de banda y ganancia.

La optimización de este tipo de parches sólo se puede hacer mediante variación del radio del mismo. De otra forma, nos vemos obligados a cambiar el grosor o el tipo de sustrato.

El método de análisis de estos parches es el de cavidad, y generan polarizaciones lineales, circulares y duales. A continuación se muestra el cálculo aproximado teóricamente del radio del parche:

$$F = \frac{8.791 \cdot 10^9}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{:Fórmula 28}$$

$$r = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2t}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2t} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad \text{:Fórmula 29}$$

2.5. Array de antenas

Los arrays de antenas surgieron como consecuencia de la necesidad de una mayor ganancia. Se pueden distinguir principalmente en dos tipos, arrays de ranuras y arrays de parches según su construcción conjunta. También existen otros tipos de arrays muy comunes son los arrays de dipolos, arrays de parabólicas o de antenas de bocina muy utilizados en telecomunicaciones, partiendo de construcciones particulares.

Como se menciona en los apartados anteriores, como su propio nombre indica un array es un conjunto, en este caso de antenas. Por ello clasificaremos distintos grupos debido a su distribución:

- ✓ **Arrays lineales 1D:** Elementos radiantes distribuidos de forma lineal. Pueden estar equiespaciados o no equiespaciados.
- ✓ **Arrays planos 2D:** Elementos radiantes distribuidos de forma matricial. Las agrupaciones más utilizadas son las circulares y reticulares.
- ✓ **Arrays conformados o tridimensionales:** Elementos radiantes distribuidos conforme a una superficie curva. Normalmente son semiesféricos o cilíndricos.

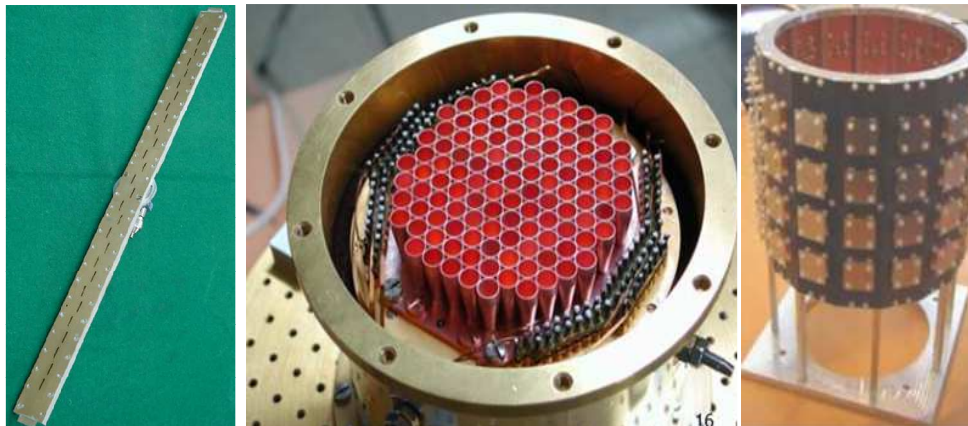


Figura 40: Tipos de Arrays 1D/2D/Conformados

En este PFC abordaremos los arrays lineales de antenas de parche circulares.

Los arrays de antenas poseen un parámetro característico que nos muestra cómo está construido dicho array sin conocer a priori su naturaleza, el **Factor de Array**.

Como norma general las antenas que componen el array son iguales y están igualmente orientadas, por lo que se puede hacer una traslación para hacerlas coincidentes en un punto del espacio. Si después de esto se calcula el campo total radiado, mediante la superposición derivada de la linealidad de las ecuaciones de Maxwell, como el sumatorio de los campos radiados por cada elemento. Y si a este sumatorio se le saca factor común del campo radiado por cada elemento de referencia, queda el sumatorio ponderado por el producto de la contribución de cada campo y elemento particular del array que denominamos **Factor de Array**.

Campo radiado por un elemento

$$\vec{E}_i(r, \theta, \phi) = \vec{E}_e(r, \theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} \quad \text{Fórmula 30}$$

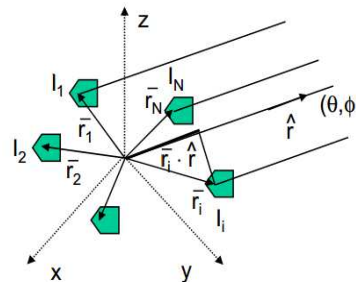


Figura 41: Distribución campo radiado por un array

Campo radiado por todo el Array

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad \text{Fórmula 31}$$

Factor de Array (F_A):

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} \quad \text{Fórmula 32}$$

Como se puede observar, el factor de array sólo depende de las variables angulares θ y ϕ , y de la frecuencia, si tenemos en cuenta que viene intrínseca en la variable k_0 . Y por tanto el control del array en base a esta fórmula se puede hacer mediante:

- ✓ Variación de la Amplitud de cada elemento.
- ✓ Variación de la Fase de cada elemento.
- ✓ Distancia relativa de cada elemento.
- ✓ Posición geométrica de los elementos del array.
- ✓ Diagrama de radiación del elemento unitario.

2.5.1. Arrays lineales equiespaciados 1D

En este PFC nos centraremos en los arrays lineales equiespaciados.

Para analizar este tipo de arrays, se mantiene un convenio de posición de los N elementos separados una distancia “d” a lo largo del eje +z. Asumiendo esto, el Factor de Array para N elementos sólo depende de θ , ya que tiene simetría total de revolución y se anula su componente ϕ .

$$\left. \begin{aligned} \vec{r}_i = i \cdot d\hat{z} \rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \cos \theta \\ A_i = a_i \cdot e^{j\alpha_i} \end{aligned} \right\} F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha_i)}$$

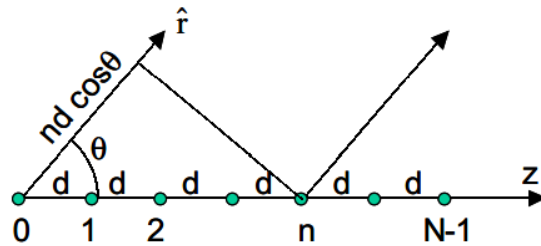


Figura 42: Esquema factor de array

$$\psi \equiv kd \cos \theta + \alpha$$

Apuntamiento

$$F_A(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi}$$

Factor de array en campo total radiado

El Factor de Array del conjunto no es más que la DFT de la ley de excitación del array, produciéndose un paralelismo entre las leyes que rigen el estudio de antenas y el procesado de señal.

Haciendo empleo de esta dualidad es evidente que mientras que en procesado de señal tenemos el dominio frecuencial, en los arrays tenemos un dominio espacial. Y por ello, en los arrays se pueden aplicar leyes de sobra conocidas de procesado de señal.

Un ejemplo de ello es el ancho del haz de un array. Cuanto mayor sea el array en longitud más estrecho será su haz en proporción al mismo, lo que está directamente relacionado con pulsos anchos producen espectros estrechos y viceversa.

También el inventanado de una función decreciente central en el dominio frecuencial, produce lóbulos secundarios más bajos. De forma análoga en arrays se puede decir que, la excitación de los elementos adyacentes al elemento central con funciones de alimentación decrecientes provoca una reducción significativa de lóbulos secundarios, a costa del ensanchamiento de haz que sufre el lóbulo principal.

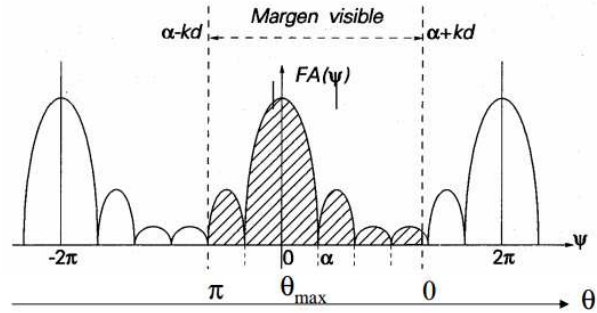


Figura 43: Periodicidad de lóbulos

2.5.2. Arrays planos equiespaciados 2D

Los arrays planos están formados por una rejilla rectangular de $M \times N$ elementos situados comúnmente en el plano XY . Pueden disponerse de forma equiespaciada o no equiespaciada tanto en X como en Y .

En este caso sí se depende totalmente de los ángulos θ y ϕ ya que son los que proporcionan la orientación del haz. Por tanto, son muy útiles para crear diagramas de radiación que apuntan a cualquier dirección del espacio.

Su factor de Array característico se muestra a continuación:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jmk_0 d_x \sin \theta \cos \phi} \cdot e^{jnk_0 d_y \sin \theta \sin \phi}$$

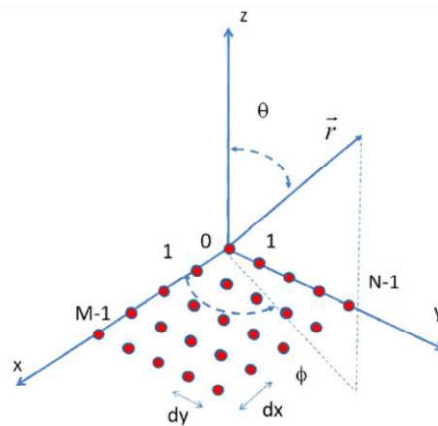


Figura 44: Esquema array 2D

2.5.3. Phased Arrays

Una antena phased array puede ser lineal 1D o plana 2D. Como su propio nombre indica se basan en la variación de las fases de alimentación de los elementos que la conforman con el objetivo de controlar el diagrama de radiación.

Estas antenas son de gran utilidad y son en las que se basa este PFC. Esto es debido a que su posibilidad de variación en α hace posible barrer la totalidad del plano ϕ para arrays lineales, y de θ y ϕ , para arrays planos.

El Factor de Array de una antena plana con sus elementos M y N colocados de forma equidistante $dx = dy$, se calcula como el producto del factor de array de cada plano X e Y.

$$\left. \begin{aligned} A_{mn} &= a_m \cdot e^{jm\alpha_x} \cdot a_n \cdot e^{jn\alpha_y} \\ \Psi_X &= k_0 \cdot dx \sin \theta \cos \phi + \alpha_x \\ \Psi_Y &= k_0 \cdot dy \sin \theta \sin \phi + \alpha_y \end{aligned} \right\} F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = \left[\sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{jm\Psi_X} \right] \cdot \left[\sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\Psi_Y} \right]$$

$$F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = F_{A_X}(\Psi_X) \cdot F_{A_Y}(\Psi_Y)$$

Es posible incluso separar de forma electrónica regiones de una antena 2D de varios elementos, por ejemplo una antena matricial de 16x16, en subgrupos de 4x4, y barrer con distintos ángulos cada uno de esos subgrupos de modo que se cubra un campo angular inmenso. Los radares militares embarcados son las infraestructuras que más utilizan este tipo de antenas para teledetección de múltiples blancos.



Figura 45: Foto array multihaz avión militar

2.6. Software de diseño y simulación

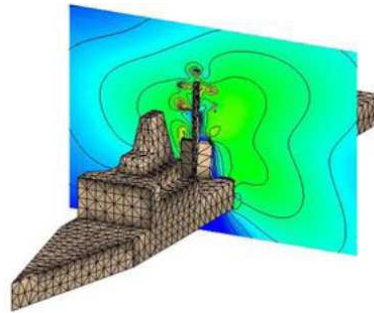
2.6.1. CST Microwaves Studio

CST es una herramienta numérica clásica para la simulación y cálculo electromagnético de diseños en 3D. Su interfaz amigable así como sus infinitas formas y detalles de cálculo, la hacen esencial en cualquier área de simulación a alta frecuencia.



Para la realización de este proyecto se ha empleado la versión CST 2012, disponible en el laboratorio de investigación RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

CST permite cálculos electromagnéticos para una multitud de dispositivos tales como antenas, estructuras multicapa, acopladores o cavidades. Las áreas de aplicación incluyen hornos de microondas y RF, EDA / Electrónica y EMC / EMI.



El amplio abanico de posibilidades de simulación así como de visualización de resultados e incluso animaciones electromagnéticas, la hace ser una herramienta muy potente y nítida en cuanto a cálculos de RF se refiere.

También permite la transferencia de resultados con otro tipo de plataformas software, por medio de archivos CAD, archivos IGS, e incluso archivos TOUCHSTONE, que la hacen si cabe, aún más versátil.

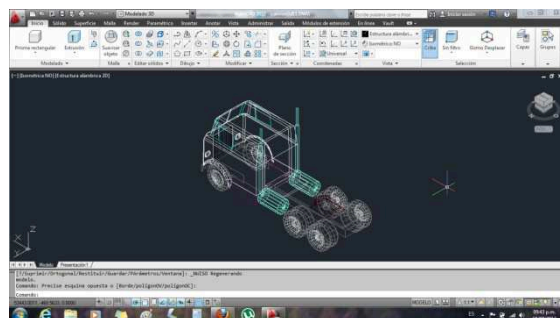
2.6.2. AutoCAD

AutoCAD es un software reconocido a nivel internacional por sus amplias capacidades de edición, que hacen posible el dibujo digital de planos en 2D y 3D, o la recreación de imágenes en 3D, es uno de los programas más usados por arquitectos, Ingenieros y diseñadores industriales. La versión utilizada ha sido AUTOCAD 2011 con licencia AUTODESK de prueba para estudiantes.



Para este PFC se ha utilizado principalmente para el diseño de varios soportes para dar rigidez a los sustratos, y para el rutado de líneas de circuitos que requerían una precisión milimétrica.

Este programa permite la importación tanto de archivos CAD como de IGS, los cuales han sido muy utilizados en este PFC tanto para la construcción de los circuitos, como para los planos necesarios en construcciones externas.



2.6.3. Advanced design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) es un programa de simulación de circuitos para la electrónica asociada a las telecomunicaciones, como amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores, osciladores, etc.

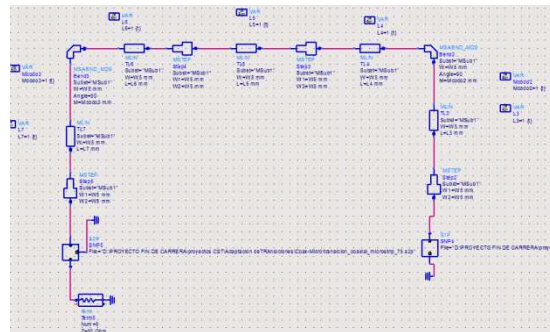
Este programa ha sido desarrollado por Agilent Technologies y la versión utilizada para este PFC es la 2011, disponible en el grupo de investigación RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.



El entorno de desarrollo ADS posee un gran número de librerías para diseñar los circuitos a alta frecuencia. La forma de representar los resultados de la simulación puede ser libremente personalizada por el usuario. También es capaz de generar Layouts o “planos” de los circuitos, de manera que el usuario examine el resultado físico del diseño a partir de los elementos que lo componen.

También se utilizará en cuanto a generador de ficheros Gerber tras la importación de un archivo de CAD, que más adelante, en el Anexo A , se describirá su uso.

Otra de las posibilidades que permite dicho programa es la importación y simulación al diseño de archivos tipo TOUCHSTONE importados de medidas empíricas con analizadores de redes.



3. Diseño y construcción de placas de evaluación

3.1. Introducción.

En este capítulo se explica el proceso de diseño, construcción de las distintas alternativas posibles para la verificación del funcionamiento del desfasador digital. El entendimiento y conocimiento del funcionamiento de este componente, del cual gira este PFC, y de la interacción con los otros componentes asociados, así como sus posibles configuraciones harán posible el buen desarrollo del array final buscado.

Por tanto, por medio de estas placas se comparará cómo y cuán dispares son las mediciones reales en contraposición con la hoja de datos del fabricante. Tener en cuenta estos parámetros es muy necesario ya que de otra forma se dependería a ciegas de los datos del fabricante.

3.2. Fabricación

La fabricación se ha realizado íntegramente en el taller de circuitos impresos de la EPS con el material necesario para ello (ANEXO A).

A continuación se describe tanto las herramientas necesarias al efecto como los componentes y materiales necesarios para el montaje del mismo.

3.2.1. Diseño de placas de evaluación

Tomando como continuación del PFC realizado con anterioridad se nos marcan una serie de pautas así como de materiales específicos para la realización de este PFC. Por ello todos los diseños se harán de forma coherente con las construcciones y materiales empleados con anterioridad para poder comparar unos diseños frente a otros de forma directa y adecuada. Con esto queremos decir que se emplearán los mismos sustratos y sus combinaciones desde el diseño de las placas de evaluación como para los diseños y medidas del array completo.

Como se viene explicando a lo largo de este PFC se quiere diseñar un array orientable por medio de un integrado (desfasador digital), por tanto lo que motiva el diseño de estas placas de evaluación, y en torno a lo que giran todos estos diseños, es al correcto funcionamiento del mismo.

Con estas placas lo que se quiere es dar a conocer cuáles son las características reales que proporciona el desfasador bajo unas condiciones concretas en relación a las proporcionadas por el fabricante. Es decir, proporcionar un primer enfoque para obtener el comportamiento de este desfasador en este PFC concretamente.

Los diseños y construcciones llevados a cabo también proporcionan un aprendizaje en la construcción de circuitos y soldadura de sus componentes. Esto es algo muy crítico como veremos en detalle, ya que la construcción de las pistas de control o RF, así como la soldadura del desfasador a estos pads es algo muy crítico en este PFC.

Para comenzar hay que diseñar la placa de evaluación en el sustrato en el que irá la alimentación al parche. Por tanto el sustrato elegido será RF-35 de TACONIC de espesor 0.508mm que nos viene marcado por el proyecto del que este sigue la continuación (**DISEÑO DE UN ARRAY LINEAL DE PARCHES SOBRE GUÍA RECTANGULAR PARA BANDA KU** Autor: Sergio Casas Olmedo).

Características del sustrato:

| | | | |
|------------------------|--------------------|----------|-------|
| Marca | TACONIC | | |
| Modelo | RF35020CHCH | | |
| Características | ϵ_r | δ | H(mm) |
| | 3.5 | 0.0001 | 0.508 |

Tabla 7: Características del sustrato empleado

Con estos valores conseguimos un ancho de pistas con impedancia de 50Ω de $W_{50\Omega} = 1.09mm$, que es un valor bastante razonable para la fabricación de las pistas. Se diseña una pista de 50Ω ya que la impedancia de entrada y de salida del integrado es también de 50Ω y con ello la parte de RF quedará adaptada para esta primera aproximación. Aunque debido a que el desfasador tiene unas patas de 0.25mm de ancho, habrá que hacer una aproximación de la pista a esa anchura para formar su pad, es decir un estrechamiento de la línea en las proximidades de la conexión.

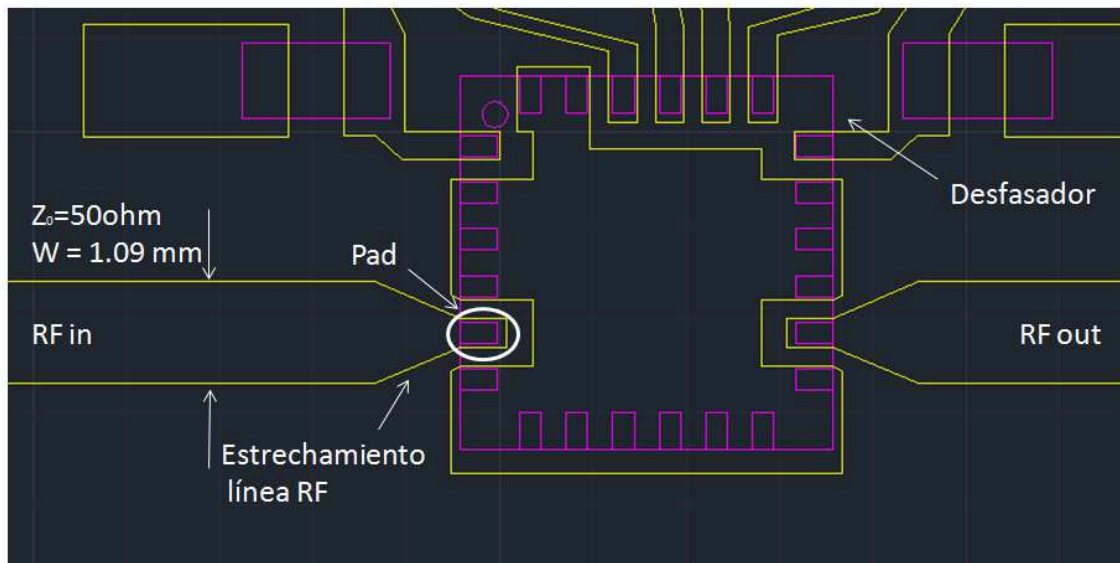


Figura 46: Aclaración conexasión líneas RF a desfasador

Para la realización de los diseños a nivel de líneas de alimentación se ha optado por desarrollar todos los diseños mediante AutoCAD. Esto es así ya que en una primera aproximación se trató de comprobar las ventajas de Altium, el cual es un programa muy utilizado para este tipo de ámbitos. Pero por la no flexibilidad en cuanto al diseño de las líneas de RF, y debido a que el uso de AutoCAD para los diseños de los chasis o sujeciones de aluminio es fundamental en el conjunto del array, se optó por este programa de diseño. Otra

principal ventaja que nos brinda este software es la de tener acceso y un mejor conocimiento de todas las capas que conforman estos diseños.

Como se ha mencionado anteriormente, AutoCAD permite diseñar arista a arista la configuración querida de cada pad en el sustrato. Esto es de especial importancia, ya que debido a las restricciones de construcción que tenemos en el laboratorio con un espaciado entre pads de al menos 0.15mm, se hace imprescindible generar de forma particular tanto los pads de control como los de alimentación y RF. Esta restricción de espaciado es debida a que la broca de la máquina de circuitos impresos más precisa es de 0.15mm (ver anexo A).

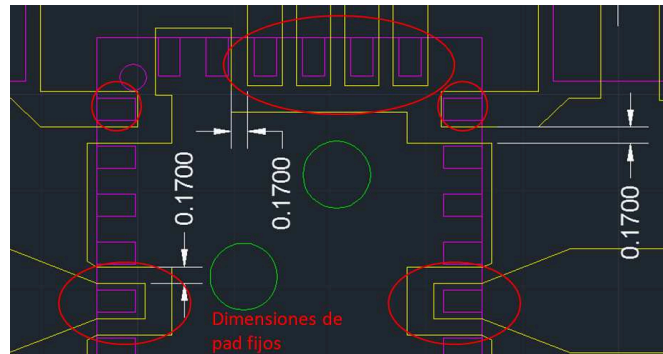


Figura 47: Pads críticos

Como se muestra en la figura anterior, todos los diseños tienen en común las dimensiones de los pads del desfaseador que proporcionan el control, las señales RF y las alimentaciones al mismo. Estas dimensiones son de como mínimo 0.17 mm para poder construirlos con la herramienta más precisa, y se establecen como dimensiones fijas, y no cambiarán a lo largo de este PFC.

Como se menciona anteriormente, el objetivo de estas placas es la de establecer qué prestaciones nos ofrece dicho desfaseador, y por ello con independencia de otros aspectos eléctricos, necesitaremos comparar la señal RF con otra que no esté influenciada por este mismo. Por ello se propone construir una línea de impedancia característica idéntica y longitud igual a la suma de la línea de entrada y salida (RF in/out) del desfaseador antes del estrechamiento.

Con ello, se podrán medir y comparar valores de pérdidas de inserción, adaptación y transmisión que nos introduce la parte circuital a estas líneas de RF en cada uno de los estados de fase. Pero fundamentalmente se medirá el desfase interno que produce el propio desfaseador para el estado de reposo 0 comparándolo directamente con esta línea.

La construcción de la misma es muy simple, se trata de una línea microstrip que comienza a la misma altura de la línea RFin y que tiene una longitud determinada.



Figura 48: Dimensiones líneas de RF

Cabe destacar, que más adelante emplearemos esta misma línea para el estudio de los tipos de conectores, ya que se hace necesario establecer unos parámetros de adaptación lo más bajos posibles en el diseño básico por medio de un buen conector.

Las variaciones entre los diseños de evaluación citados son las siguientes:

1. Diseño con pines de funciones innecesarias del desfasador digital tales como serie/paralelo, CLK, P/S, SER IN/OUT no conectados.
2. Diseño con pines de funciones innecesarias del desfasador digital tales como serie/paralelo, CLK, P/S, SER IN/OUT conectados a masa.
3. Diseño de pines de control switch con resistencias a la entrada de los bits de control y todas los pines de funciones innecesarias a masa.

| | P/S (2) | SER IN (24) | SER OUT (17) | CLK (23) | Switch (19-22) |
|-----------------|---------|-------------|--------------|----------|----------------|
| Diseño 1 | N/C | N/C | N/C | N/C | Directo |
| Diseño 2 | 0 | 0 | 0 | 0 | Directo |
| Diseño 3 | 0 | 0 | 0 | 0 | Pull down 50Ω |

Tabla 8: Tipos de diseños

Cabe destacar que entre el diseño 2 y el 3 se verificó el buen funcionamiento del pin P/S, ya que primeramente en el diseño 3 se optó por dejarlo sin conectar (N/C) ,pero que debido a que se verificó que tenía que estar a cero lógico para funcionar correctamente en modo paralelo, se optó por soldarlo a masa. Por tanto podríamos considerar que existía otro diseño, ya que se fabricó otra placa para ello, pero que debido a que concluimos que era un error de concepto no lo consideramos como tal.

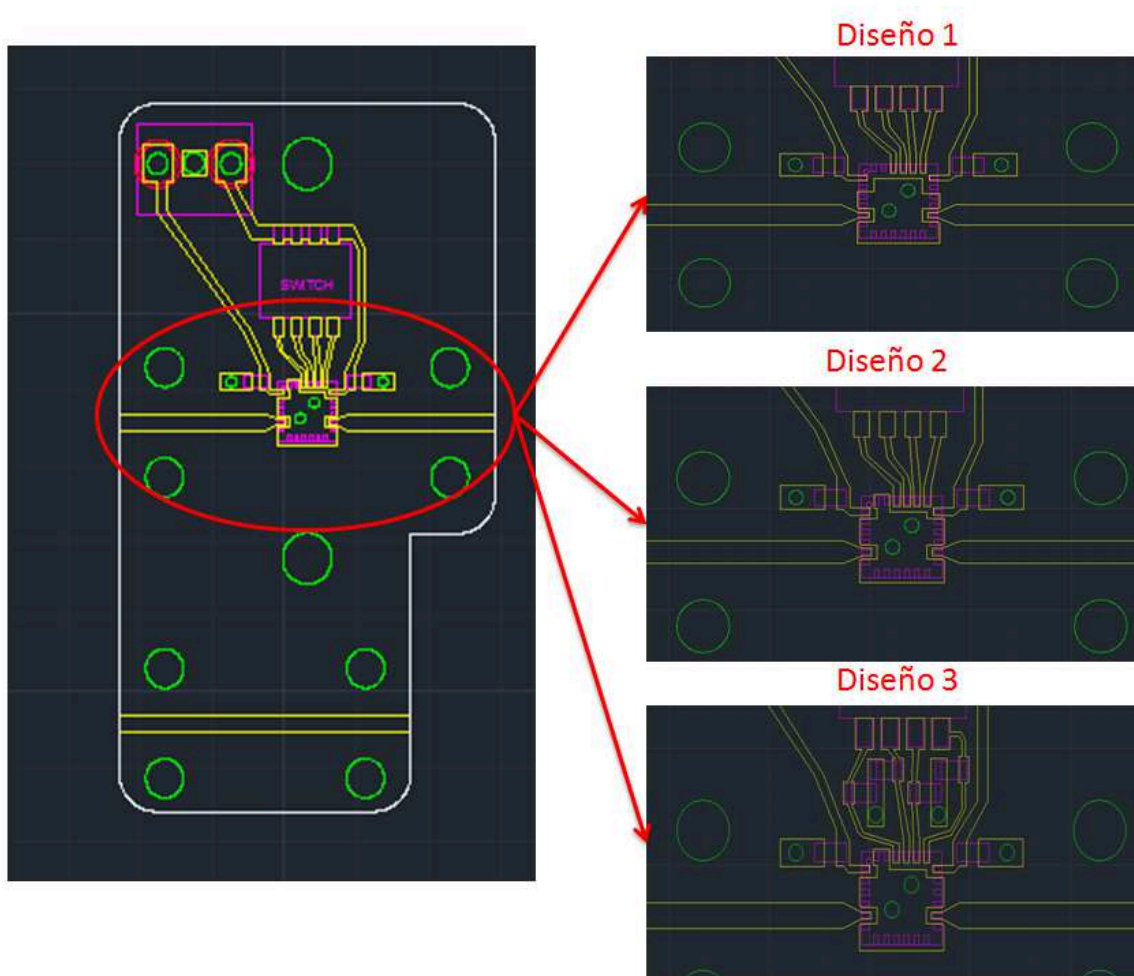


Figura 49: Configuraciones de los distintos tipos de diseños

Finalmente el pinedo del desfasador del tercer diseño es el que se propondrá para el resto del proyecto, como veremos en capítulos posteriores, aunque se volverían a depurar otro tipo de líneas como las de alimentación de los cuatro estados.

3.2.2. Componentes utilizados

A excepción del desfasador y algunos conectores coaxiales, todos los demás componentes han sido adquiridos mediante la empresa RS-components vía internet, mediante la cuenta interna del grupo RFCAS.

El desfasador digital de 4 bits (digital phased shifter) ha sido comprado al fabricante MACOM y su distribuidor en España.

Los conectores comerciales de almas rectangulares han sido adquiridos directamente mediante el fabricante Huber Suhner.

3.2.2.1. Chasis para placas de evaluación

La construcción de un chasis se hace necesaria debido a que los conectores se instalan de forma paralela a las líneas microstrip, por lo tanto tiene que haber una sujeción fija para anclar dichos conectores coaxiales. Por ello se propone construir una especie de caja que va a contener a la placa y que irá sujetando los cuatro conectores necesarios para medir dichas placas de evaluación.

Debido a que las placas no son rectangulares, la línea de referencia tiene una menor longitud que el conjunto de las otras dos líneas junto con el integrado, la geometría de la caja no será de 4 lados sino de 6, disponiendo de los dos conectores de salida a distintas alturas.

Para el diseño de la caja hay que tener en cuenta que sólo se va a construir una, por razones de costes, y que por tanto los tres diseños se van a ir intercambiando conforme a nuestras necesidades. Por ello se establece un margen de la placa de evaluación al borde de la caja de una décima de milímetro y unos bordes internos redondeados con el fin de poder quitar dichas placas sin que estén fuertemente encajadas.

También se hace necesario unir físicamente por contacto la masa de la placa con el chasis que será metálico para proporcionar una masa común en todo el diseño. Esto se hace por medio de taladros de métrica 2 de metal situados de forma adyacente a las líneas de RF, con lo que se establece una presión uniforme en dicha parte del circuito que une sus masas. También por medio de unos tornillos de métrica 3 se atornilla y se establece más presión en el centro de la placa en donde van soldados la mayoría de los componentes, por si esta quedara combada y hubiera un hueco de aire.

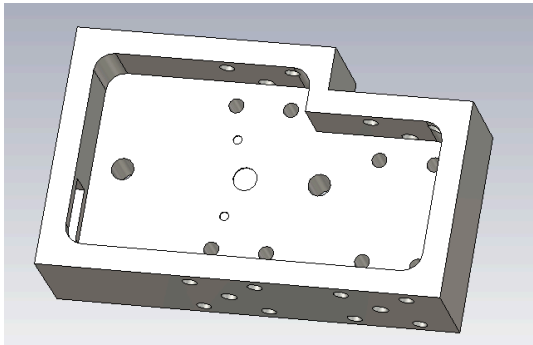
Como queda explicado en el punto siguiente de montaje de las placas, existen una serie de vías para efectuar los pasos de cara en el circuito, y que debido a que estas tienen mayor longitud que el propio sustrato, sobresalen por la parte de la masa. Por ello, se establecen una serie de rebajes en el suelo de la caja de aluminio, perpendicularmente en aquellos lugares en donde es necesario poner estas vías, isletas de condensadores y del propio desfasador, así como en los pines de la clema de alimentación. La profundidad que se les da se puede ver en el anexo B.

Por tanto con todos estos tornillos y rebajes nos aseguramos de que esté todo el circuito plano, que no esté combado o con huecos de aire no deseados.

El grosor de las paredes de los conectores es variable debido a que se tiene que realizar un estudio previo de qué conector es el que mejores características propone, pero todos llevarán un gap desde el alma a la pista de una décima de milímetro, para evitar que al instalar el conector entre forzado en esta y la llegue incluso a levantar.

Para finalizar, se hace una ventana rectangular en la parte trasera de la caja por donde se sacarán los tres cables de alimentación, ya que en un primer diseño la caja iba a ir cerrada, pero que por cuestiones de uso en las propias medidas, ya que hay que ir variando los bits de control, no se construyó.

Chasis diseñado



Chasis construido

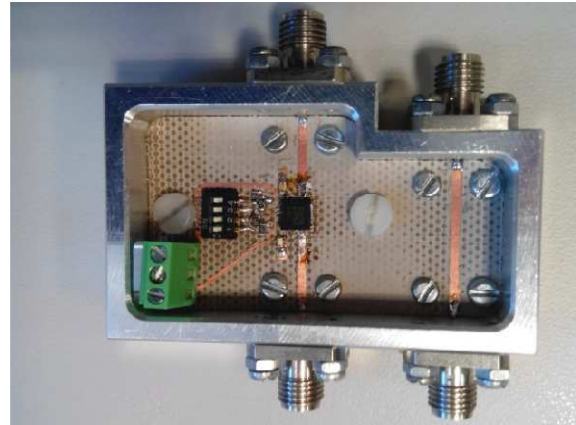


Tabla 9: Chasis diseñado/ Chasis montado

Como se ha mencionado tanto el suelo como las paredes dónde van situados los conectores no pueden ser iguales debido a las dimensiones de los mismos. En la base de la caja, hay que tener en cuenta las dimensiones del sustrato, que en nuestro caso será fijo de 0.508 mm, el gap que dejamos por alineamiento para poder instalar el conector sin rozar en la línea, una décima y las dimensiones del alma del conector que queremos emplear.

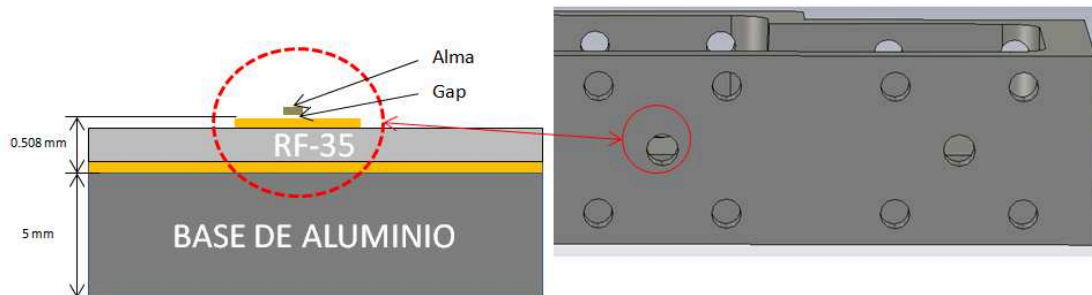


Figura 50: Esquema aclaratorio diferencia de altura pista vs chasis

En la figura anterior se muestra la diferencia de altura de la base con respecto al taladro del conector para el teflón y el alma del mismo.

3.2.2.2. Desfasador digital

En este apartado se va a explicar el funcionamiento y las características generales del desfasador digital de 4 bits elegido para este PFC.

Existen tan solo unas pocas empresas que han desarrollado este tipo de desfasadores digitales a estas frecuencias, y por trayectoria, prestigio y mejores prestaciones se eligió el desfasador desarrollado y comercializado por MACOM.

La función principal del desfasador es la de proporcionar 16 estados de fase RF posibles por medio de estados altos y bajos CMOS sobre 4 bits de control que proporciona la siguiente tabla de fases (ver tabla), en la banda Ku de 8 a 12 GHz.

| Control Bits | | | | |
|--------------|----------|----------|------------|----------------------|
| 180° (D6) | 90° (D5) | 45° (D4) | 22.5° (D3) | Phase Shift |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0° → Reference phase |
| 0 | 0 | 0 | 1 | -22.5° |
| 0 | 0 | 1 | 0 | -45° |
| 0 | 0 | 1 | 1 | -67.5° |
| 0 | 1 | 0 | 0 | -90° |
| 0 | 1 | 0 | 1 | -112.5° |
| 0 | 1 | 1 | 0 | -135° |
| 0 | 1 | 1 | 1 | -157.5° |
| 1 | 0 | 0 | 0 | -180° |
| 1 | 0 | 0 | 1 | -202.5° |
| 1 | 0 | 1 | 0 | -225° |
| 1 | 0 | 1 | 1 | -247.5° |
| 1 | 1 | 0 | 0 | -270° |
| 1 | 1 | 0 | 1 | -292.5° |
| 1 | 1 | 1 | 0 | -315° |
| 1 | 1 | 1 | 1 | -337.5° |

Tabla 10: Estados digitales con respecto a la fase

Una de las ventajas fundamentales de este integrado es su montaje eléctrico. Tan solo necesita dos tensiones de alimentación de 5V y -5V, y unas tensiones de cambios entre estados de 5V y 0V. Por el contrario cabe destacar que el encapsulado PQFN, aunque proporciona unas dimensiones mínimas (ver anexo datasheet) con respecto al circuito, dificulta mucho el montaje como veremos más adelante. El precio también es aún comercialmente muy elevado lo que influye en la posterior utilización y desarrollo del mismo.

Este integrado tiene el mismo encapsulado y diseño que el desfasador de 6 bits, y por tanto en él encontramos otras dos señales de control de estados D1 y D2, que se encuentran definidas pero no ruteadas a nivel eléctrico interno del mismo. Por eso encontramos 6 pines en el lado de control. Por tanto disponemos de 4 lados con 6 pines en cada lado, es decir 24, de los cuales son especialmente importantes los de control, alimentación, señal de RF y función paralelo.

Pines críticos

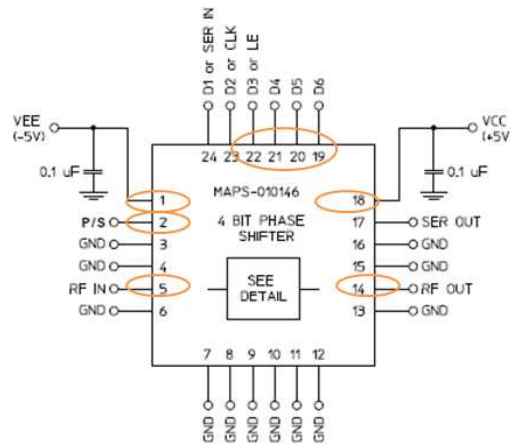


Figura 51: Asignación de pines del desfasador

Los nueve pines marcados en la figura anterior son los más críticos en todos los diseños, ya que si estos no están bien conectados se pueden llegar a falsear los resultados, fundamentalmente en los casos de los pines de RF y de control. También los pines de alimentación y serie/paralelo han de estar correctamente soldados ya que si no se le proporciona suficiente alimentación al integrado, llegará a no poder funcionar en el peor de los casos por no alcanzar un nivel mínimo de corriente.

El resto de pines que son más de la mitad, así como una isleta de masa de la que dispone el propio desfasador son útiles también pero no críticos, como explicaremos debido a una secuencia de pruebas realizadas para ver su función real sobre el diseño.

Otro de los aspectos interesantes de este integrado es la incertidumbre en los cambios de variación de fase, la cual es muy baja de apenas $\pm 5^\circ$ en el peor de los casos, y sus pérdidas teóricas de inserción de 6.5dB.

3.2.2.3. Componentes DC

Los componentes utilizados en el desarrollo de este proyecto han sido elegidos en base a restricciones de tamaño fundamentalmente, ya que se ha querido miniaturizar al máximo el circuito de control del array, ya que por cuestiones de potencia y consumo no se tenían problemas.

| Componente | Descripción |
|-----------------------|--|
| Condensador | Condensador de desacoplo VJ 0.1uF SMD 0603 |
| Resistencia 49.9Ω | resistor 0603 49R9 1% 50PPM SMD |
| Switch SMD 4 pines | NHDS-04 |
| Clema de alimentación | Clema de alimentación de 3 entradas through-hole |

Tabla 11: Componentes empleados en las placas de evaluación

Tanto los condensadores de montaje superficial como las resistencias de una de las placas de evaluación se escogieron de las dimensiones 0603 (1.6 mm x 0.8 mm) ya que aunque existían dimensiones menores (0402 1.0 mm x 0.5 mm y 0201 0.6 mm x 0.3 mm) en la industria, se hacía inviable soldar tales componentes con los medios disponibles.

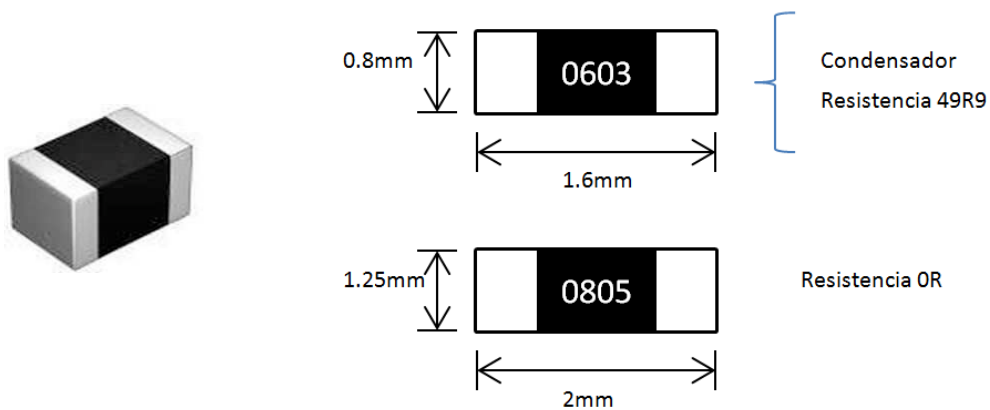


Figura 52: Esquema de dimensionamiento componentes SMD

El encapsulado de los reguladores de tensión también fue elegido de montaje superficial SMD, aunque a priori ocupa más área en la placa, este montaje nos ayuda a tener el componente totalmente pegado a la misma, evitando así un aumento de la dimensión en la parte de control del circuito.

3.2.3. Montaje: soldadura y conexionado

Una vez que hemos diseñado cada una de las placas de evaluación en AutoCAD (extensión *.dxf), tenemos que transformar este archivo a un fichero tipo GERBER. Esta conversión la realizaremos mediante el software ADS, generando un layout e importando directamente el *.dxf .

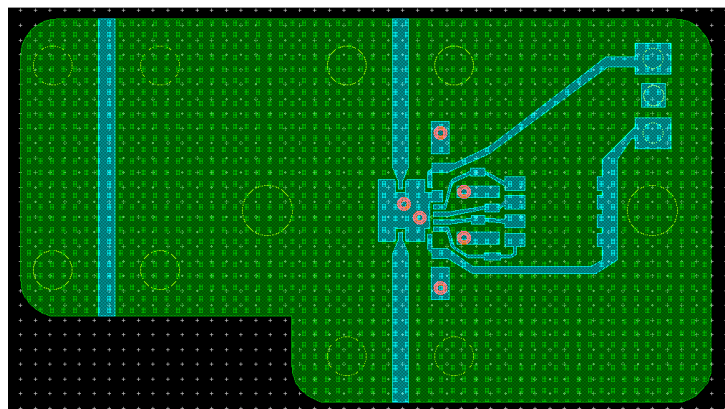


Figura 53: Layout diseño3 en ADS

Hay que tener en cuenta que no todas las pistas o figuras geométricas aparecen completamente formadas de forma que el GERBER sea inmediato. Es decir, hay que comprobar aquellas pistas en todas las capas del diseño en donde las tengamos, para modificarlas a mano en estos casos.

Una vez realizadas todas estas comprobaciones sólo nos queda exportar el archivo de layout de ADS a formato GERBER para la fabricación del PCB con la máquina de control numérico(ver anexo A).

Se generarán cuatro ficheros gerbers:

| | |
|----------------|---|
| Fichero GERBER | Partes de la placa |
| Top.gbr | Pistas de la cara superior (DC o RF) |
| Bottom.gbr | Pistas de la cara inferior (DC y principalmente masa) |
| Drill.gbr | Taladros no metalizados |
| Contour.gbr | Contorno que delimita el PCB. |

Tabla 12: Gerbers necesarios para las construcciones

Estos ficheros contendrán los parámetros de movimiento del cabezal para formar los surcos, taladros o cortes que formarán nuestra placa.

Paso de cara:

Una vez fabricado el PCB con sus taladros correspondientes hay que realizar el proceso de ensamblado de las vías para el paso de cara, es decir, conectar las isletas de masa de la cara superior top, con la masa de todo el circuito situada en la cara inferior bottom. En este proceso ha de ser muy meticuloso ya que la masa del circuito DC se unirá con la del circuito RF por medio del bottom, generando así una masa común para todo el sistema, y si esto no está debidamente unido podremos tener un funcionamiento erróneo provocado por ello.

En estas placas de evaluación tendremos dos posibilidades para el paso de cara, por isletas y por contacto directo.

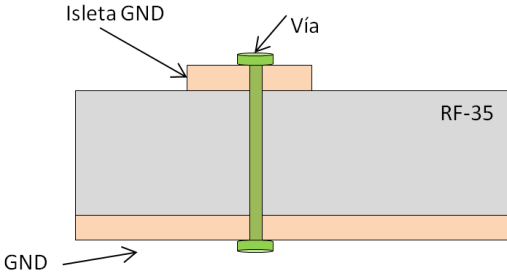
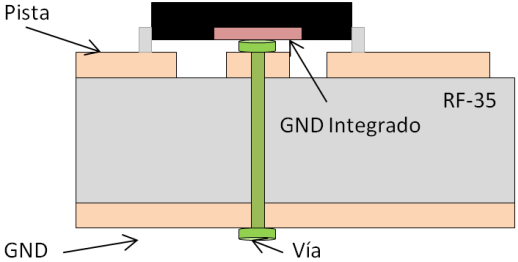
| | | |
|------------------|---|--|
| Isleta | <p>Denominamos isletas a los pads del circuito que están en la capa superior (top), que están completamente aislados de las otras líneas, y unidos a masa mediante un taladro metalizado pasante.</p> |  <p>Este diagrama muestra una sección transversal de una placa de circuito impreso. En la parte superior, hay una capa de material RF-35. Una isleta GND (pista superior) está conectada a una vía que atraviesa la capa RF-35 y se conecta a una capa GND inferior. Las etiquetas incluyen 'Isleta GND', 'Vía', 'RF-35' y 'GND'.</p> |
| Contacto directo | <p>Denominamos contacto directo, al contacto que se produce entre el pad de un integrado y la cabeza de la vía que se instala para el paso de cara.</p> |  <p>Este diagrama muestra una sección transversal similar a la anterior, pero con un contacto directo. Una pista superior (etiquetada como 'Pista') está en contacto con la cabeza de una vía que atraviesa la capa RF-35 y se conecta a una capa GND inferior. Las etiquetas incluyen 'Pista', 'GND Integrado', 'RF-35', 'GND' y 'Vía'.</p> |

Tabla 13: Esquemas tipos de isletas

Industrialmente este proceso se realizaría metalizando directamente los taladros por medio de un proceso químico, pero como todas las fabricaciones han sido en el laboratorio, las vías se han realizado con remaches de precisión.

En el laboratorio se dispone de dos tipos de remaches, 0.6 mm y 0.4 mm de diámetro interior. Por temas de espacio se han utilizado los remaches de 0.4mm de diámetro.

La técnica para poner los remaches es muy simple, y en el laboratorio se dispone de una remachadora de precisión ,figura12, compuesta de cabezales superiores e inferiores intercambiables con los distintos tamaños de las vías, para que estas no se muevan al remacharlas en el circuito.



Figura 54: Remachadora y remaches/vías

Aun con todo, se hace bastante laborioso este proceso manual ya que después de remachar las vías hay que echar una pequeña cantidad de estaño en ambas cabezas de los remaches para garantizar la conductividad.

Otras de las partes en las que se hace imprescindible tener una masa fija es en las zonas próximas a los conectores. Ya que el sustrato utilizado es especialmente fino, tiende a combarse pudiendo producir zonas en las que no haya continuidad de masa de la placa al chasis de aluminio. Para todas esas zonas se proponen una serie de taladros, más concretamente dos a cada extremo de terminación de la línea microstrip, de métrica 2 de metal. Con ello se consigue que la base de la placa de RF-35, que es toda de masa, toque directamente con el chasis de aluminio sin dejar ningún hueco de aire.

También por medio de dos taladros de métrica 3 de teflón, conseguimos bajar la placa en las zonas centrales en donde están soldados los componentes. Con todos estos tornillos se consigue una única masa común a todo el circuito.

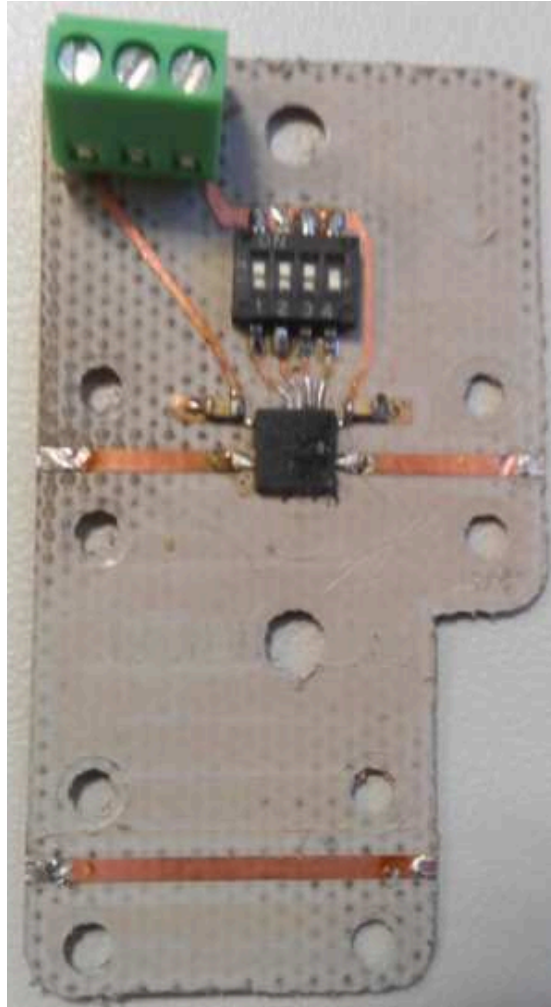


Figura 55: Fabricación del primer diseño de placa

Después de varias versiones de placas, se ha conseguido al menos una placa de evaluación funcional de cada diseño, con lo que se han podido comparar los resultados de unos frente a otros.

3.2.4. Mediciones eléctricas, comprobaciones y verificaciones

Como se menciona anteriormente la masa común en el circuito DC y de RF se hace especialmente importante. Por ello una de las verificaciones más importantes que tuvimos que llevar a cabo en la construcción de cada uno de los diseños, es el buen funcionamiento de dicha unión. Para ello hay que medir punto por punto y vía por vía cada una de las conductividades, para asegurarse totalmente que no tendremos problemas en este sentido.

A diferencia de los otros componentes el desfasador digital una vez soldado no se puede verificar mediante el multímetro su correcto posicionamiento, ya que internamente está unido y produce conductividad en la mayoría de los pines del mismo. Sólo se pueden comprobar los cuatro pines de bits de estados y los dos pines de alimentación. Lo cual no es del todo malo ya que esos pines forman parte de los pines críticos en el diseño, pero los de RF quedan fuera, teniendo la incertidumbre hasta la posterior prueba, del correcto funcionamiento.

En el primer diseño, que era el más simple desde el punto de vista de montaje, no produjo los resultados esperados en cuanto al buen funcionamiento de las fases se refiere. Se comprobaron las alimentaciones y el voltaje a cada estado de cambio de fase y se vio que en principio no era por ello, sino por los pines que se habían dejado sin conectar. Por ello se construyó el segundo diseño.

En el segundo diseño teníamos un pin fundamental como es el serie paralelo colocado en modo paralelo, lo cual nos activaba la opción de introducir los bits de estado de forma paralela con seguridad. Y también el resto de pines que antes no habían sido conectados se conectaron a masa. La comprobación de dichos pines sólo se podía hacer mediante las pruebas de medidas, ya que como se menciona anteriormente el desfasador tiene una conductividad interna en prácticamente todos sus pines. Por ello tras conectar el analizador de redes para realizar las medidas se volvieron a dar resultados inesperados. Tras medir con el multímetro y verificar los correctos valores de alimentación se comprobaron los pines de cambios de estado, y se comprobó que si bien el estado de cero voltios oscilaba en microvoltios esto causaba malos funcionamientos en dichos cambios de fase.

Por ello y finalmente se introdujeron unas resistencias que proporcionaran un estado de cero voltios fijo en los cambios de estado. Por ello se rediseñó sólo las líneas de cambios de estado con respecto al pineado del diseño dos, dando lugar al diseño tres.

En el tercer diseño se volvieron a comprobar las alimentaciones en estados de cero voltios y se verificó que ahora si se conseguía una transición de 5V a 0V fija y estable. Con lo que se consiguieron medir los distintos parámetros de la placa de evaluación, y proponer dicho diseño para las siguientes partes de este PFC.

3.3. Estudio de conectores

Los conectores propuestos han sido de tres tipos de geometrías de alma bien conocidas y disponibles en el laboratorio. Estos conectores no solo son distintos en la geometría final del alma sino que los distintos diámetros del teflón también proporcionan características distintas entre sí. Todos ellos son de tipo SMA, con impedancia característica de 50ohm, y rangos de frecuencias superiores a nuestra frecuencia de trabajo.

Distinción de los tipos de geometrías estudiados:

Geometría

Imagen

Cilíndrica

23-SMA-50-0-13



Semicircular o media luna

SMA-606-15.5



Rectangular

23-SMA-50-0-94



Tabla 14: Conectores empleados en las simulaciones

El estudio de los conectores ha consistido en una serie de pruebas simuladas de adaptación a las líneas microstrip de la placa de evaluación. Por simplicidad se eligió el diseño del conector de alma cilíndrica más típico en este tipo de aplicaciones. Más tarde se siguió con los otros dos conectores menos conocidos en cuanto a prestaciones, pero también utilizados en algunos proyectos fin de carrera con anterioridad.

Las simulaciones se realizan tienen como eje central la zona del diseño en la que el alma del conector se une por medio de una soldadura a la línea. Es ahí por tanto, en donde se incluyen varios tipos de tramos adaptadores, y no en las zonas alejadas del conector.

Para empezar se reproducen las condiciones básicas del diseño, esto es se simula directamente el alma sobre la línea microstrip. Y dado que en el diseño disponemos de un desfasador situado en una de las líneas de RF, y cuyo comportamiento no está definido, se simuló el tramo correspondiente a la línea de referencia de fase en exclusiva.

Una vez definida la zona a adaptar y las condiciones que hemos de superar se proponen varias alternativas para conseguir adaptar en la medida de lo posible el diseño. Se propone lo siguiente:

- i. Añadir en el final de la línea tramos rectangulares.
- ii. Añadir en el final de la línea tramos triangulares.
- iii. Variar la altura del alma rellenándola con estaño.
- iv. Variar la longitud y altura del alma del conector.
- v. Variar la longitud del alma del conector en los pasos i) e ii) .
- vi. Achaflanar los bordes de la línea microstrip combinado con v).

Como podemos observar, cada una de estas propuestas ha sido llevada a cabo por medio de barridos con combinaciones de precisión máxima de 0.2 mm, es decir, se han simulado por ejemplo en el paso vi, chaflanes de 5 milímetros, en pasos de 0.2, 25 iteraciones, que combinándolo con variaciones de tramos rectangulares o longitudes de alma se han llegado a generar simulaciones de 5000 iteraciones para cada conector.

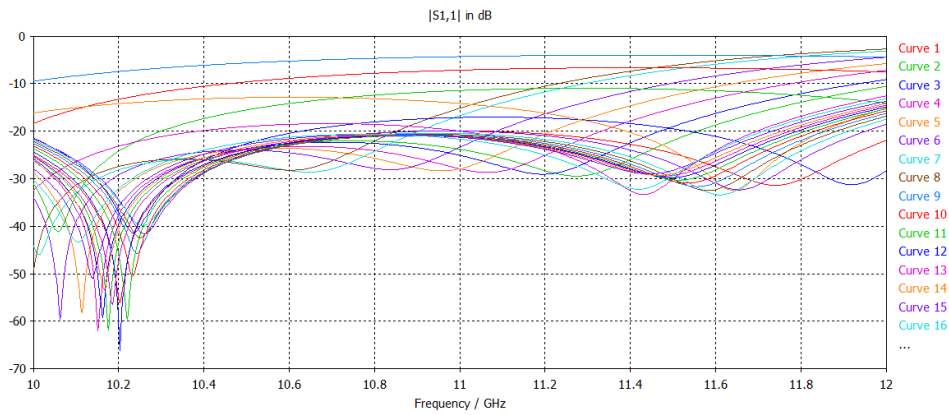


Figura 56: Simulaciones en barridos

En la imagen superior se puede ver una simulación del barrido generado tras variar la longitud del chaflán en el conector rectangular, y que da como resultado 25 curvas.

En resumen cabe destacar que los datos más relevantes se obtuvieron con la implantación de tramos rectangulares en los conectores y con los chaflanes en los bordes de la línea microstrip, como se muestra a continuación.

3.3.1. Conector SMA

El conector SMA empleado en este PFC es el ampliamente utilizado en el laboratorio cuyas principales características son: (ver ref. datasheet)

- Recubrimiento de teflón de diámetro exterior 4.08mm e interior 1.26mm ($\epsilon_r = 2$).
- Alma cilíndrica de diámetro 1.26mm.
- Impedancia característica de 50Ω y frecuencia máxima de trabajo de 18GHz.

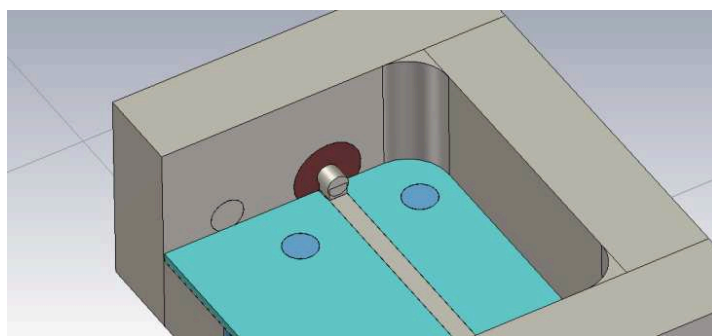


Figura 57: Vista simulada mejor adaptación conector circular

Con simulaciones de longitud y altura de alma, se llegó a una longitud óptima de 0.3mm de alma y una altura de 0.2mm separada de la pista, en el mejor de los casos, lo cual generaba estos valores. Aunque como hemos mencionado anteriormente, la separación entre alma y línea se rellena con una geometría cúbica que simula el estaño.

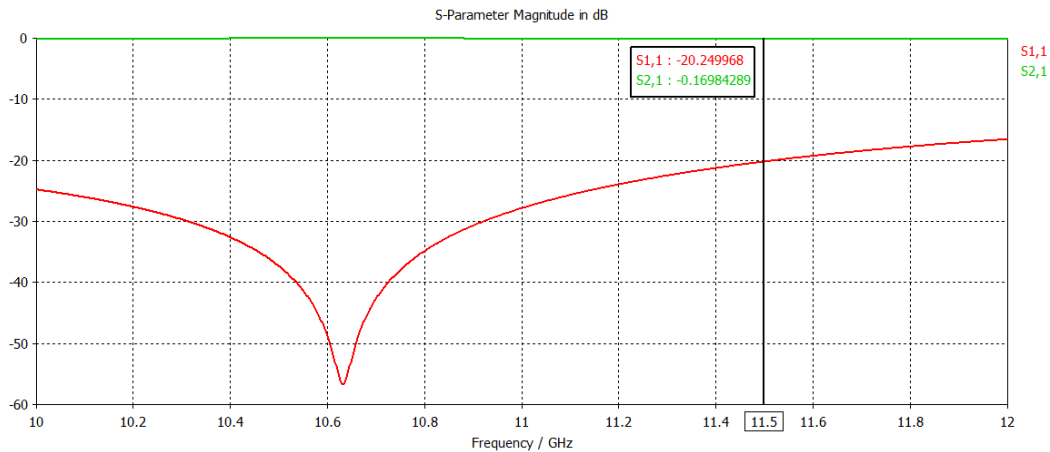


Figura 58: Parámetros S antes de la adaptación

A priori se observa una forma bastante aceptable de la gráfica de adaptación, y el objetivo principal fue acercar, en la medida de lo posible, la zona más baja de esta a la frecuencia de trabajo, y bajar la zona más crítica por debajo de los 20dBs.

Con simulaciones de chaflanes o tramos adaptadores sólo se conseguía adaptar de forma particular el punto de inflexión pero no la desadaptación de toda la banda. Por ello y tras multitud de pruebas recogidas se comprobó que estas tres formas de adaptación no proporcionaban datos válidos para lo que se buscaba.

Fue entonces cuando se optó por variar la longitud del alma, y se comprobó que esta tenía un peso muy importante en cuanto a forma y variabilidad de la gráfica de adaptación. Una vez fijado este parámetro como eje principal de adaptación, se incluyeron distintos barridos con alturas distintas del alma a distintas longitudes quedando como mejor caso el mencionado anteriormente y cuya resultado se muestra a continuación.

En este caso los chaflanes del final de la línea microstrip sólo producían una desadaptación en el diseño, por tanto se obviaron.

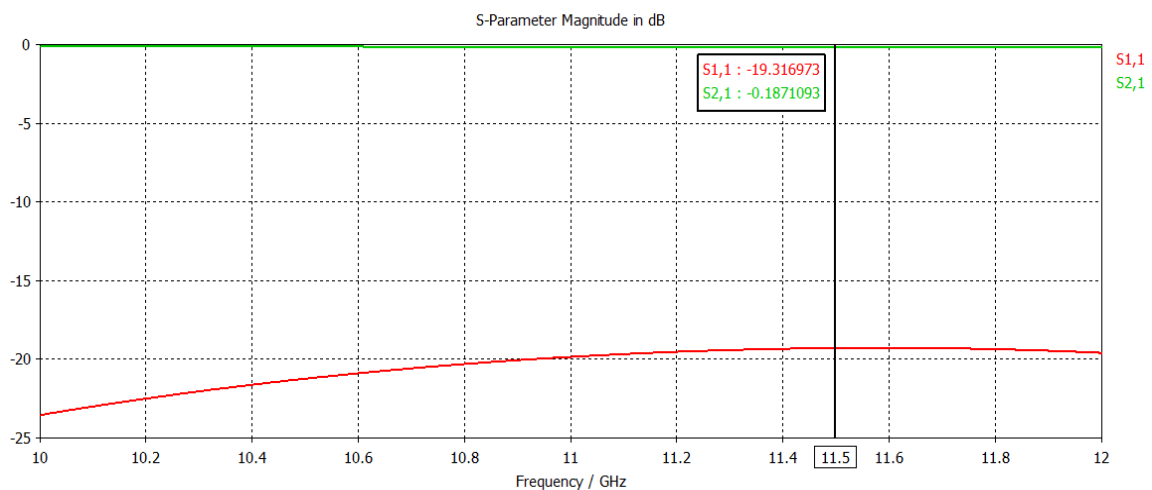


Figura 59: Parámetros S después de la adaptación

Al principio se optó por esta construcción, ya que a priori no daba muchos problemas en cuanto a diseño, y ya que como se muestra más adelante tampoco se consiguen mejorar de forma muy significativa dichos valores de adaptación.

Pero tras realizar la simulación del alma rectangular, y comprobar que seguía un comportamiento bastante parecido, descartamos dicho conector por problemas en el montaje. Debido en su mayoría a que una distancia de tres décimas de longitud de alma es muy difícil de soldar, e incluso de construir adecuadamente, ya que el proceso sería un corte y limado a mano del alma del conector con las imprecisiones que esto conlleva.

3.3.2. Conector Semicircular

El conector SMA semicircular se emplea con frecuencia en el laboratorio aunque no en este tipo de aplicaciones. Sus principales características son: (ver ref datasheet)

- Recubrimiento de teflón de diámetro exterior 4.08mm e interior 1.26mm ($\epsilon_r = 2$).
- Alma exterior semicilíndrica de diámetro 1.26mm.
- Impedancia característica de 50Ω y frecuencia máxima de trabajo de 12.4GHz.

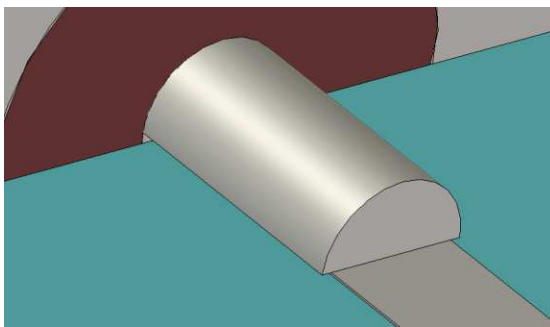


Figura 60: Conector circular sin adaptar

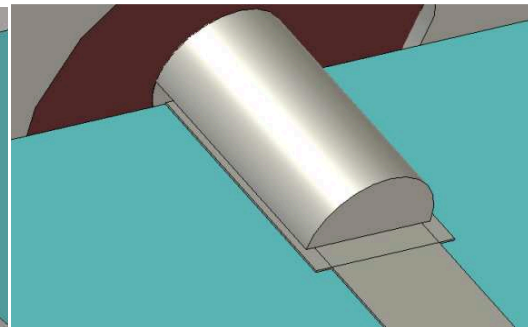


Figura 61: Conector circular adaptado

Como podemos ver la técnica para adaptar este conector a la línea microstrip dada fue crear una ampliación de la misma en donde entrara completamente el alma de dicho conector impidiendo así los problemas por efecto de los bordes del mismo (Fig.57).

Por ello se simuló tanto en longitud de alma, como en anchura y longitud un área rectangular de iguales características que la línea microstrip quedando como mejor adaptación la que se muestra en la Figura 58.

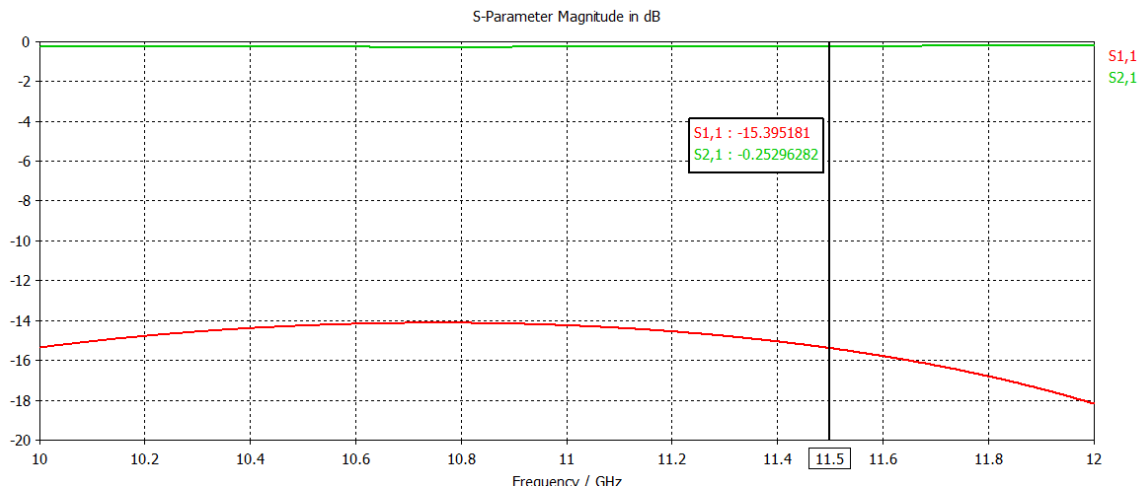


Figura 62: Parámetros S después de la adaptación

Los resultados obtenidos no son muy buenos, de hecho este conector es el que peor nos ha funcionado de los tres como veremos a continuación. Y esto puede ser debido el gran área que hemos tenido que colocar, que aunque nos adapta y nos elimina en gran parte los efectos de bordes del conector, no nos consigue bajar de -14dB en todo el ancho de banda. Unos valores que son descartados de inmediato por no bajar si quiera de -15dB.

3.3.3. Conector rectangular

El conector SMA rectangular empleado en este PFC tiene como principales características: (ver ref datasheet)

- Recubrimiento de teflón de diámetro exterior 2.15mm e interior 0.5mm ($\epsilon_r = 3$).
- Alma exterior rectangular de 1.0mm x 0.5mm x 0.15mm .
- Impedancia característica de 50Ω y frecuencia máxima de trabajo de 20GHz.

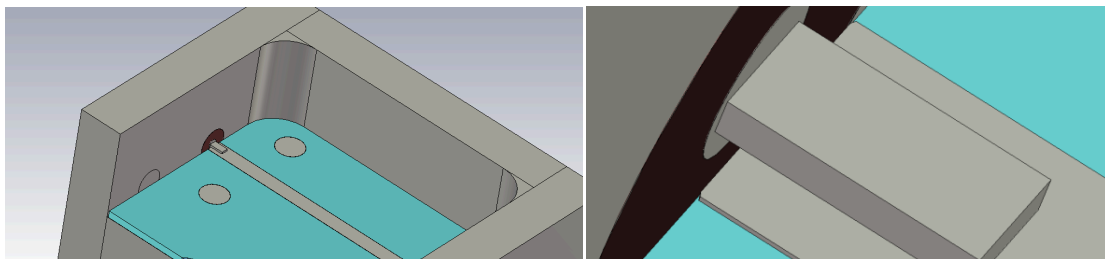


Figura 63: Vistas del conector rectangular en comparación con la línea microstrip

Como se puede observar el ancho del conector no ocupa ni la mitad de la línea microstrip, por tanto se emplearon multitud de posibilidades, tanto de chaflanes como de longitudes de terminaciones de líneas para las adaptaciones.

Al final se adaptaron hasta las terminaciones en ángulo de la líneas microstrip y aunque salían con unos bordes mínimos, la mejor iteración de adaptación era la de 0,05mm del borde de dicha línea. Esta adaptación conseguía valores de -20dB a la frecuencia de trabajo con un

ángulo de 65 grados, pero una vez pensado en llevar a cabo dicha construcción se vio que no se podía construir debido a que la broca mínima es de 0.15mm de ancho.

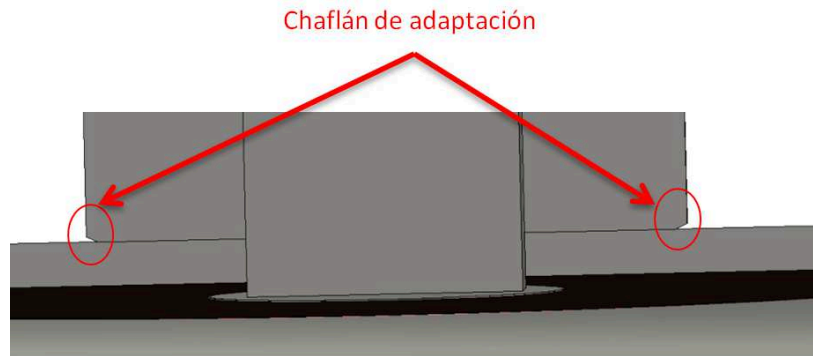


Figura 64: Conector rectangular chaflán de adaptación

Como se muestra en esta simulación en CST este rebaje a los borde de la línea microstrip proporciona unos resultados de adaptación muy buenos como veremos a continuación, para un barrido con distintos ángulos de rebaje de todos ellos con valores por debajo de los -18dB.

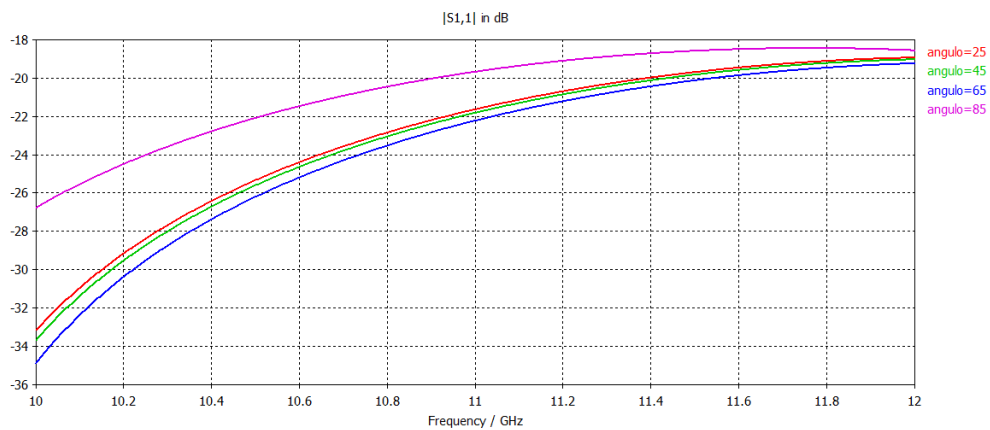


Figura 65: Adaptación de la terminación angular de la línea microstrip

Por tanto finalmente se optó por dejar la transición conector-pista tal y como quedaba sin añadir nada ya que como hemos visto tan sólo conseguimos mejorar dicha adaptación en una cantidad no muy significativa y físicamente no podíamos construirla.

Aun así los valores que se obtienen con este conector son bastante aceptables, y es por ello por lo que finalmente se empleará para las placas de evaluación. Los valores son casi idénticos a los obtenidos con el conector SMA normal pero en frecuencias superiores, este conector se comporta mejor y tampoco hará falta modificarlo físicamente con el error que ello puede introducir.

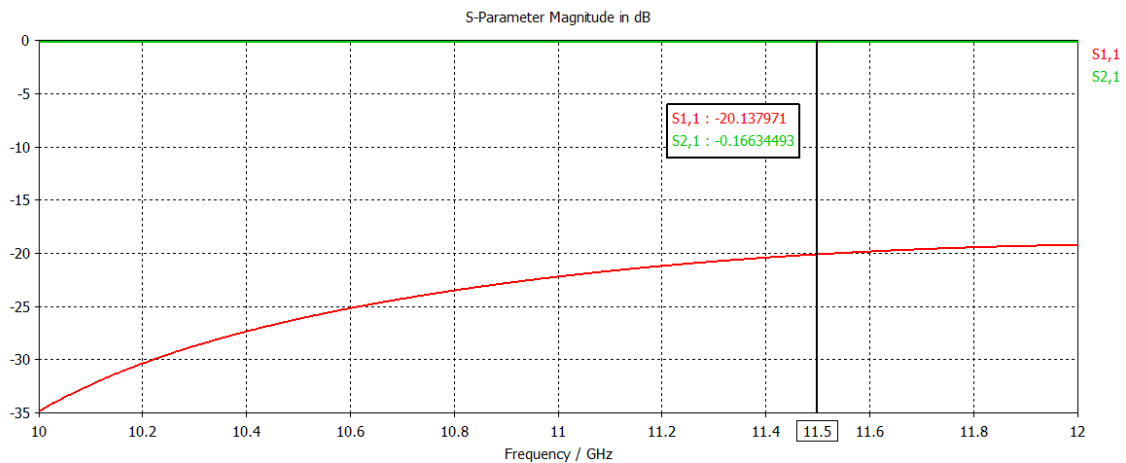


Figura 66: Parámetros S conector rectangular adaptado

Se observa que en el ancho de banda de 11GHz a 12GHz se consigue una adaptación de menos de 20dB prácticamente en toda la banda. También mostramos la frecuencia de 10GHz para mencionar que este conector proporciona unos resultados especialmente buenos a estas frecuencias sin realizar ningún tipo de construcción para la adaptación.

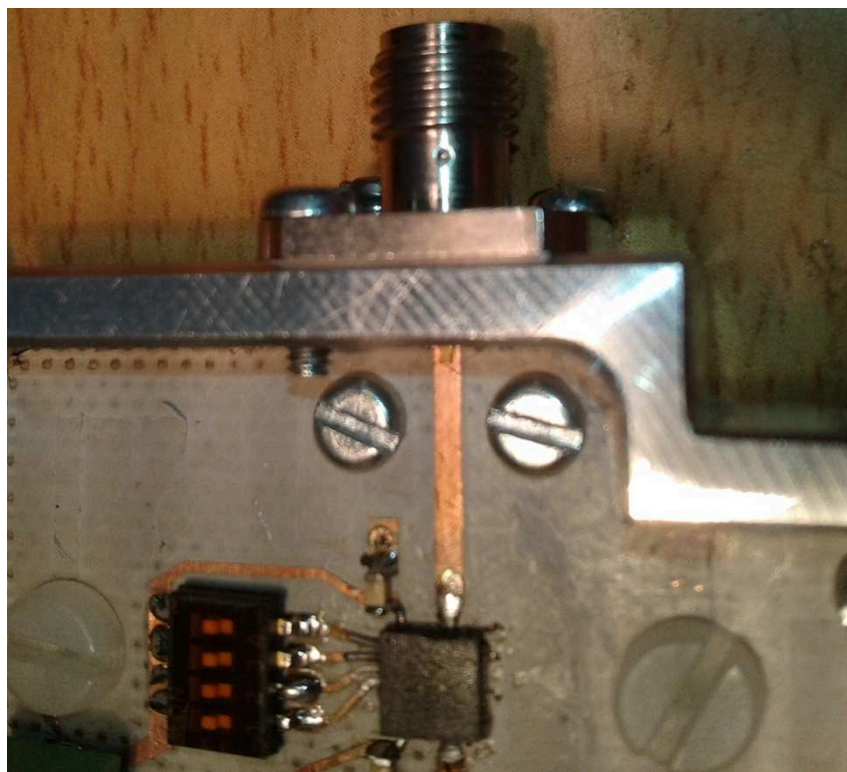


Figura 67: Primer diseño de placa de evaluación montada con conector rectangular

Finalmente una vez montado este conector como vemos existe una zona que hay que rellenar con estaño para producir una buena conductividad, por ello la simulación en ángulos de las terminaciones finalmente se comprueba que no tiene mucho sentido ni aún pudiendo hacerse, ya que quedará todo unido por estaño.

3.3.4. Medidas de resultados finales

A continuación se muestran los resultados del diseño 3 medido con el analizador de redes. Cabe destacar que tendremos dos tipos de medidas de parámetros S, las medidas de las líneas de RF del desfasador digital y la línea microstrip de referencia para las comparaciones con el mismo.

Por tanto en una línea tendremos sólo una medida mientras que en la otra tendremos dieciséis medidas posibles, tantas como estados de fase disponibles.

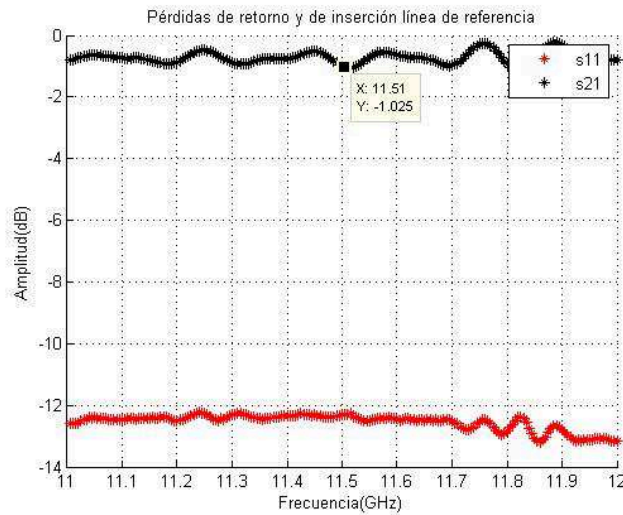


Figura 68: Parámetros S línea de referencia placa de evaluación diseño 3

En la línea de referencia la adaptación de -20dB simulada en 11.5GHz se convierte en algo menos de -12dB para toda la banda. Lo cual son unos valores no del todo buenos pero aceptables si tenemos en cuenta que tenemos un circuito funcionando al lado que nos proporciona mucho ruido.

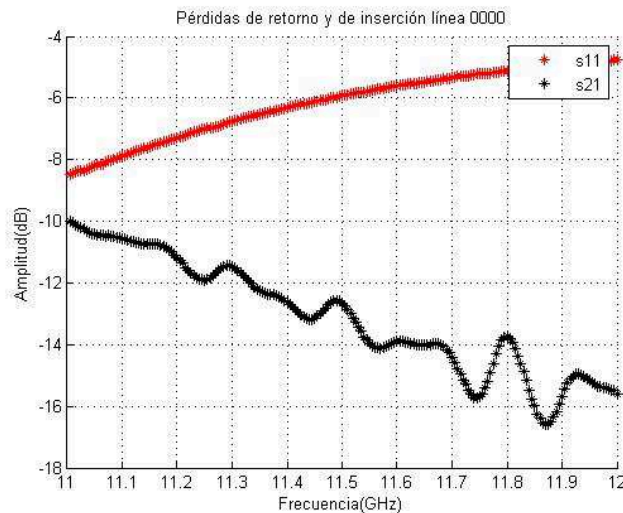


Figura 69: Parámetros S estado 0000 placa evaluación diseño 3

Los parámetros S medidos para el estado de referencia de las fases del desfasador en comparación con los resultados esperados deja mucho que desear. Como podemos ver, la transmisión cae enormemente por el hecho de añadir dicho desfasador, mucho más de 5dB que era lo que esperábamos según la hoja de datos. Por otra parte, la reflexión también decrece aunque no tanto como lo hace el anterior parámetro.

Si comparamos esta gráfica con la anterior haciendo esta última como valor de referencia tendremos los siguientes resultados:

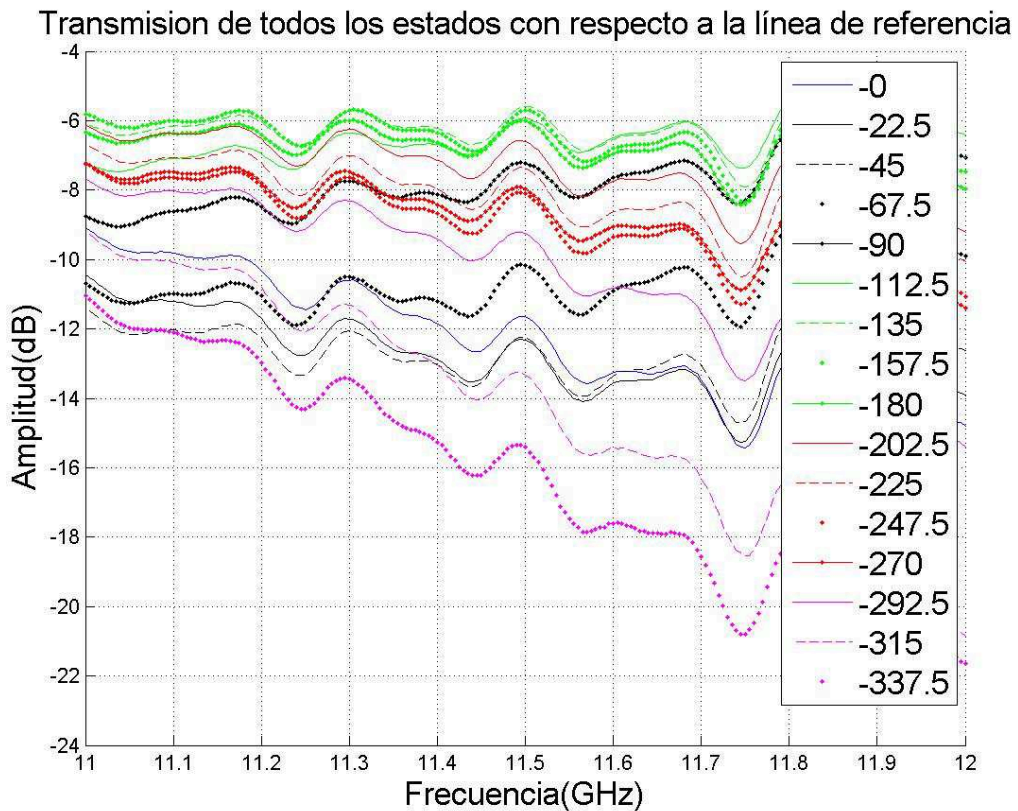


Figura 70: Transmisiones referenciadas a la línea de referencia

Como podemos ver tenemos unos resultados de transmisión referenciados a los que tendríamos idealmente, muy bajos. Todos ellos se encuentran en una media de valores de -9dB, siendo peores los estados de fase mayores como era de esperar. Con esta medida ya se puede comprobar que las pérdidas en diseños posteriores serán un problema a la hora de medir la ganancia del sistema.

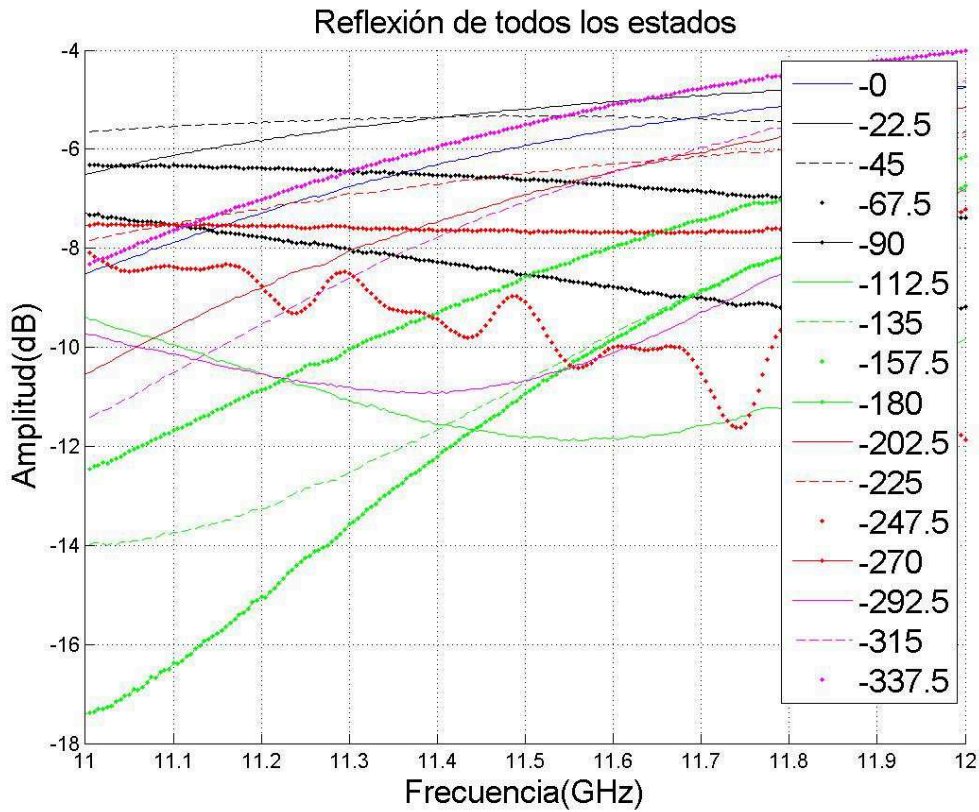


Figura 71: Reflexiones de los dieciséis estados en la línea del desfasador

Al igual que en las transmisiones, los parámetros de reflexión se ven muy afectados pero no con tanta variación. En este caso casi todos los estados se encuentran en valores de -6dB a -8dB, salvo excepciones, los cuales no son unos buenos resultados, pero con las transmisiones medidas era lo esperado.

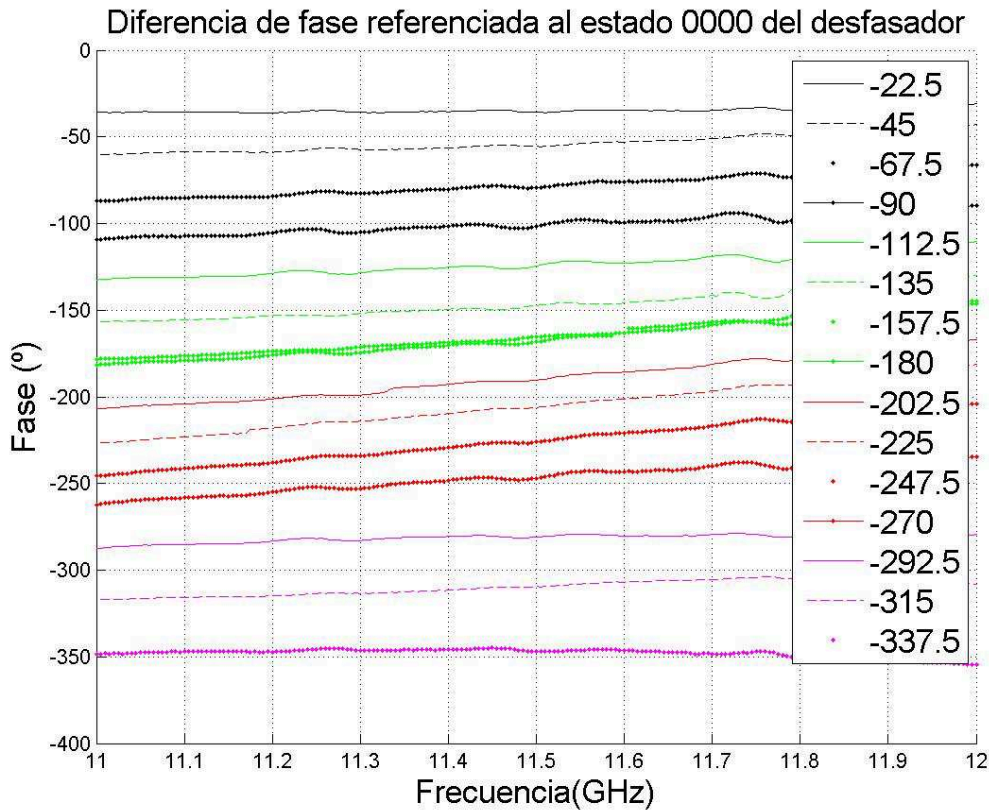


Figura 72: Fases medidas en la placa final de evaluación. Diseño 3.

Como se muestra anteriormente en la gráfica de las fases referenciadas al primer estado, se obtienen unos buenos valores de cambios de fases, todas ellas prácticamente planas con tan sólo una variabilidad de 3° o 5° . Esta variación está medida alrededor de la fase que se obtiene, es decir, si obtenemos una fase de -50° tendremos en el peor de los casos -55° , pero esta fase se referirá a -45° de acuerdo con la tabla de estados. Por tanto es distinta la variabilidad interna de la fase, que la variabilidad con respecto a las fases de los estados, en un caso son 5° y en otro son 10° .

Y a la vista de los resultados destacamos que a mayor cambio entre estados, o a mayor fase, mayor error acumulado en cuanto a variabilidad externa tenemos. En el caso extremo de -337.5° tenemos un estado de -348° por tanto un desvío de -11° , 1° que el proporcionado por la hoja de datos del fabricante.

3.4. Conclusiones

Las conclusiones que se extraen de todo este proceso de evaluación son muy variadas tras haber construido varias placas de cada diseño.

Por una parte se ha establecido un modelo de conexionado fijo de pines por medio de la depuración de los dos primeros diseños, y por otra parte se ha verificado el correcto funcionamiento de los estados de fase por parte de las modificaciones del tercer diseño.

También ahora sabemos que el desfasador tiene que tener todos sus pads soldados aunque sea a masa, y la masa ha de ser común DC y RF. Y que sólo funciona correctamente con resistencias de 50Ω en los bits de estado y con modo serie y paralelo desactivado.

Pero como se ha mostrado en el apartado de medidas, las características de pérdidas y de señal transmitida distan mucho de ser las esperadas. Las pérdidas previstas por la hoja de datos eran de aproximadamente -5dB en la transmisión, viéndose pérdidas reales medidas de -12dB en el peor de los estados. Con ello destacamos que habrá tantas pérdidas en nuestro sistema que se construirá una antena sin ganancia en los siguientes apartados.

Aun con todo, hemos podido comprobar el buen cambio de fase en las señales, con prácticamente el desvío de fase previsto por parte de la hoja de características. Y hemos podido comprobar que cuanto más significativo es el bit que establece el desfasaje, peores resultados en cuanto a oscilaciones de fase y a parámetros de transmisión tendremos.

4. Diseño y construcción del array de tres elementos

4.1. Introducción

Como continuación a lo descrito en puntos anteriores, se desarrollarán una serie de apartados que dan como resultado final el completo desarrollo de este PFC.

En los mismos se muestra desde el funcionamiento básico de la estructura completa, el diseño de casos particulares de especial importancia en distintos casos, así como los resultados generales y conclusiones finales que emanan del mismo.

4.2. Descripción y funcionamiento

El funcionamiento que se describe a continuación es el resultado de las conclusiones extraídas por todas las pruebas realizadas en los puntos anteriores de esta memoria, así como en combinación con algunos cambios necesarios para la conformación del array.

Siguiendo con los resultados obtenidos en las placas de evaluación se hace un diseño ampliable a un array partiendo de la premisa de una alimentación común para todos los desfasadores así como una masa común a lo largo de todas las estructuras. Por ello se pensó en una “bus” de alimentación, diseñado y construido de forma paralela recorriendo y alimentando cualquier elemento situado a lo largo de la misma. Estas líneas irán hacia una clema de conexión con tres contactos +Vcc GND y -Vcc. Inmediatamente después de esta clema irán dos reguladores de tensión y el bus citado de alimentación.

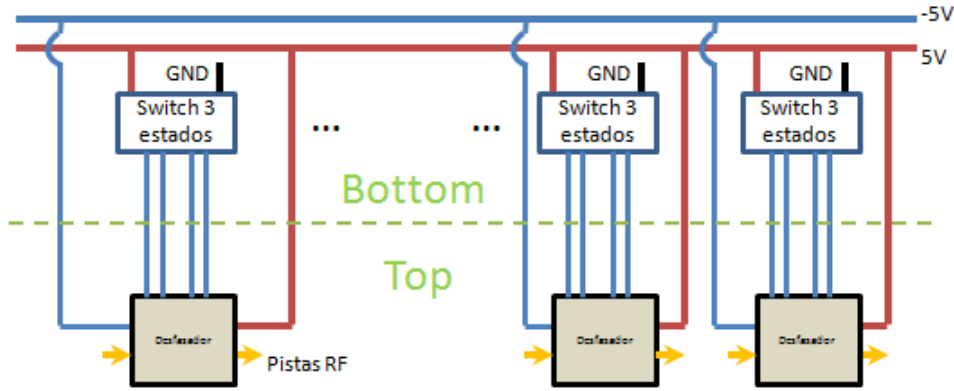


Figura 73: Descripción eléctrica switch-desfasador alimentación.

Como se muestra en puntos posteriores, se pensó en este diseño modular debido a pruebas necesarias de verificación de soldadura para cada desfasador.

Con motivo de disponer de la mínima cantidad de elementos en las partes de RF en donde se sitúa el grueso de la señal, se pensó en colocar la totalidad de los componentes DC necesarios en una extensión del primer sustrato situándolos en el bottom. Es decir, se diseñó una placa única para los componentes DC y los componentes de RF.

Antes de llegar a este diseño se optó por diseñar otras alternativas no menos eficaces como por ejemplo, realizar todo el circuito aparte en un sustrato FR-4, y más tarde unírsele al propio sustrato de RF-35 mediante vías. Dicha propuesta no se llegó a construir ya que se pensó que se desperdiciaban dos capas de cada sustrato, bottom de RF-35 y bottom de FR-4 y la unión por vías era muy débil.

Por lo tanto finalmente se optó por, como se ha dicho antes, formar toda la estructura en una misma capa. Y debido a que se quería mitigar en lo máximo la interacción entre señales DC y señal RF se realizó la construcción del circuito controlador en la capa inferior del mismo.

Con ello se tenían sólo en la capa top de RF-35 el desfasador y los condensadores de desacoplo. Lo que hizo necesitar una gran cantidad de vías para unir eléctricamente todas las patas de alimentación pines de cambio de fase al desfasador.

Tras la realización de varias pruebas realizadas con estas descripciones, esta etapa concluye con el buen funcionamiento eléctrico de los componentes DC que componen el circuito controlador de la señal RF. Cabe destacar que los resultados finales de este PFC, mas tarde mostrados, no son achacables al funcionamiento descrito anteriormente, sino posiblemente a errores inherentes en partes críticas no abordables del mismo.

4.2.1. Componentes DC

A continuación se muestra una tabla en la que se enumeran todos los elementos utilizados para el desarrollo final de las placas para los diseños finales de este PFC.

Como se puede observar, se sigue con la línea de componentes iniciada en el diseño de la placa de evaluación. Por tanto el conocimiento adquirido de la experiencia en estos diseños no ha hecho decantarnos por los mismos componentes ya utilizados, o bien nos ha influenciado a la hora de realizar cambios y mejoras para estos diseños finales.

A continuación se muestran en la tabla todos los componentes utilizados:

| Componentes | Descripción |
|--------------------------|--|
| Condensador | Condensador de desacoplo VJ 0.1uF SMD 0603 |
| Resistencia 49.9Ω | resistor 0603 49R9 1% 50PPM SMD |
| Resistencia 0Ω | resistor 0805 0R 1% 50PPM SMD |
| Switch SMD 4 pines | NHDS-04 |
| Switch SMD 8 pines | NHDS-08 |
| Switch triestado 8 pines | TIIR-08 |
| Clema de alimentación | Clema de alimentación de 3 entradas through-hole |
| Regulador de tensión 5V | MC7805CDTG Encapsulado SMD DPAK-3 |
| Regulador de tensión -5V | MC79M05BDTG Encapsulado SMD DPAK-3 |

Tabla 15: Componentes utilizados en las placas finales

Como podemos comprobar, existen varios componentes que han sido ya utilizados anteriormente, y en los cuales no haremos hincapié, pero distinguiremos varios que no han sido empleados hasta ahora.

Destacamos la implantación de reguladores de tensión pensados para controlar la tensión en la alimentación a todos los componentes ahora que tenemos de más de un desfasador. Disponemos de dos tipos de reguladores que nos fijan unas tensiones a la salida de los mismos independientes de la variación espuria que puede tener la fuente de alimentación. Estos reguladores permiten rangos de tensiones de alimentación de 5V a 20V.

Como veremos a lo largo de este punto, se hace imprescindible sustituir el switch que nos habilita los cambios de fase por un switch triestado. Esto es debido a que el switch que antes se montaba en las placas de evaluación, y que también se montó en una placa de prueba del array, lleva implícita la soldadura de resistencias de 50ohm por cada pata del mismo. Esto nos hace arrastrar un error de soldadura muy alto al tener que soldar multitud de resistencias dependiendo de cuantos desfasadores se conecten en la misma.

Por tanto para evitar en la medida de lo posible y reducir los fallos por cortocircuitos, se propone un cambio del switch de 2 estados, a otro que tenga la posibilidad de realizar otro estado más que es el que nos proporcionaban las resistencias. Por ello tras investigar cual era la mejor solución, y la que menos afectaba al núcleo del diseño de las placas, se planteó un switch triestado lo que nos hizo cambiar sólo el diseño de la parte de conmutación final de las placas, pero que a la larga nos dio mejores resultados.

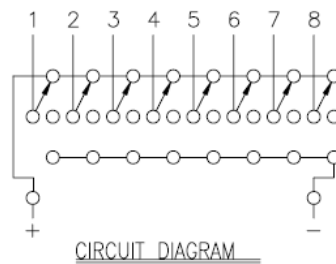


Figura 74: Diagrama eléctrico triestado

La utilización de este componente es muy sencilla, dispone de dos patas de alimentación, como podemos observar la Fig.57, uno de los pines se conecta a la alimentación +5V y el otro a GND. Las ocho patas restantes son las salidas de bits de conmutación que se sitúan en los pads encargados de cambiar los estados de dos desfases.

4.3. Diseño de los elementos radiantes

En este PFC se propone seguir con la línea iniciada por parte de su proyecto predecesor el cual proponía utilizar una estructura de doble parche circular con dos tipos de sustratos distintos para los mismos. Como objetivo fundamental, se propone la incorporación de los elementos desfases dentro del sustrato de parche inferior, que permiten compensar los desfases por medio de un control electrónico de cada uno de los parches.

El motivo fundamental de estos nuevos cambios es conseguir un apuntamiento dinámico máximo en cada movimiento electrónico de fase de tipo **broadside**.

Se hizo por tanto una distinción clara entre zonas de RF y zonas DC, en la medida de lo posible, consiguiendo así reducir comportamientos variables y ruidosos que distorsionan los resultados esperados.

Los distintos pasos que llevaron a la construcción del elemento unitario fueron:

- ✓ **Adaptación coaxial-microstrip:** La adaptación de la alimentación por parte de la estructura coaxial es crítica teniéndose que adaptar al máximo esta primera transición para no acotar los resultados de la estructura final.
- ✓ **Adaptación microstrip-parche:** La adaptación final de la transición que controla la radiación del parche es muy importante ya que hay que maximizar la eficiencia de la señal que viene del desfaseador.
- ✓ **Adaptación coaxial-desfaseador-parche:** Esta adaptación es muy poco configurable por motivos de construcción, y tan sólo permite pequeñas modificaciones.
- ✓ **Alimentación del doble parche:** El doble parche construido alimentado de forma directa por la línea microstrip queda definido en base a unos parámetros que se mostrarán a continuación.

En este apartado, se abordarán estos cuatro puntos y se mostrará la estructura final de todo el conjunto.

4.3.1. Diseño de estructura de doble parche

El diseño de un parche circular es inmediato por medio de una fórmula que calcula de forma bastante aproximada el radio de dicho parche en función de la frecuencia central de trabajo del mismo f , teniendo en cuenta la naturaleza de dicho sustrato por medio del término de la constante dieléctrica ϵ_r , y el espesor del mismo, t . El valor de F es estimado y proviene de cálculos estadísticos asociados a este tipo de parches.

$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad : \text{Fórmula 33}$$

$$r = \frac{F}{\sqrt{1 + \frac{2t}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2t}\right) + 1,7726 \right]}} \quad : \text{Fórmula 34}$$

Como se puede observar, el espesor del sustrato tiene un peso crítico en el diseño, y esto es debido a que los sustratos más gruesos tienen en general mejores características de eficiencia en radiación, salvo por el inconveniente de la generación de ondas superficiales que se propagan por el sustrato con un cierto ángulo y que originan pérdidas de eficiencia en el diseño. Por ello, hay que establecer un compromiso entre la eficiencia y las pérdidas asumibles en este tipo de parches.

En este diseño se ha elegido el sustrato más fino posible, RF-35 0.508mm, ya que al proponer un diseño en array con un grosor superior de sustrato se originarían multitud de pérdidas en parches adjuntos. Por ello nuestro compromiso se basa en la reducción de estas pérdidas, sacrificando en cierta medida la eficiencia de dichos parches que conforman el array.

La alimentación de esta estructura consiste en alimentar el parche mediante una línea de transmisión microstrip. Dicha línea tendrá una anchura particular que hará variar la impedancia característica de la misma. En nuestro diseño, disponemos de una alimentación mediante una línea que sale del desfasador digital, cuya impedancia característica es de 50Ω . De esta manera la línea estará adaptada a ésta y no provocará pérdidas por desadaptación. La línea de transmisión viene definida por un espesor h y un ancho w , siendo este último parámetro del que depende la impedancia Z_0 de la línea según:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) & , \forall \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.44\right) \right]}} & , \forall \frac{w}{h} > 1 \end{cases}$$

La principal limitación que se encuentra en este tipo de alimentación es que tenemos que añadir un tramo de línea dentro de la propia geometría del parche, lo cual cambia en parte la

geometría total del mismo. Se producen por tanto en dichos bordes discontinuidades que propician unas pérdidas de campo, y por tanto, efectos no deseados en el diagrama de radiación.

Salvando todos estas limitaciones tras realizar un diseño meticulosamente preciso, se nos plantea el inconveniente del ancho de banda en dichas estructuras. La alimentación de un solo parche provoca una banda de trabajo muy estrecha, y que no es aceptable para este PFC, ya que apenas disponemos de 600MHz, de 11.2GHz a 11.8GHz. Por tanto se propone aumentar de una forma muy notable el ancho de banda de esta estructura radiante. Para ello se utiliza la configuración en doble parche apilado (*double stacked patch*), de sobra conocida y que nos ofrece unas características más que notables.

La estructura del doble parche consiste en colocar otro parche en la vertical al parche alimentado por la línea microstrip, en nuestro caso, y con otro sustrato distinto. Tanto el radio como el sustrato de este segundo parche ha de ser mayor al de alimentación pero tampoco en exceso, ya que lo que se busca es generar una resonancia entre ellos a frecuencias próximas, y generar así una señal con un mayor ancho de banda al caso anterior.

Debido a que como hemos mencionado anteriormente, las dimensiones del sustrato y de los radios han de ser similares, y ya que hemos utilizado el sustrato RF-35 0.508mm para el parche de alimentación, proponemos el mismo sustrato pero de grosor inmediatamente mayor comercialmente, RF-35 0.762mm.

En esta estructura nueva, eliminaremos el plano de masa, y colocaremos una capa de FOAM o ROHACELL HF que emula las características de una separación por aire pero con una rigidez típica de un sustrato para la sujeción mecánica.

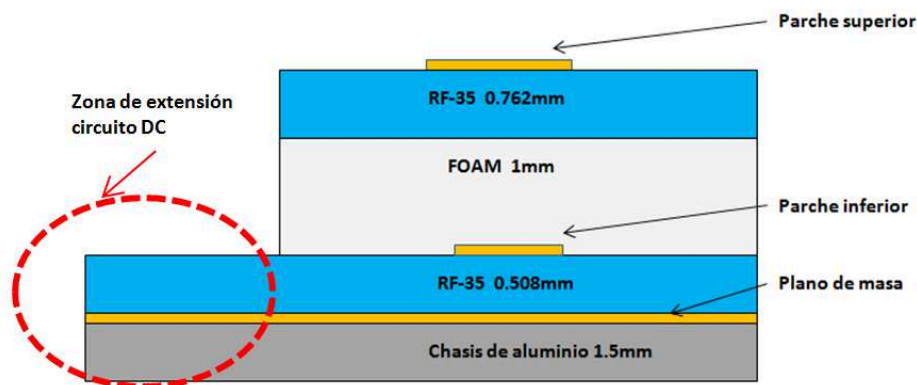


Figura 75: Estructura de sustratos utilizados

Como vemos en este esquema, disponemos de una estructura de 4 capas a modo de *sandwich*, siendo dos de ellas sustrato RF, en donde irá todo el diseño de parches y alimentaciones, y otras dos para dar rigidez mecánica al diseño. Estas dos últimas compuestas de aluminio y de FOAM para emular una separación por aire.

Por norma general, todas las capas ocuparían la misma área pero debido a razones de diseño del circuito controlador de los desfases, se han de extender las capas de RF-35 de 0,508mm, donde irán soldados, y el chasis de aluminio para su sujeción.

A continuación se muestra la configuración más adaptada del parche con tan sólo un adaptador (Stub) en línea microstrip, y la línea de alimentación que proviene de la salida del desfasador.

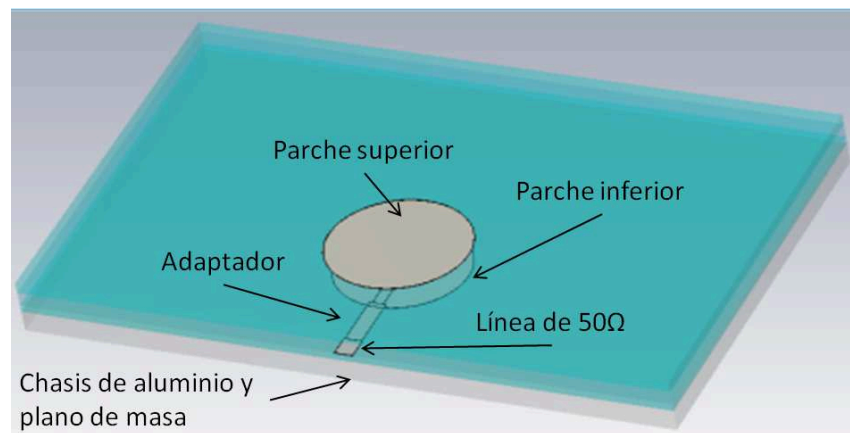


Figura 76: Esquema adaptación de parche simulado en CST

Al comienzo del diseño se simularon varios tramos adaptadores para esta configuración, pero al final el resultado más optimizado fue el mostrado. Todo ello queda explicado en el punto “4.3.3. *Diseño adaptación de línea microstrip a parche*”.

4.3.2. Diseño adaptación coaxial a línea microstrip

Para comenzar adaptando esta línea microstrip, hay que tener en cuenta que esta adaptación supone el caso opuesto a la de la línea microstrip de la placa de evaluación. En esta adaptación el coaxial entra de forma perpendicular a la línea, mientras que en el otro caso entraba paralelo a la misma.

La estructura básica de este sistema de alimentación de pistas microstrip ya nos viene predefinida del proyecto anterior, se basa en la alimentación por medio de pines metálicos de igual dimensión que los que encontraríamos en un conector coaxial tipo SMA de montaje en panel. Es por ello por lo que se continua con este tipo de conector, teniendo en cuenta que la longitud ha de recortarse y que ha de estar pasante pero a la misma altura en la línea microstrip alimentada.

Como estos conectores requieren de sujeción mecánica se construyó una tapa de aluminio con taladros adecuados para su instalación, ya que en estas simulaciones dicha tapa proporciona la masa de toda la estructura lo cual es fundamental para cualquier construcción en RF.

Las características del conector son las que se listan a continuación:

- Diámetro interno de alma $d = 1.26mm$
- Diámetro externo del teflón $D = 4.08mm$
- Impedancia característica de 50Ω
- Frecuencia de trabajo máxima hasta 18GHz
- Dos tornillos de sujeción M2 separados

Tras construir la tapa de aluminio y el conector se simuló y optimizó la adaptación a la línea microstrip. Para ello se diseñaron varias transiciones y por medio de simulaciones de sus dimensiones se llegó a una optimización válida que se muestra a continuación.

Las transiciones escogidas fueron de tres tipos, una transición circular concéntrica con el conector, una transición larga que nos permite salir de la anterior y otra transición ancha que nos permite adaptar estas dos transiciones anteriores. Tras esto, se añade una línea con anchura de impedancia característica y se simuló a distintas longitudes con el fin de conseguir una adaptación buena sin alargar mucho el circuito.

Para comenzar se introdujeron unas longitudes de transiciones excesivamente cortas ya que el espacio entre el conector y el parche nos permitía, al menos físicamente, añadir el desfasador entre dichos elementos. Debido a todas las simulaciones que se realizaron se comprobó que la distancia de la que se disponía, 0.7mm de 5.4 en total con un desfasador de 4mm de ancho, a cada lado no era abordable de ninguna de las maneras. Por tanto se optó por rotar las pistas del coaxial hacia uno de los lados del mismo y no perpendicular al eje del parche.

Para adaptar dichas líneas tras haber realizado el correcto dimensionado de las transiciones, se propuso una longitud de línea de impedancia característica de 10mm. Con esta dimensión eliminábamos del todo la posible interacción del desfasador con el parche y por tanto nos optimizaba tanto la adaptación como los posibles ruidos por factores externos del control eléctrico del integrado.

Debido a que finalmente se optó por continuar con la geometría de sujeciones basadas en taladros de las placas, se comprobó que el espacio dejado hacia uno de los tornillos era muy reducido, no siendo posible sortearlo ya que no se quería extender más las dimensiones de las placas. Por ello hubo que reubicar la terminación de la línea microstrip a una distancia tal que nos permitiese instalar dicho desfasador sin riesgo.

En seguida se comprobó que bajando la longitud de la pista se desadaptaba en exceso, por lo que hubo que recurrir a una transición circular concéntrica al alma del conector y situada en el plano de masa. Es decir, se simularon varios anillos con diferentes radios dando por buena una distancia suficiente de **7,5mm** de pista desde el centro del alma.

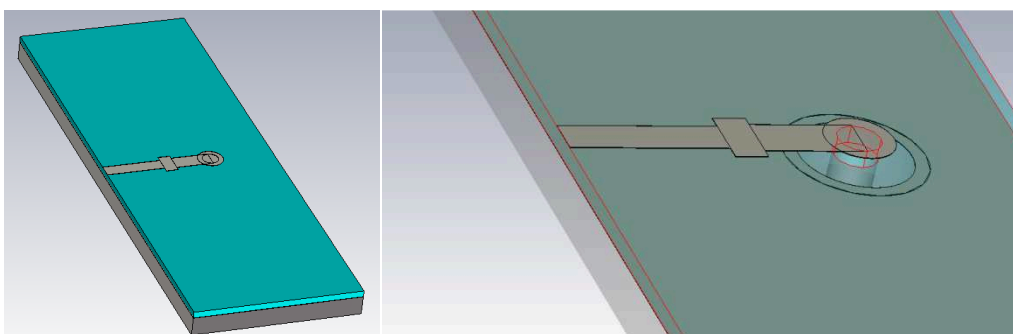


Figura 77: Adaptación de transiciones coaxial-microstrip

A continuación se muestran los resultados de este diseño:

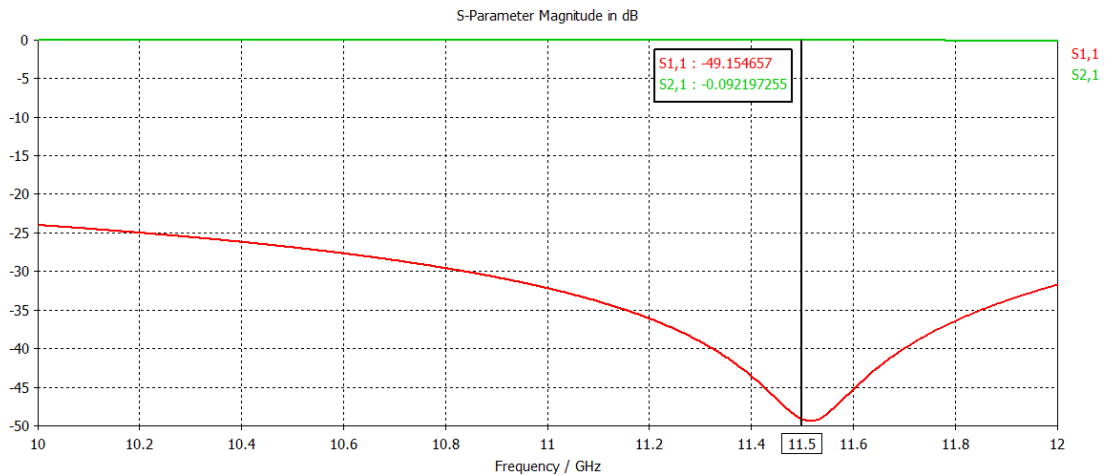


Figura 78: Adaptación y transmisión en transición coaxial-microstrip

Como se puede observar los resultados obtenidos son muy buenos en toda la banda y especialmente significativos a la frecuencia de trabajo, a la cual está optimizada la adaptación.

Estos datos de adaptación fueron exportados como el fichero de adaptación.s2p para su posterior manejo en la simulación de las dos transiciones conjuntamente.

En el siguiente punto se abordará el cambio de polarización de la antena debido a restricciones en el posterior diseño.

4.3.3. Diseño adaptación línea microstrip a parche

Como se ha mencionado en el punto anterior, la distancia entre el conector y el parche era demasiado estrecha y por ello se optó por prolongar las líneas que nacían en el conector rotándolas con respecto al eje del parche.

Siguiendo con el razonamiento anterior y debido a que ahora sí quedaban los 5.4mm de espacio se procedió a simular una adaptación en línea microstrip en forma de S hacia el parche. Nada más simular el primer codo de la línea y comprobar que estaba muy próximo al parche hubo que repensar el modo de abordar la alimentación al parche. Y como habíamos hecho anteriormente se rotó noventa grados la alimentación al mismo, cambiando así la polarización de la antena. Esta vía era la única forma de subsanar y resolver el problema de las adaptaciones en un espacio tan reducido. Se sabía que harían falta dos codos, pero al menos estarían retirados una distancia mucho mayor dando más margen al parche.

Por ello tras decidir esta forma de actuar se simularon tres transiciones salientes al parche. En ambos casos iguales a la transición anterior, y con el fin de reducir al máximo los valores que sumaban todas las transiciones, ya que el espacio en sentido vertical a la placa, aunque era mucho mayor que el dejado entre parches, también estaba acotado y había que pensar también en las pistas de control del desfaseador.

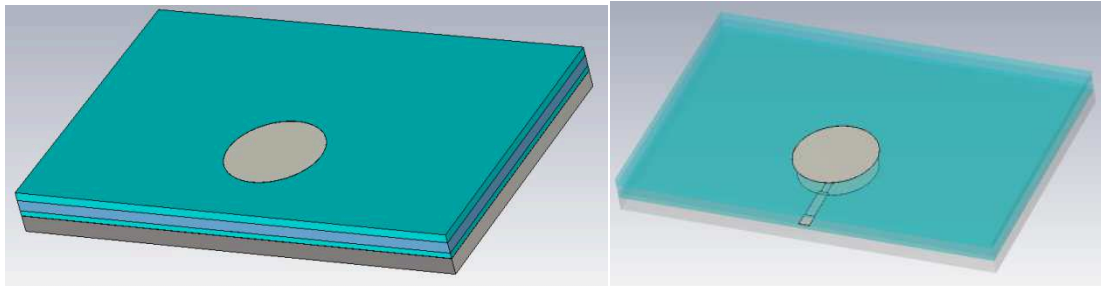


Figura 79: Estructura del parche simulado

Finalmente se obtuvo una adaptación con tan solo una línea de transición y otra línea de impedancia característica, que sumadas daban una longitud de **7.5mm**, con motivo de hacer coincidir las dos adaptaciones para que estuvieran alineadas las pistas microstrip con los pads de RF del desfasador.

Cabe destacar que dicha distancia no se podía minimizar, por motivos de desadaptación y tampoco maximizar por motivos mecánicos, debido a un taladro de teflón M3 de sujeción de la antena con la tapa de aluminio y con todos los sustratos.

A continuación se muestra el resultado final de la adaptación:

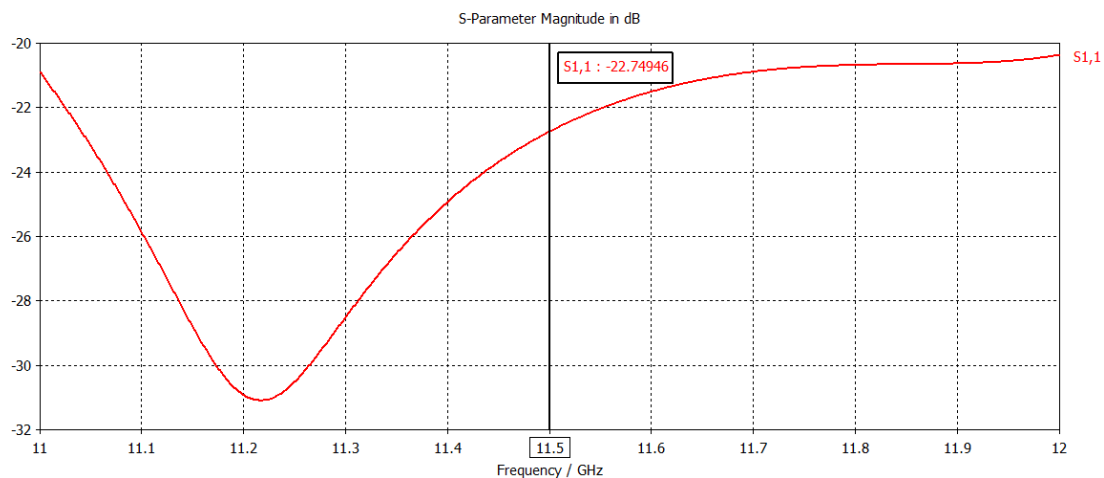


Figura 80: Adaptación y transmisión microstrip-parche

En esta simulación tan solo se tiene el valor de S11 ya que sólo tenemos un puerto, la propia línea microstrip lo que nos da una idea de cuanta señal se refleja y cuanta se ha radiado por el parche. Como podemos observar la adaptación en toda la banda está por debajo de -20dB, lo cual son unos buenos resultados, decayendo en 11,2 GHz en donde tenemos un punto de inflexión el cual tratamos de mover hacia nuestra frecuencia de trabajo pero sin éxito.

En este caso también exportamos los parámetros S el fichero de adaptación.s1p, para su posterior manejo con la transición total en otro software.

4.3.4. Diseño conexión líneas microstrip a desfasador

A continuación se diseñaron por medio de simulaciones las líneas de unión en ángulo de la alimentación a los desfasadores. Para ello se importaron de CST a ADS los ficheros de parámetros S, en el caso de la transición coaxial-microstrip teníamos fichero .s2p y en el caso de la transición microstrip-parche .s1p.

Para comenzar volvemos a importar y a simular por separado en ADS las transiciones ya adaptadas en CST para comprobar que ofrecen los valores prácticamente idénticos, y así tener la certeza que al realizar la unión entre ellos se adaptaba todo de forma conjunta.

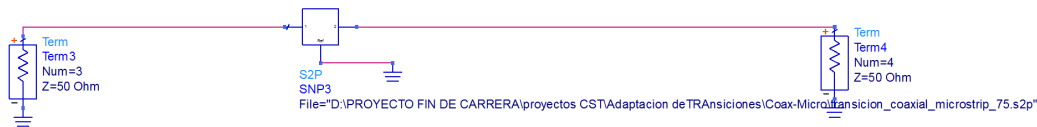


Figura 81: Layout transición coaxial-microstrip

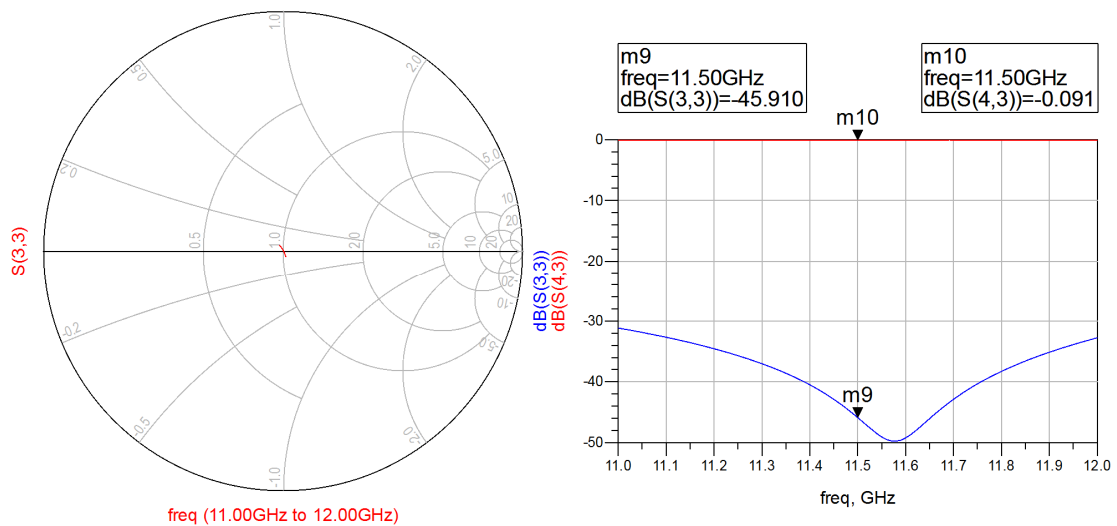


Figura 82: Adaptación transición coaxial-microstrip

Como se observa esta transición se encuentra totalmente adaptada con unos valores de adaptación muy buenos por debajo de -30dB en toda la banda. Esta adaptación es bastante importante que sea perfecta ya que es la primera del conjunto de transiciones previsto, y por tanto de esta forma no se acotan los valores de señal finales.

La forma de la curva es prácticamente idéntica a la generada en CST salvo por el desplazamiento en 100MHz de el punto mínimo de adaptación.



Figura 83: Layout transición microstrip-parche

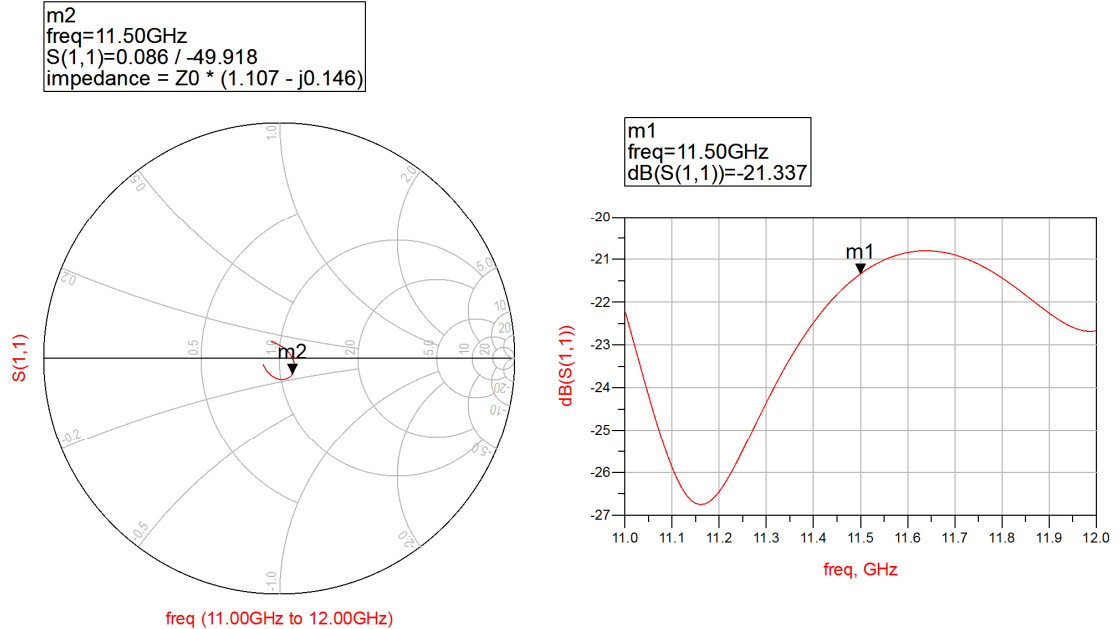


Figura 84: Adaptación transición microstrip-parche

Al igual que en la transición anterior, los valores obtenidos en esta son prácticamente idénticos a los obtenidos con CST, y también son unos valores más que aceptables aunque esta adaptación si dependerá de la transición anterior que a continuación mostramos. Por ello es también bastante importante que esté adaptada de forma correcta, pero nos vemos influidos por el cúmulo de las adaptaciones posteriores que generarán un empeoramiento de la señal.

A continuación mostramos la unión de las dos transiciones anteriores, al inicio y al final de la posición de los desfases.

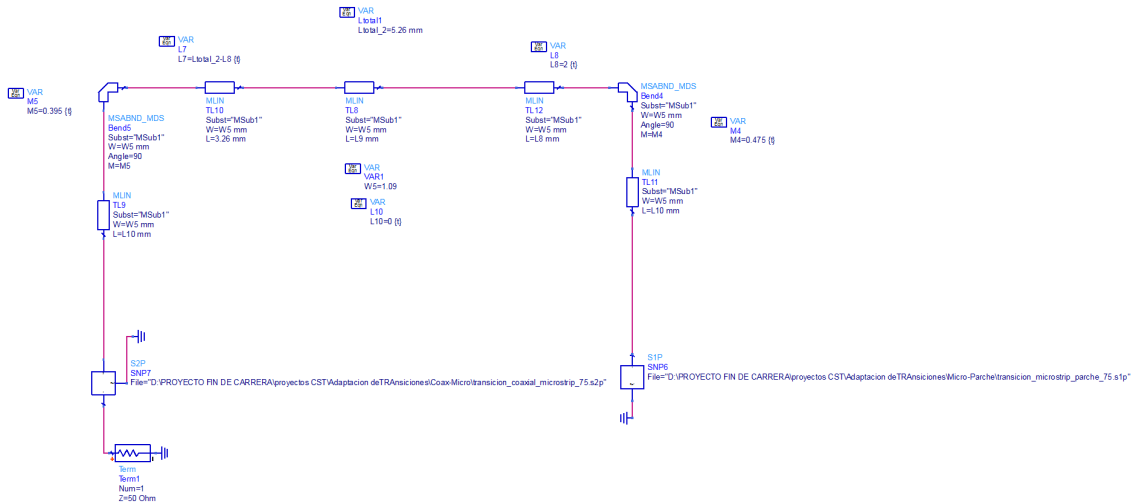


Figura 85: Layout final del conjunto de transiciones

Cabe destacar que el desfaseador se ha sustituido por línea de 50 para dicha adaptación ya que en la hoja de datos nos proponían ese valor de impedancia para el mismo. Por tanto aunque dicho desfaseador tiene unas pérdidas aún por conocer, para dicha simulación propondremos una línea con las mismas pérdidas que las adyacentes.

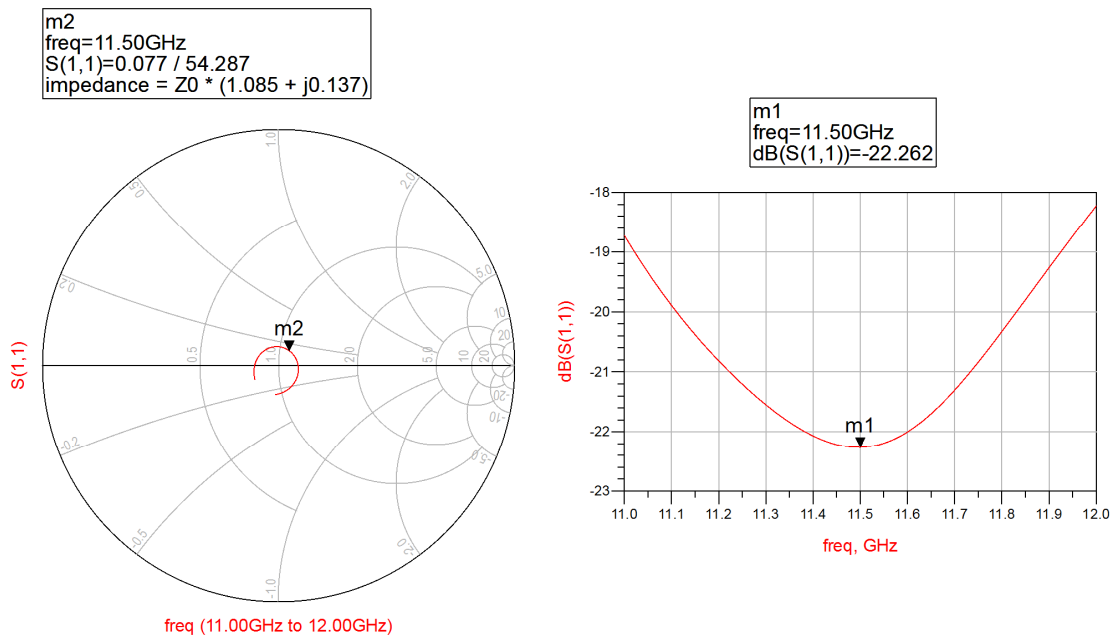


Figura 86: Adaptación final simulada del conjunto de transiciones

Como podemos ver la adaptación realizada por medio de dos codos y tres tramos de líneas de 50 se obtienen unos valores muy buenos, menos de -18dB, en todo el ancho de banda. Dicha adaptación es el resultado de la unión de las dos anteriores y de estos últimos tramos de líneas.

Como hemos mencionado, existe en el centro entre los codos un tramo de línea de 50 de 4mm que se ha de sustituir por el desfaseador en el montaje físico. Una vez realizado dicho montaje

se medirán los parámetros S del mismo y podremos conocer con bastante exactitud cuánto empeoran dichas transiciones por el hecho de añadir dicho componente.

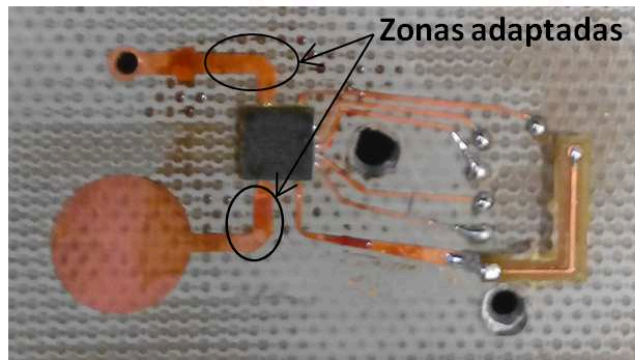


Figura 87: Foto del resultado final construido

4.4. Diseño del array de parches

4.4.1. Diseño del array de desfases en estructura microstrip.

4.4.1.1. Introducción.

Como una buena forma de abordar el tema del array de desfases+parches se propuso realizar una placa en la que sólo se dispusiera de la parte de elementos electrónicos con el fin de poder medir y conocer cómo iban a ser nuestros resultados posteriores con la unión de la etapa RF y DC.

Para ello se realizó una placa con tres desfases con entrada y salida de RF por medio de conectores SMA, definidos en el punto posterior. Este diseño fue modificado sólo en cuanto a la sustitución de los conectores de salida por los parches radiantes, ya que en esta placa era necesario colocar líneas microstrip acabadas en un conector coaxial para su medida.

El motivo fundamental de la construcción de esta placa era el poder medir los parámetros S_{21} de cada desfase por separado y comprobar el funcionamiento previo de esta estructura. Dichos parámetros fueron medidos en los dieciséis estados posibles de fase, y en cada uno de los tres desfases de forma individual.

También se propuso este tipo de placa para verificar el buen funcionamiento en la alimentación de los tres desfases. Y sobre todo para tener una medida clara de los movimientos de desfase en cada uno de los estados posibles, así como de sus desviaciones. Todo ello se compara con la placa de evaluación de este PFC y con la hoja de datos del fabricante.

4.4.1.2. Diseño, funcionamiento y pruebas realizadas con dicha estructura.

La depuración del diseño de esta placa fue llevada a cabo tras la realización de varios diseños con distintas situaciones y componentes distintos en placas construidas en el taller de la EPS.

Como se mencionó anteriormente, el hecho de añadir un componente de conmutación (switch triestado) distinto cambia gran parte del diseño con respecto al generado y depurado en las placas de evaluación. Pero como quedó explicado en puntos anteriores, dicho componente nos proporciona unas ventajas muy grandes con respecto al anterior. Por una de las principales mejoras obtenidas han sido con respecto a este componente aunque no la única.

También tras comprobar que la soldadura de los desfasadores en serie podía llegar a ser muy problemática, se propuso una habilitación de las alimentaciones a cada desfasador de forma paulatina por medio de resistencias de 0 puentes. El funcionamiento es el siguiente:

1. El primer desfasador se suelda a la placa fabricada y la alimentación le llega de forma directa.
2. Se comprueba que efectivamente funciona correctamente y se mide.
3. Se sueldan dos resistencias que puentean la habilitación de +5V y -5V hacia el segundo desfasador, con lo que ahora están los dos primeros alimentados.
4. Se suelda y comprueba que el segundo desfasador funciona correctamente.
5. Se vuelven a efectuar los pasos 3 y 4 para el tercer desfasador.

Con este tipo de alimentaciones descartamos de forma aislada y rápida si la placa construida de tres desfasadores funciona correctamente, ya que de otra forma con todo soldado y alimentado de forma conjunta no podíamos ver dónde fallaba el circuito, lo cual nos hacía volver a construir otra placa con el consiguiente gasto de componentes y materiales.

Otro de los aspectos que se tuvieron finalmente en cuenta es la modularidad de la primera pareja de desfasadores. Se generó una ventana básica de switch+alimentaciones+desfasadores. Se depuró la circuitería asociada de tal forma que en posibles placas posteriores con N desfasadores, se pudiera reproducir directamente dicho diseño con un espaciado determinado.

Por tanto este es el mismo diseño que se realizará en la placa de tres desfasadores + tres parches posteriormente. Salvo que naturalmente, en esta placa se eliminarían las líneas de salida

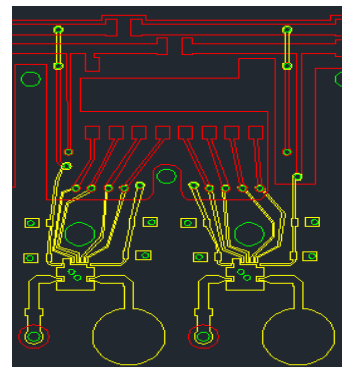


Figura 88: Apreciación de la modularidad por parejas

microstrip RFout a coaxial sustituyéndolas por líneas microstrip al parche de alimentación.

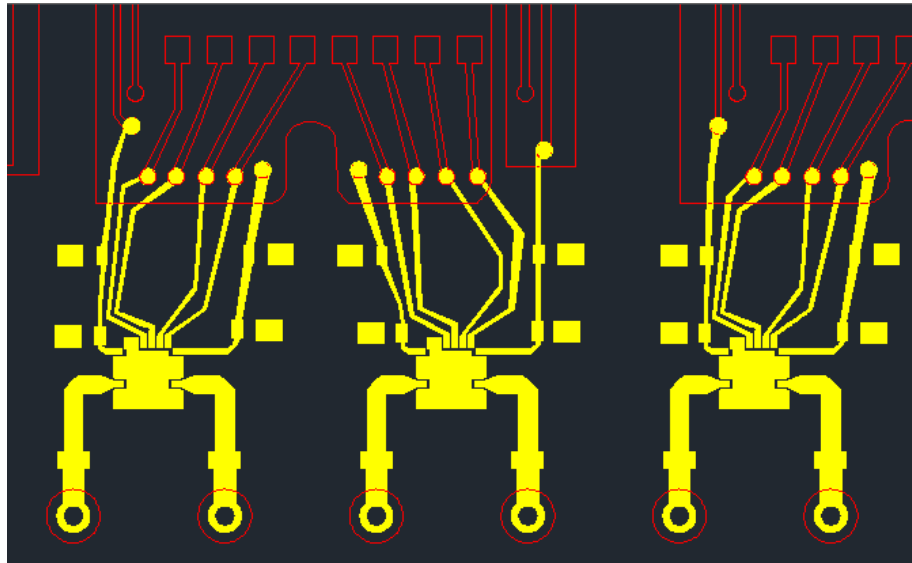


Figura 89: Diseño en AutoCAD placa de tres desfasadores

En esta placa tendremos la pareja antes descrita y otro desfasador más para poder tener dos medidas una de un desfasador con sólo otro a un lado, y otra de un desfasador con dos en sus extremos como será en la estructura de la antena final.

4.4.1.3. Medidas y resultados finales.

Las medidas finales se realizaron con el analizador de redes comprobando valores de parámetros S en módulo y sobretodo en fase como veremos a continuación.



Figura 90: Fotos de montaje y medición finales para la placa de tres desfasadores

En estas medidas no hacen falta cargas ya que los desfasadores se encuentran eléctricamente separados por medio de las resistencias, y por tanto no se influyen unos a otros.

A continuación se muestran las distintas medidas para los tres desfasadores propuestos:

❖ Desfasador Nº1

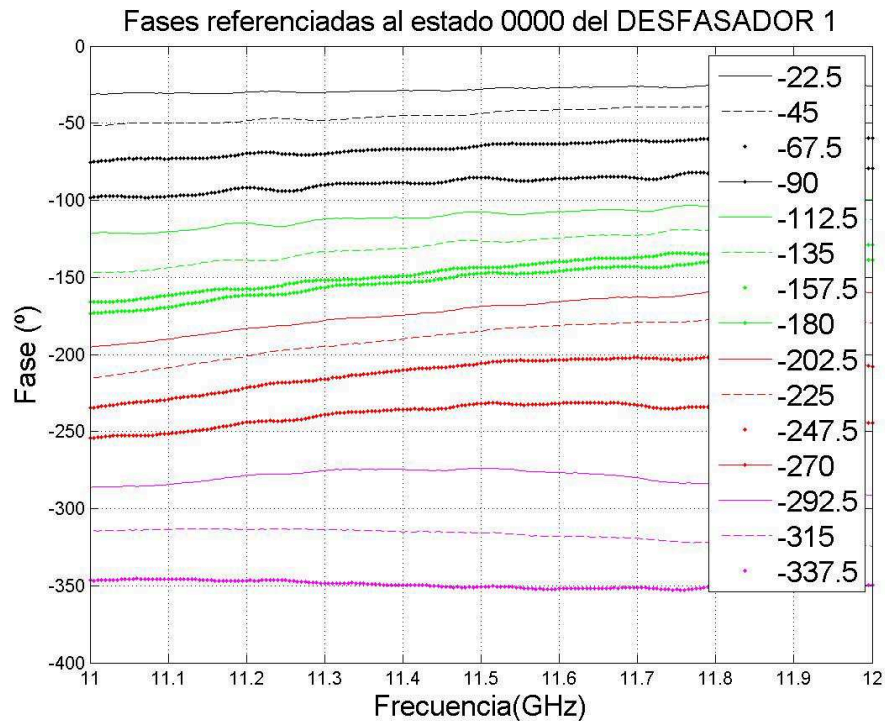


Figura 91: Fases medidas placa tres desfasadores para el primer desfasador

| | | | | | | | | |
|-----------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -27.94 | -43.82 | -64.54 | -85.3 | -107.7 | -126.6 | -143.7 | -147.7 |
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 | |
| Real(°) | -168.1 | -184.7 | -205.9 | -231.8 | -274 | -315.6 | -350.9 | |

Tabla 16: Fases 1º Desfasador a 11.5 GHz

Las fases obtenidas en este desfasador proporcionan unos valores muy parecidos a los obtenidos en la placa de evaluación. En fases superiores el desvío de fase es mucho mayor que en fases inferiores, y esto es así por la interacción de los cuatro bits en estado alto.

Aún con todo ello, vemos que sigue bastante fielmente y en muchos casos de forma casi plana una determinada fase aunque esta difiera en varios grados.

También se aprecia especial variación cuando se activa el bit más significativo dotando al desfasador de todas las fases de menos de -180° . En el cambio de estado de 0111 a 1000 se observa este comportamiento especialmente.

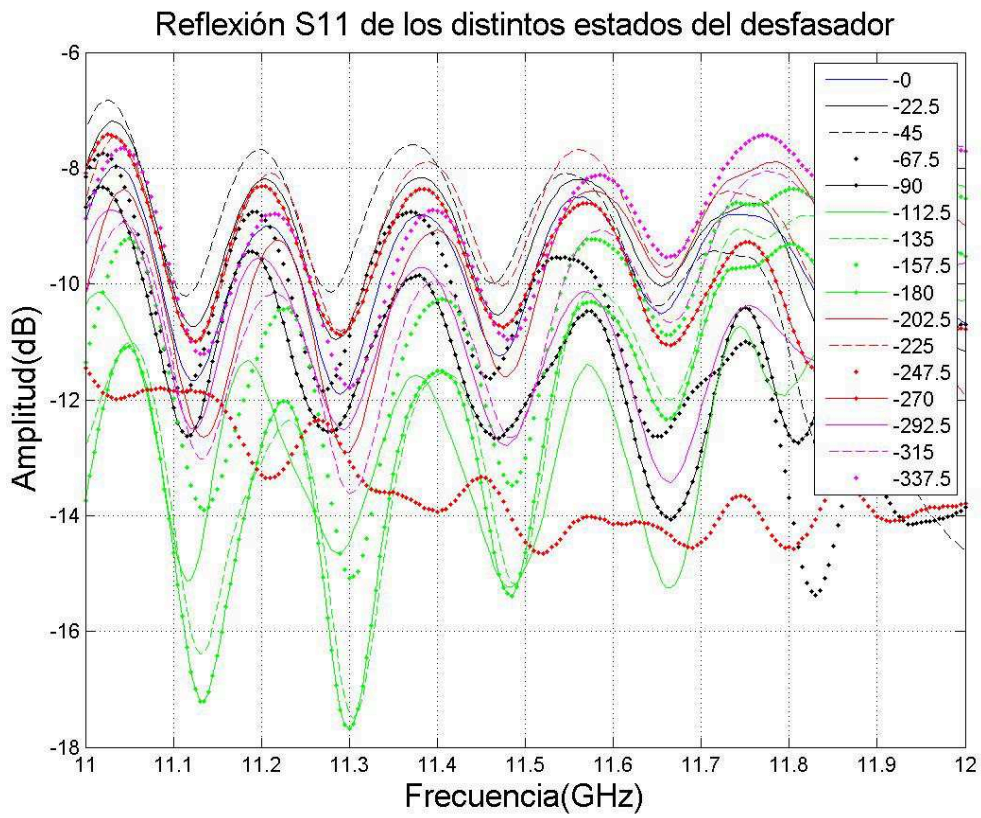
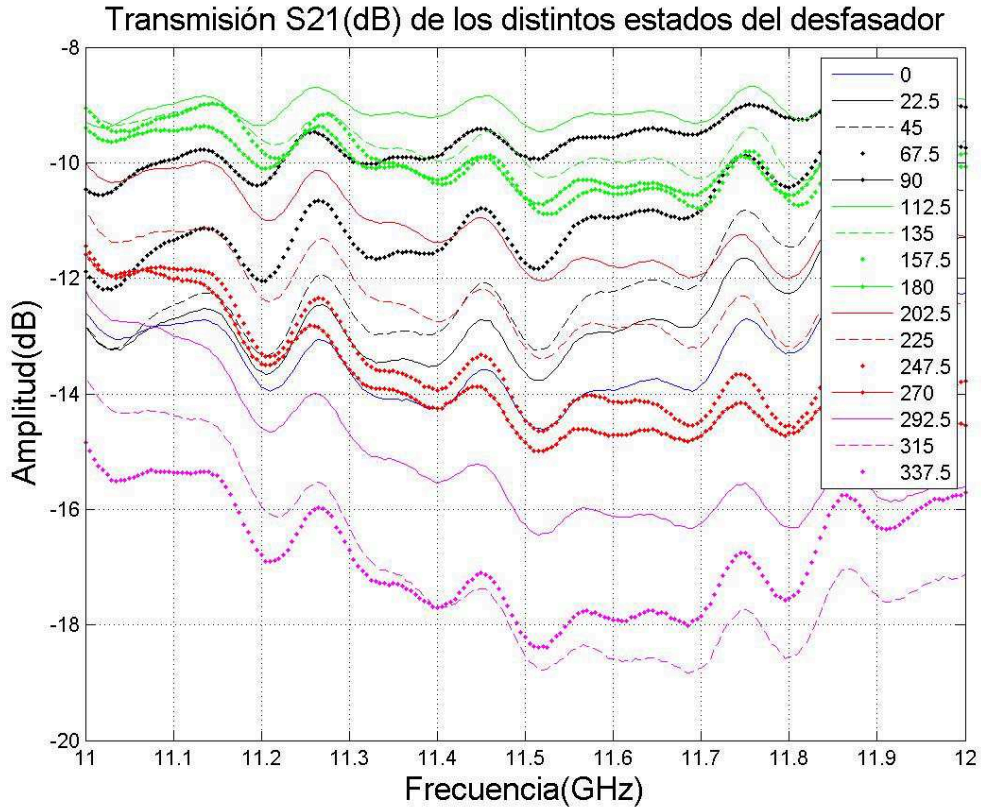


Figura 92: Parámetros S de cada estado

Como ya se esperaba ateniéndonos a los resultados obtenidos en la placa de evaluación, las pérdidas cuanto mayor es el estado se ven incrementadas de forma notable. Por el contrario también ocurre que en la combinación de distintos estados las pérdidas se minimizan, un comportamiento al que no se le ha encontrado explicación.

Los peores resultados se nos muestran en combinaciones del bit más significativo, curvas en morado, observando que en los últimos tres estados tenemos unos valores muy altos de pérdidas de señal.

❖ Desfasador N°2

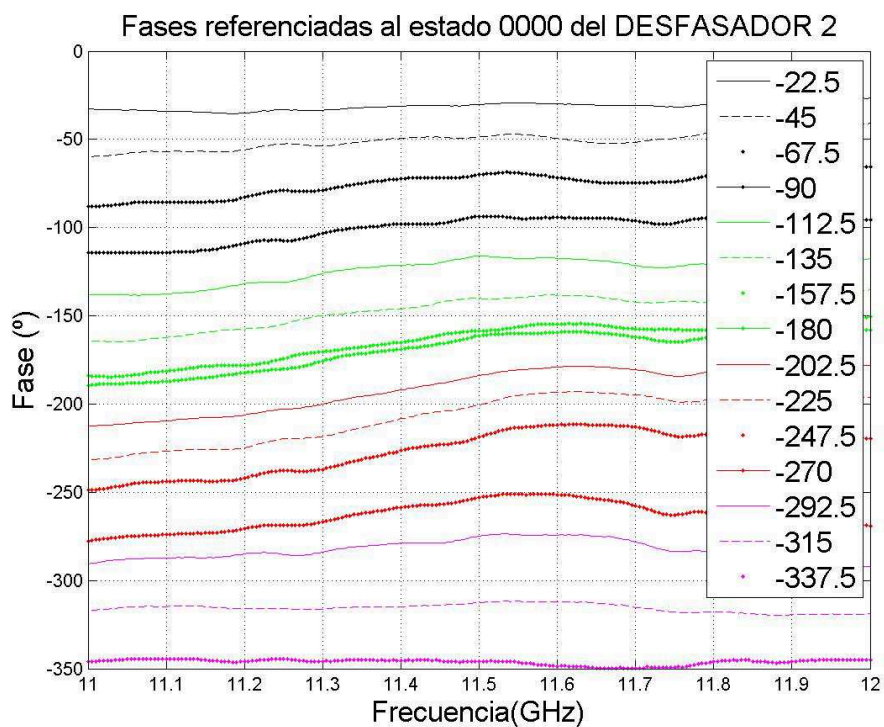


Figura 93: Fases medidas placa tres desfasadores para el segundo desfasador

| | | | | | | | | |
|-----------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -30.32 | -48.46 | -69.87 | -93.7 | -116.3 | -140.3 | -161.6 | -183.9 |
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 | |
| Real(°) | -183.9 | -200.8 | -218.7 | -274.7 | -274 | -312.6 | -345.8 | |

Tabla 17: Fases 2º Desfasador a 11.5 GHz

De nuevo las fases obtenidas en este segundo desfasador son bastante aceptables, e incluso mejores que las de la placa de evaluación y primer, e incluso tercer desfasador como veremos a continuación.

Se observa el mismo comportamiento con el bit más significativo, lo cual refuerza la teoría de a estados mayores de fase más variabilidad y como veremos a continuación, también más pérdidas.

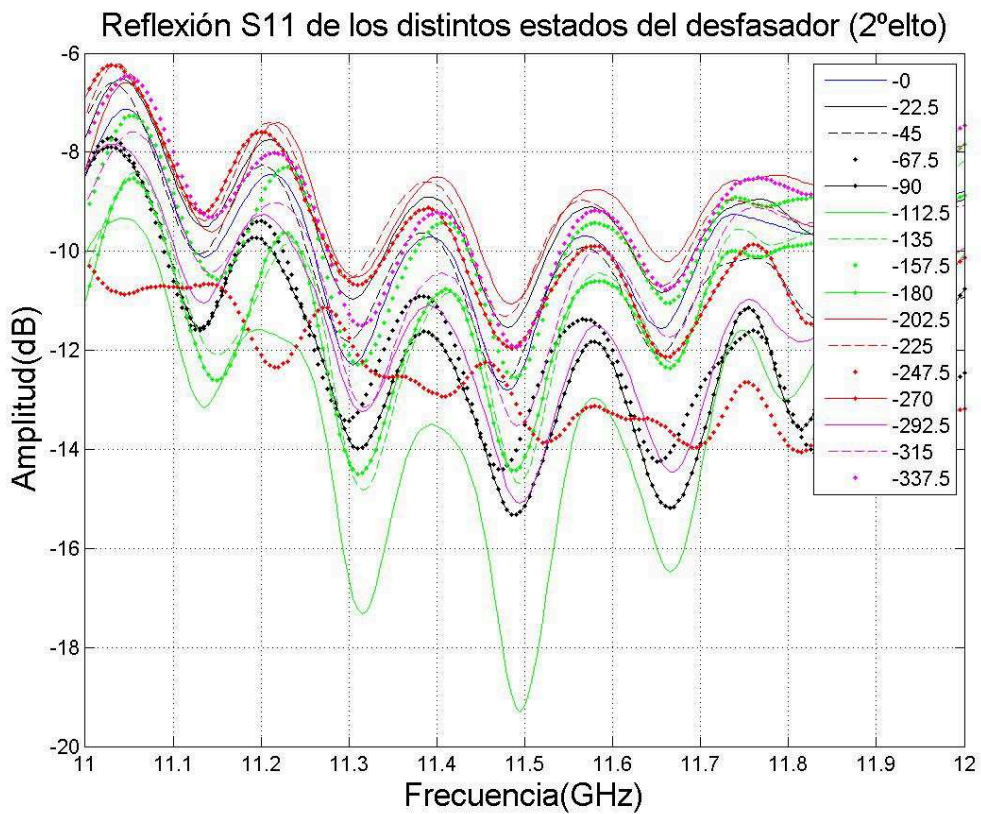
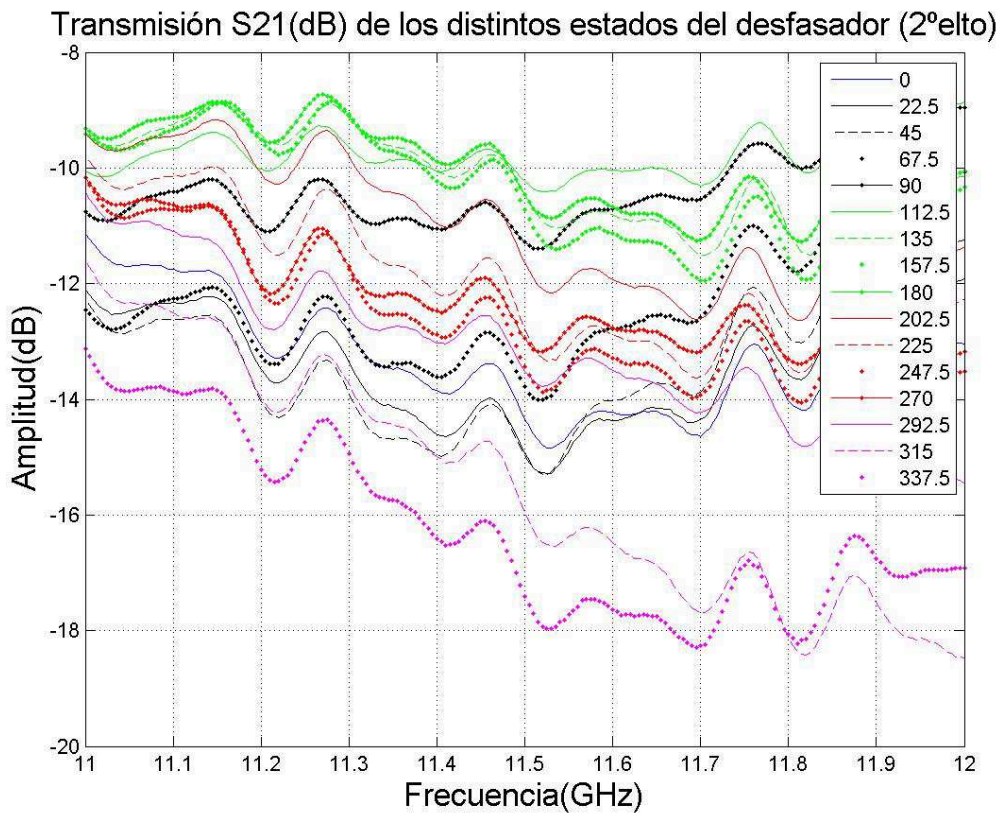


Figura 94: Parámetros S de cada estado para el segundo elemento

Como ya ocurría en el caso anterior, los estados más altos tienen muchas más pérdidas ofreciendo unos resultados difícilmente manejables. Por el contrario, dichos estados no muestran una desadaptación a la entrada, lo cual nos hace pensar que se deba a la variabilidad interna del propio desfasador en dichos estados.

A continuación comprobaremos por tercera vez, si estos resultados se vuelven a repetir.

❖ Desfasador N°3

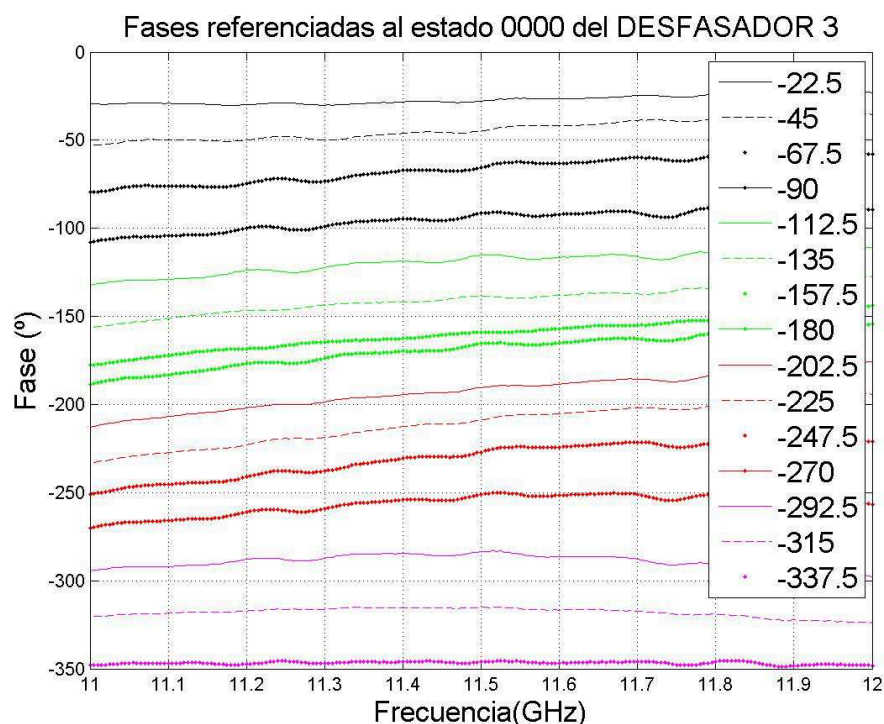


Figura 95: Fases medidas placa tres desfasadores para el tercer desfasador

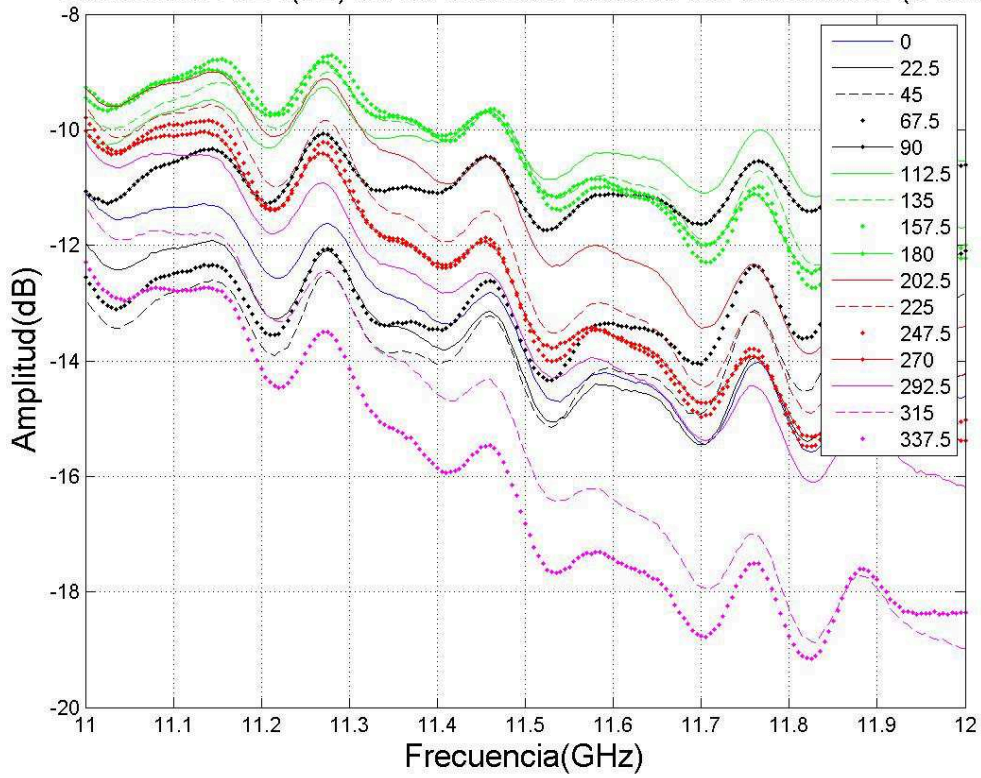
| | | | | | | | | |
|------------------------|---------------|-------------|---------------|-------------|---------------|-------------|---------------|-------------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -27.96 | -44.79 | -65.33 | -91.5 | -115.1 | -138.7 | -159.1 | -165.4 |
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 | |
| Real(°) | -190.4 | -208.4 | -227 | -250.7 | -283.5 | -315.2 | -346 | |

Tabla 19: Fases 3º Desfasador a 11.5 GHz

Estas curvas de fase son algo más planas que todas las obtenidas con anterioridad, pero tienen un desvío mucho mayor en las fases que van de -112.5° a -292.5°. Por tanto estos resultados no son los más idóneos para comparar el funcionamiento del desfasador en esta placa.

Este comportamiento quizá viene dado por la conexión en paralelo simultánea de los otros dos desfasadores, los cuales se encuentran alimentados y funcionando a la par. Pero realizadas varias medidas con el multímetro no se apreciaron decaimientos de las alimentaciones, por tanto ha de ser debido a la suma de dos contribuciones de señales RF contiguas, a acoplos de señal.

Transmisión S21(dB) de los distintos estados del desfasador (3ºelto)



Reflexión S11 de los distintos estados del desfasador (3ºelto)

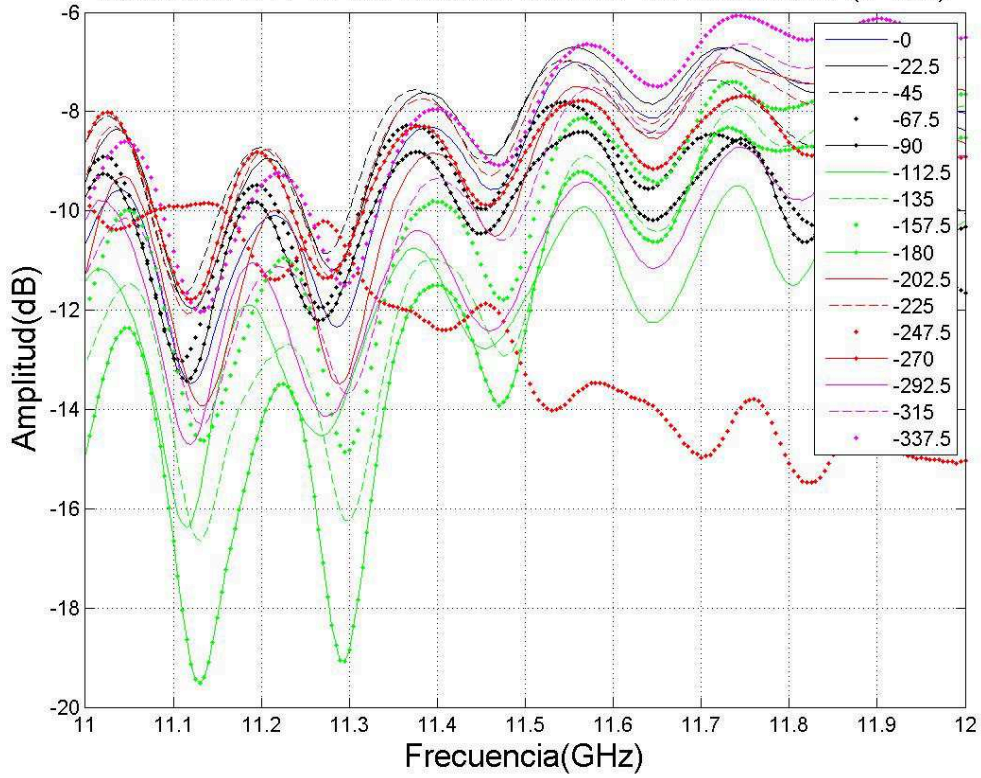


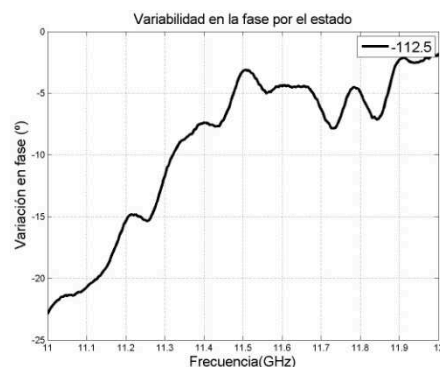
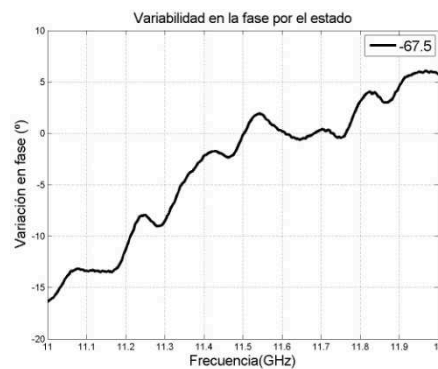
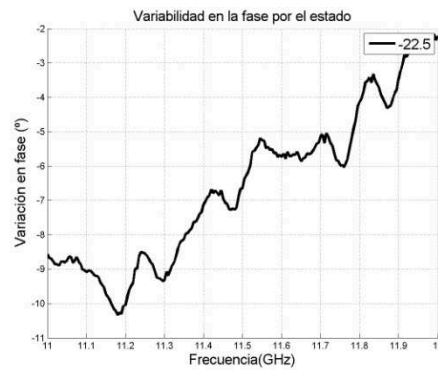
Figura 96: Parámetros S de cada estado para el tercer elemento

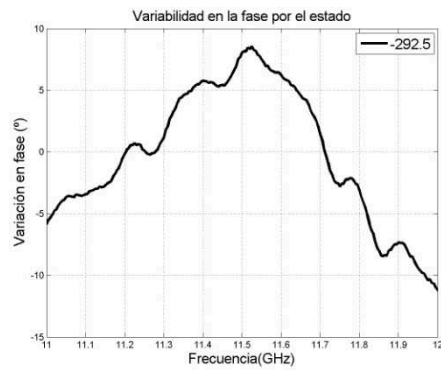
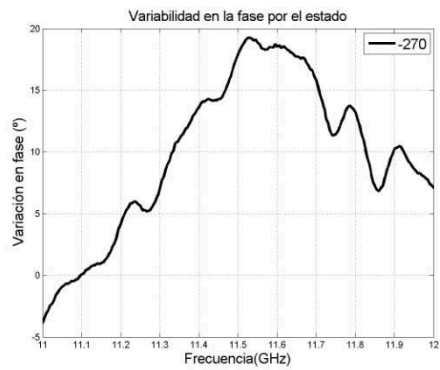
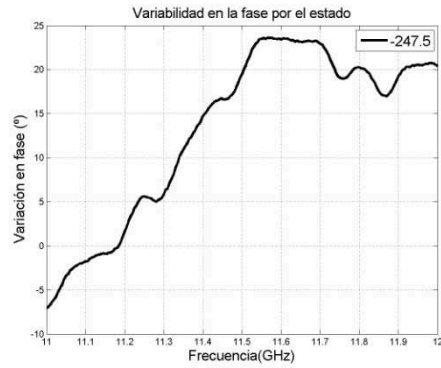
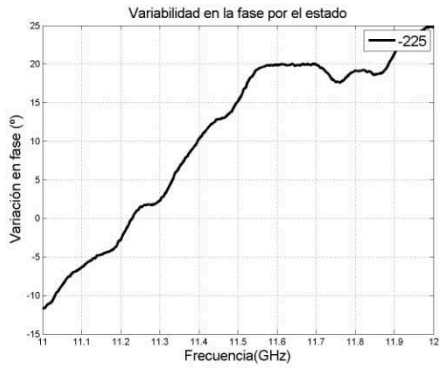
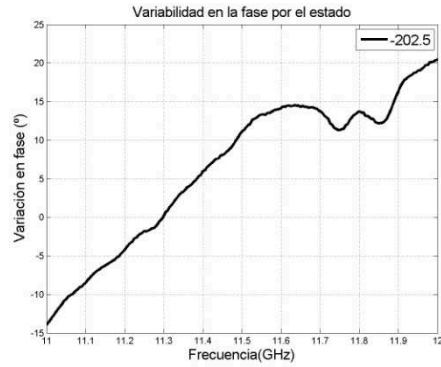
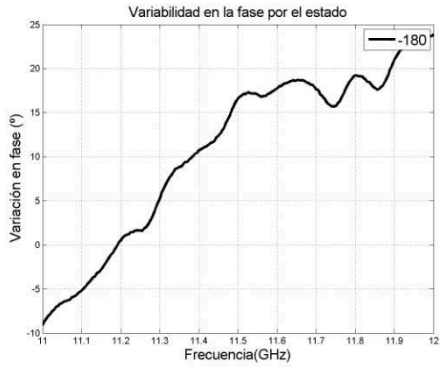
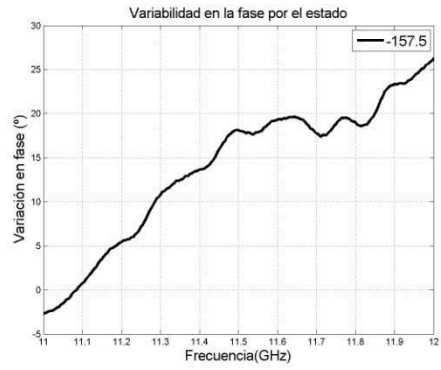
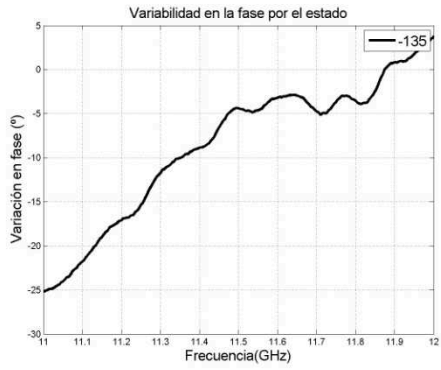
Comprobado queda que en la transmisión los estados mayores son los que más pérdidas ofrecen.

Este tercer es el que peores resultados ofrece en cuanto a adaptación al desfasador. Ello puede ser debido tanto a temas de soldado como a posibles variaciones de tensión al trabajar de forma simultánea los tres desfasadores en paralelo. Dicha característica será comprobada en los apartados posteriores en los que uniremos esta placa a la parte radiante de parches.

Como aclaratorio a la variación en los distintos estados de fase en toda la banda de frecuencias, se muestran unas serie de gráficas que tienen como objetivo comparar los resultados medidos en cuanto a la variabilidad en el estado de fase, con dicho estado y la variabilidad marcada por el datasheet del componente.

A continuación se muestra la variabilidad de los diferentes estados de fase en media para los tres desfasadores:





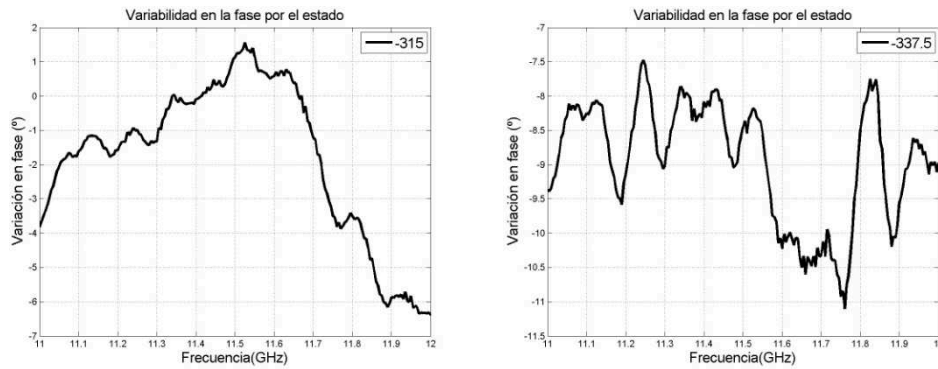


Figura 97: Variabilidad entre los distintos estados de fases propuestos

Estas gráficas muestran cómo varía cada una de las fases en media dependiendo del estado en el que nos encontremos. Por ejemplo en el estado de -180° a 11,5GHz tendremos una fase real de $-180^\circ + 17^\circ$, es decir de -163° .

El estado de fase de cero no se muestra porque se ha tomado como referencia para referenciar cada una de las fases.

| | | | | | | | | |
|------------------------|--------------|------------|--------------|------------|---------------|-------------|---------------|-------------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -29.1 | -46.4 | -67.7 | -92.6 | -115.6 | -139.4 | -139.7 | -164 |

| | | | | | | | |
|------------------------|---------------|-------------|---------------|-------------|---------------|-------------|---------------|
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 |
| Real(°) | -191.37 | -209.8 | -226.6 | -252.2 | -284.3 | -314 | -345.9 |

Tabla 18: Fases en media medidas a 11.5 GHz

Cabe destacar que este comportamiento es cambiante a la hora de medir dichos desfases con configuraciones de cables de alimentación distintas, por lo que se realizaron varias medidas en días distintos y con configuraciones distintas de cables de alimentación para obtener una media de dicho comportamiento que es la que se muestra en la tabla anterior.

4.4.2. Diseño del array de tres parches.

4.4.2.1. Introducción.

Como paso fundamental para comprender los posibles resultados finales y como primer paso a la hora de obtener los primeros datos sobre la parte radiante de nuestro diseño se nos propuso realizar una placa con un array de tres parches similar al diseño final de la placa ya descrito.

Para ello se diseñó una placa con la misma estructura de sustratos, la misma colocación y con la misma naturaleza a fin de reproducir fielmente el diseño final.

Esta placa es un primer paso, que junto con la placa construida en el apartado anterior, conformarán el diseño final que se ha venido gestando a lo largo de este PFC.

Por tanto en suma, los resultados de la placa anterior, funcionamiento de la parte circuital, desvíos de fase y distintas medidas de reflexiones, así como los resultados medidos en esta, medidas de reflexión, acoplamientos y radiación, nos proporcionarán todos los resultados necesarios para realizar todo tipo de comparaciones en el diseño final.

La placa requerida para este diseño es la que se muestra a continuación, en el siguiente apartado queda explicado su diseño y funcionamiento.

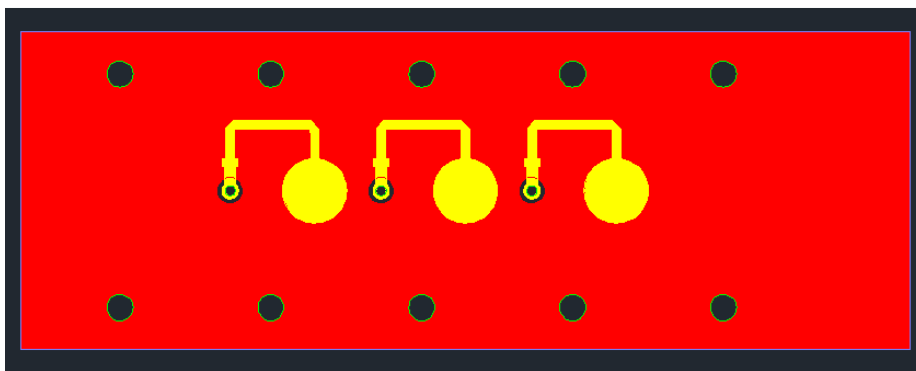


Figura 98: RF-35 0.508mm Parches inferiores

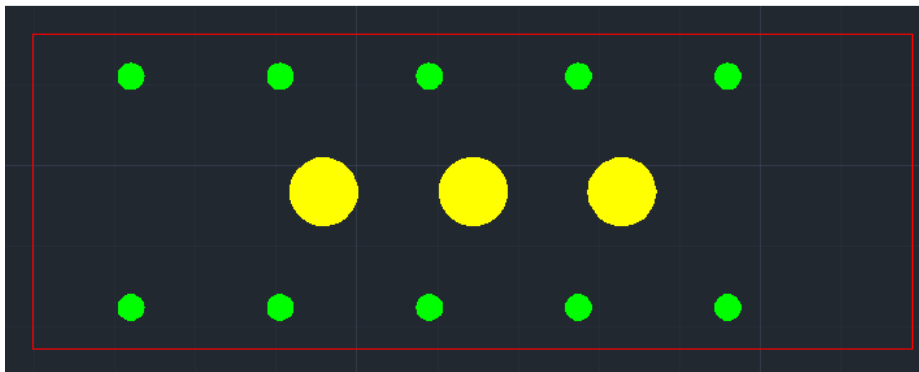


Figura 99: RF-35 0.762mm Parches superiores

4.4.2.2. Diseño, funcionamiento y pruebas realizadas con dicha estructura.

El diseño es el mismo que el realizado en la placa de tres desfasadores y tres parches realizado anteriormente. Salvo que en esta placa se eliminan los desfasadores, sustituyéndolos por líneas microstrip de impedancia característica y por tanto al no haber desfasadores se elimina toda la circuitería asociada a los mismos, es decir, sólo se dispondrá de conector coaxial, línea microstrip de transición y parche.

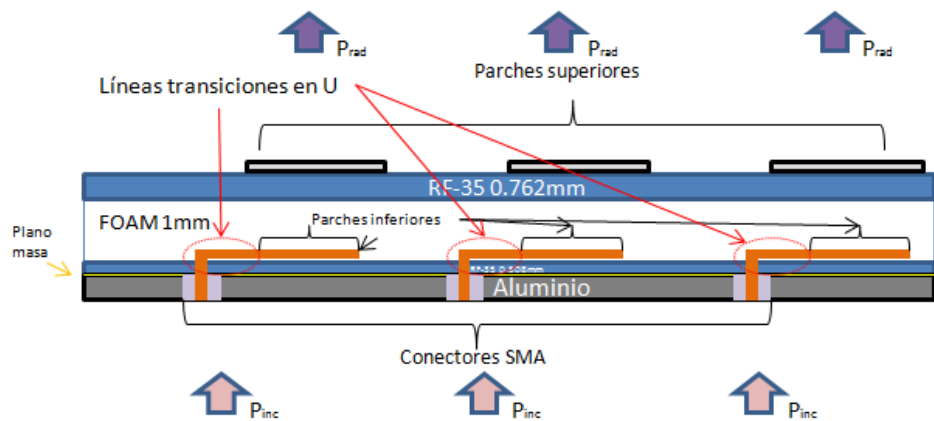


Figura 100: Esquema funcionamiento placa de tres parches

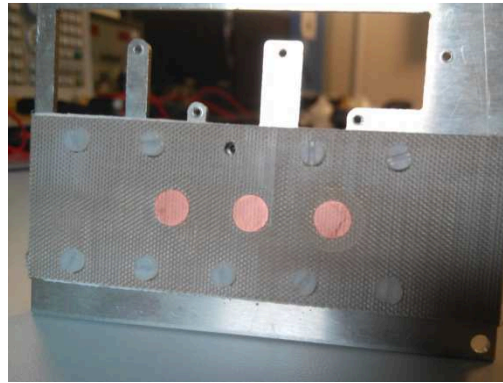


Figura 101: Montaje placa de tres parches simples

4.4.2.3. Medidas y resultados finales.

Las medidas abordadas en esta placa de tres parches han sido realizadas de dos formas distintas. Las primeras medidas de acoplamiento y reflexiones fueron hechas con el analizador de redes y las segundas, medidas de radiación dentro de la cámara anecoica como se explicará más adelante.

Nos ocuparemos ahora de las medidas realizadas sólo con el analizador de redes. Realizamos distintas medidas de parámetros $.s_{1p}$ y $.s_{2p}$ numerando los parches en orden creciente según una hipotética alimentación. Para ello fueron colocadas cargas características en las entradas de los conectores coaxiales que no se estaban midiendo con el fin de obtener la respuesta en reflexión a cada uno de los parches, parámetros $.s_{1p}$.



Figura 102: Cargas de 50 ohm

También realizamos las medidas de acoplamiento mutuo por cada combinación de parches, es decir, se elige un parche emisor puerto 1 y se va moviendo el puerto 2 a los dos receptores posibles, con lo que nos quedan seis combinaciones con parámetros .s2p.

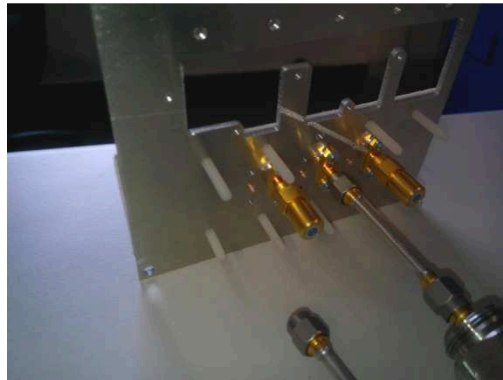


Figura 103: Medidas de la reflexión del parche central

A continuación se muestra la simulación obtenida en reflexión de un parche simple sin desfasador mediante el software de cálculo electromagnético CST. Comparándola directamente con los resultados obtenidos en ADS cabe destacar que, mientras que en ADS la simulación nos proporcionaba unos valores de reflexiones por debajo de -18dB en toda la banda de trabajo, ahora tenemos unos valores de -12dBs en dicha banda. Y que como antes, a la frecuencia de trabajo teníamos una adaptación de -22dB y ahora prácticamente -18dB a la misma frecuencia.

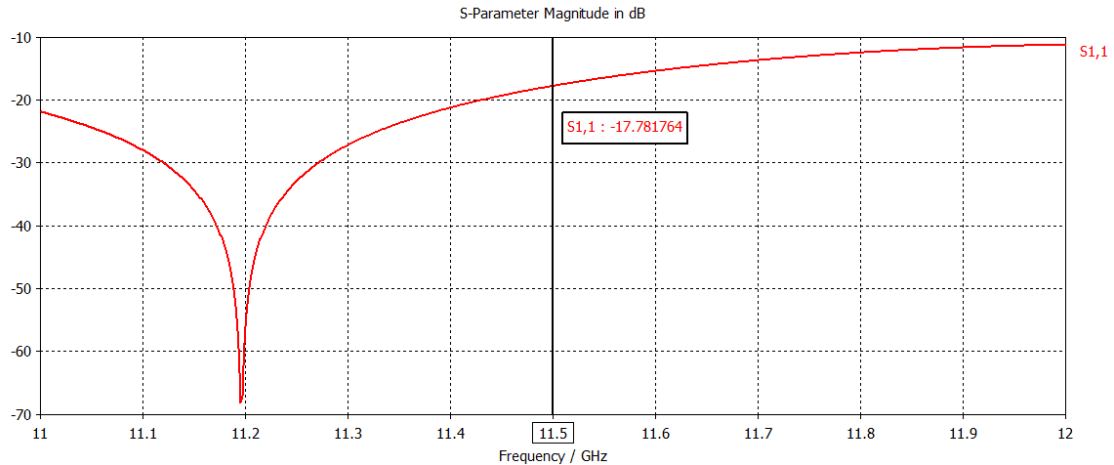


Figura 104: Reflexión a la entrada de un parche simulada con CST

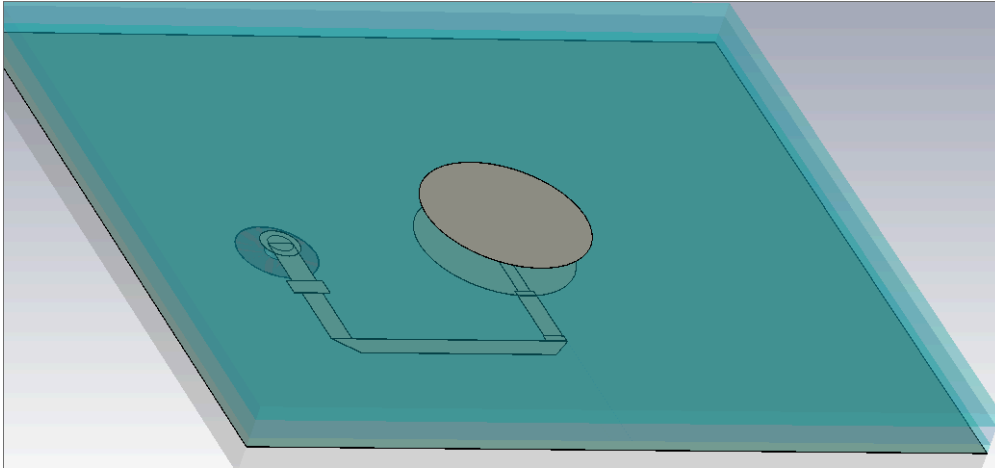


Figura 105: Estructura parche simple (sin desfasador)

La estructura de parche simulada en CST es la misma que la simulada por separado con las transiciones adaptadas en cuanto a microstrip-parche y coaxial-parche. Las diferencias en cuanto a la simulación de ADS son básicamente las condiciones de contorno en ADS frente a una representación electromagnéticamente más realista por parte de CST.

Por regla general esta comparativa no nos trastoca los resultados esperados, ya que en la frecuencia de trabajo de una simulación a otra la variación es de aproximadamente 4dB, y en nuestro caso hemos tomado como buena adaptación valores de reflexión alrededor de -20dB.

A continuación se muestran las adaptaciones de los tres parches en carta de Smith para todo el ancho de banda disponible, de 11 GHz a 12 GHz.

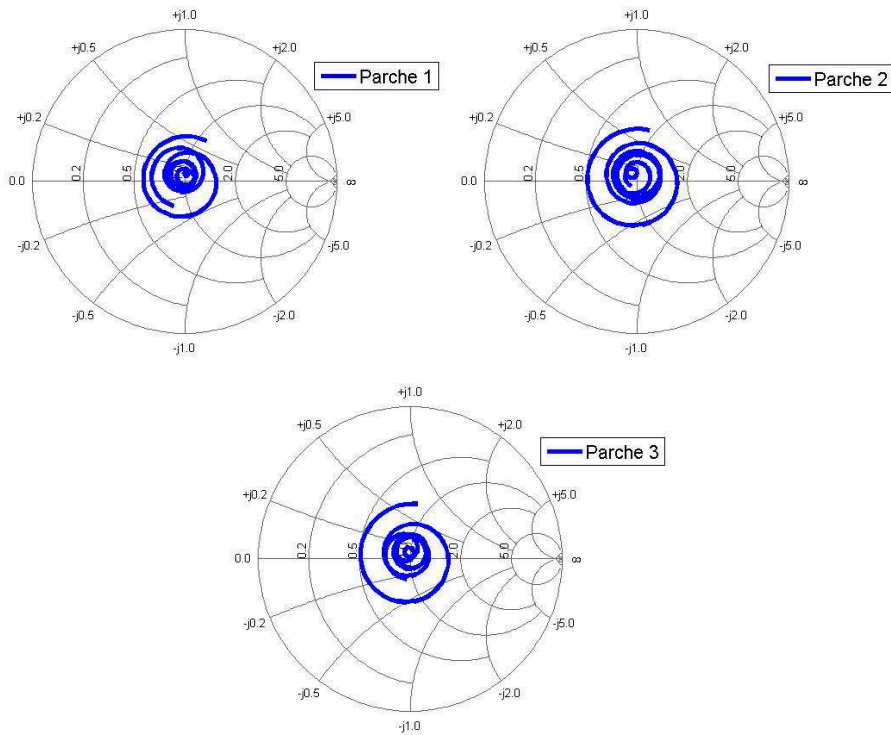


Figura 106: Adaptaciones en carta de Smith para los tres parches

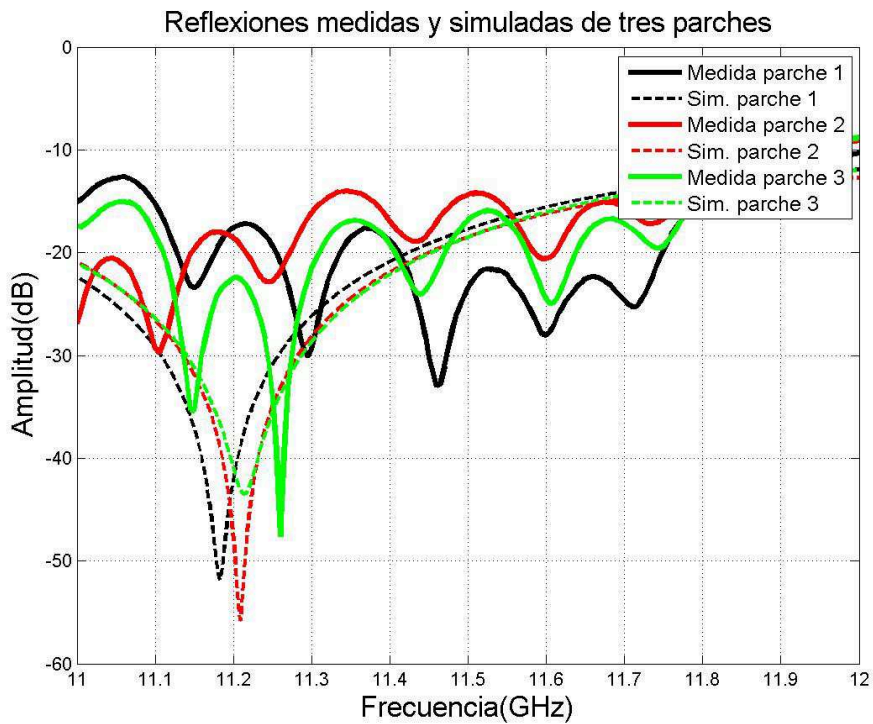


Figura 107: Reflexiones en toda la banda de trabajo de los tres parches

Gráficamente podemos ver que son resultados buenos prácticamente -10dB en todo el ancho de banda y que en la frecuencia central caen por debajo de -15dB. Dichos resultados son coherentes con los obtenidos por un parche sólo en CST. La simulación nos había

proporcionado unos valores de -17dB para la frecuencia de trabajo y unos valores poco realistas por debajo de -40dB en 11,2 GHz.

Como hemos podido comprobar después de la simulación con la construcción física, los resultados distan muy poco en cuanto a la región cercana a la frecuencia de trabajo, tan solo varía 2dB, y también a lo largo de todo el ancho de banda siendo el parche 3 el que más fiel es en cuanto a la simulación.

Otro aspecto importante en este tipo de medidas es comprobar el estado de acoplo mutuo entre parches. En un caso ideal se han separado una distancia tal que este acoplamiento llega prácticamente a anularse. En este caso disponemos de tres parches situados a la misma distancia con lo que podremos tener el acoplo de un parche hacia los dos adyacentes y de un parche de uno de los extremos hacia el otro de los extremos.

A continuación se muestra el nivel de acoplamiento mutuo en parches adyacentes. Cabe destacar que el parche 2 es el parche central el cual se ve rodeado a la misma distancia por parches adyacentes y que en ambos casos a la frecuencia central 11,5 GHz el acoplamiento es casi nulo cayendo por debajo de -33dB.

Las otras dos gráficas restantes muestran el acoplo del parche adyacente y del parche situado a dos veces la distancia de este. Como se puede observar es más perjudicial esta situación, que el caso anteriormente descrito. El parche más lejano perjudica más, 10dB en relación al más cercano. Aunque el parche más cercano obtiene mejores valores -37dB de acoplo, lo que puede considerarse prácticamente nulo.

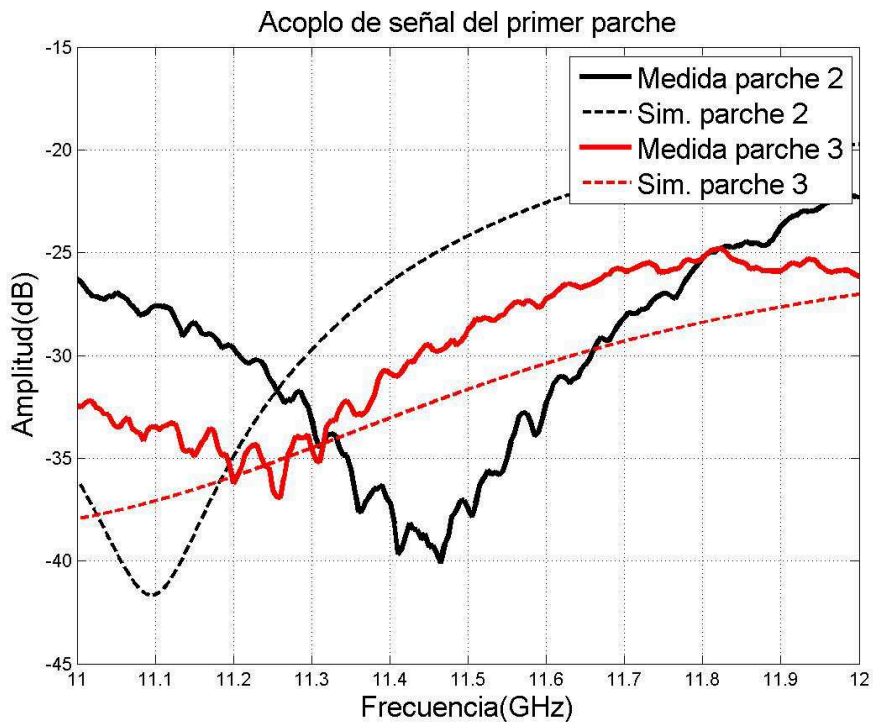


Figura 108: Acoplamientos del primer parche hacia el segundo y tercero

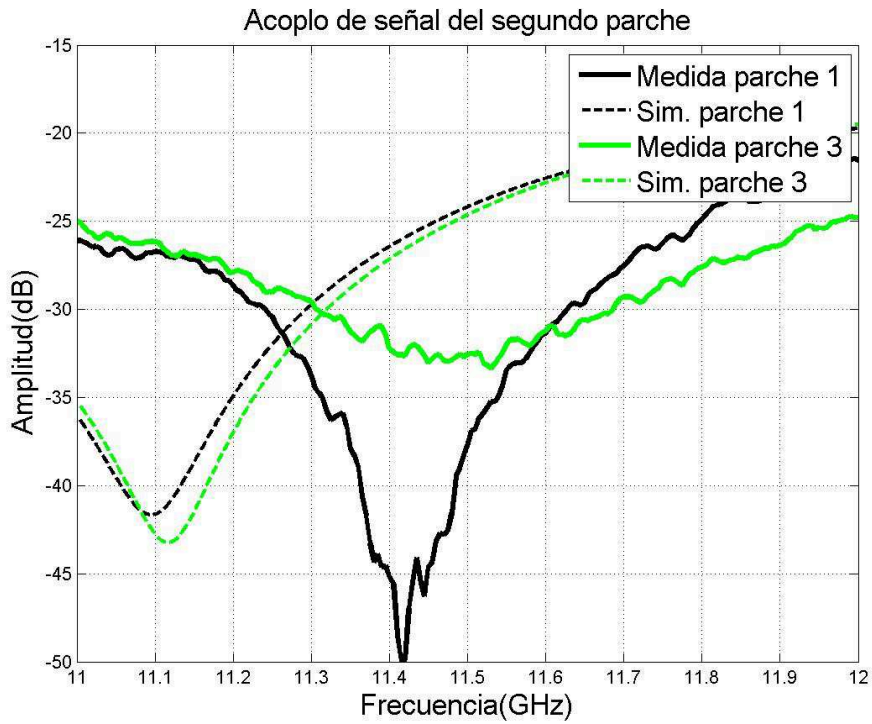


Figura 109: Acoplamientos del segundo parche hacia el primero y tercero

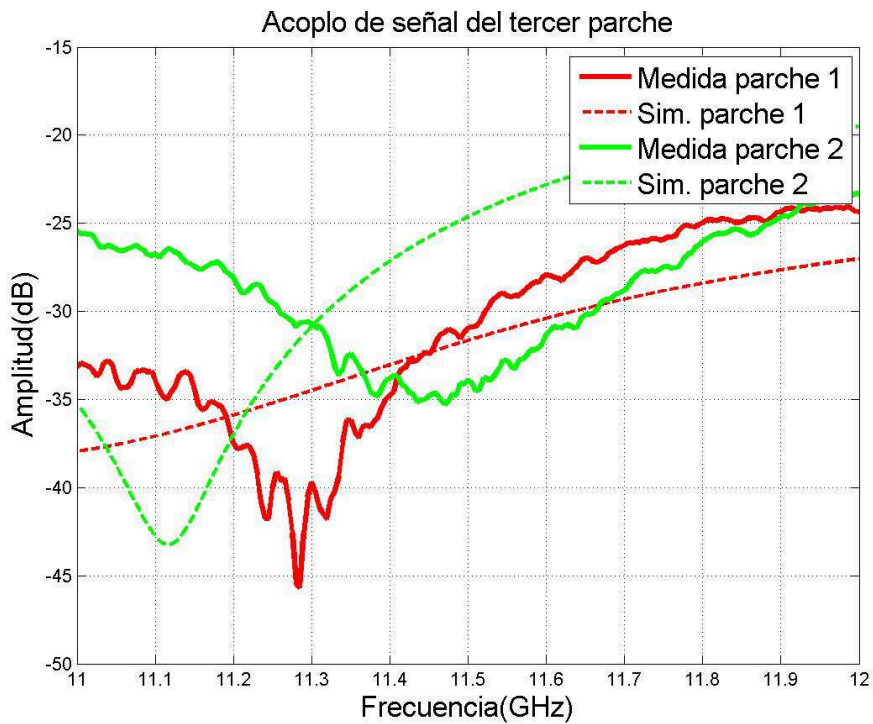


Figura 110: Acoplamientos del tercer parche hacia el primero y segundo

En relación a las medidas anteriores, se realizaron otro tipo diferentes de medidas en la cámara anecoica (Ver Anexo C), con el fin de obtener los parámetros de radiación de estos parches, mediante su representación gráfica en función de coordenadas de azimut.

Representaremos por tanto diagramas de densidad de potencia radiada en los dos cortes posibles y a distintas frecuencias.

Se propusieron al menos tres frecuencias, las dos frecuencias extremas y la frecuencia central, y otras dos frecuencias adyacentes a la central, con el fin de observar las distintas variaciones en frecuencias próximas y en frecuencias extremas al ancho de banda.

Como ya quedó explicado en el estado del arte, los diagramas de radiación se miden como copolares o contrapolares. Los copolares son aquellos en los que se representa la radiación de la antena en la polarización diseñada, y por el contrario los contrapolares aquellos en los que la polarización de la antena medida no es igual a la diseñada.

En estas medidas consideraremos componentes copolares cuando la bocina de recepción está alimentada verticalmente, y por el contrario contrapolar cuando está alimentada lateralmente, es decir, rotada 90° .

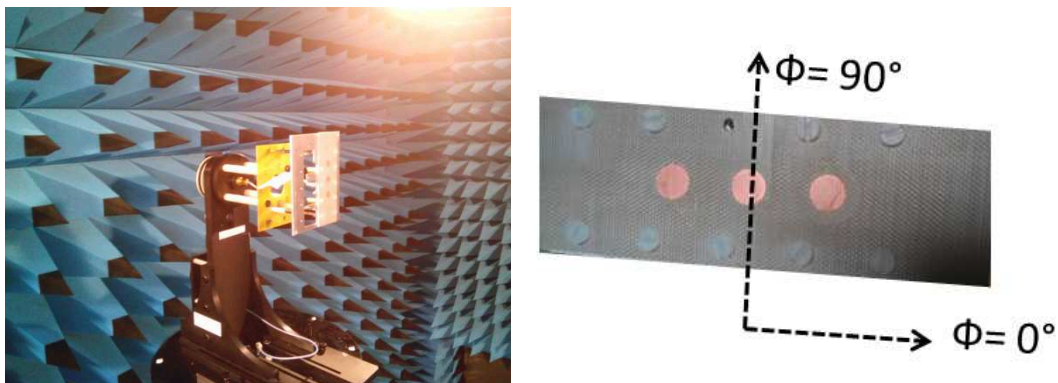
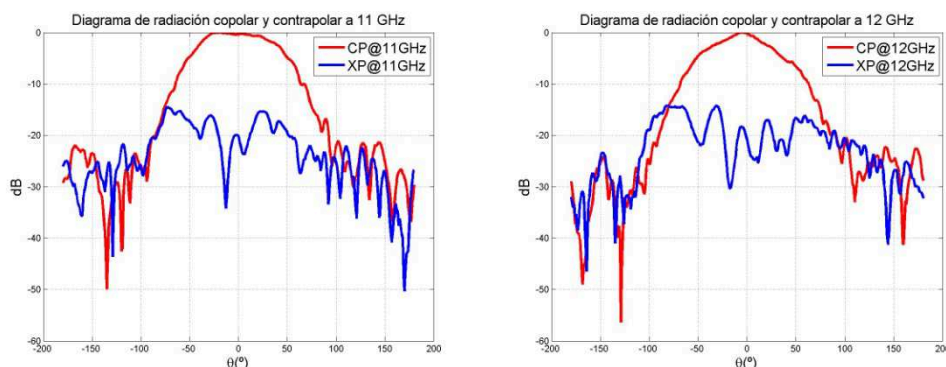


Figura 111: Medida de radiación en $\phi=90^\circ$ en la cámara anecoica. Aclaratorio ángulos de medida.

Para todo el desarrollo del proyecto en las distintas medidas realizadas en la cámara anecoica nos referiremos a medidas corte $\phi=0^\circ$ parche central, como a las medidas de las componentes polares cuando los tres parches están de forma horizontal sobre el plano de alimentación de la bocina receptora, y el parche central apuntando directamente a la misma, y medidas en $\phi=90^\circ$ cuando la placa se encuentra girando de forma vertical al plano perpendicular de radiación de la bocina.

- Medida $\phi=0^\circ$ parche central componentes copolares y contrapolares en cinco frecuencias distintas y barridos de -180° a 180° en pasos de 1° :



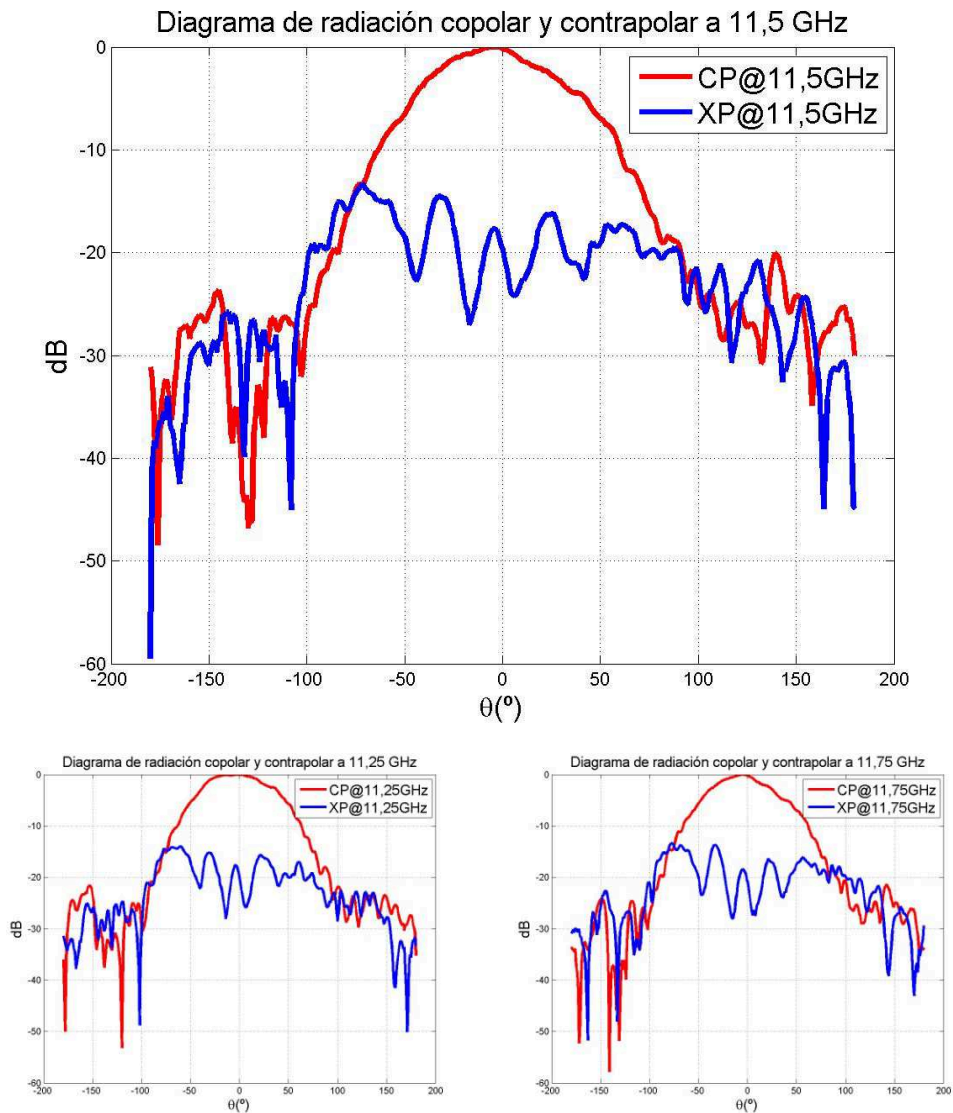


Figura 112: Medidas corte $\phi=0^\circ$ central componentes copolares y contrapolares

También se han realizado las mismas medidas con corte estrecho parche central, con el fin de comparar de forma clara los resultados obtenidos de las mismas. Llamamos corte estrecho a la medida de la placa cuando los parches se encuentran de forma vertical a la alimentación de la bocina de recepción.

- Medida del **corte $\phi=90^\circ$ parche central** componentes copolares y contrapolares en cinco frecuencias distintas y barridos de -180° a 180° en pasos de 1° :

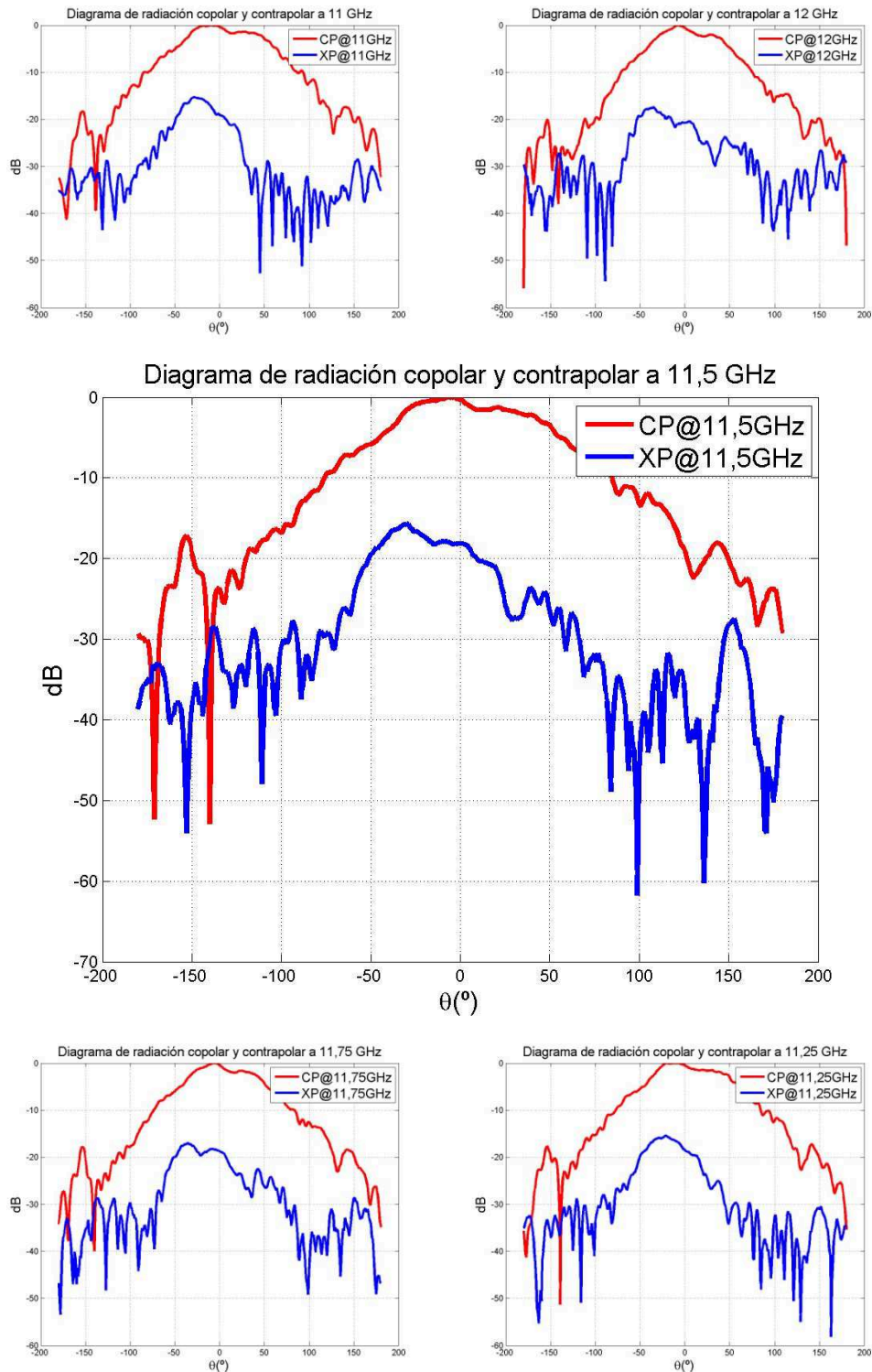


Figura 113: Medidas corte $\phi=90^\circ$ parche central componentes copolares y contrapolares

Nos referimos a parche lateral como cualquiera de los dos parches que rodean al central. Más concretamente para estas medidas hemos elegido el hipotético parche al cual le llegaría primero la alimentación en la placa final del diseño, el parche denominado como “primer parche”, colocado inmediatamente después de la clema de alimentación.

- Medida del corte $\phi=0^\circ$ parche lateral componentes copolares y contrapolares en cinco frecuencias distintas y barridos de -180° a 180° en pasos de 1° :

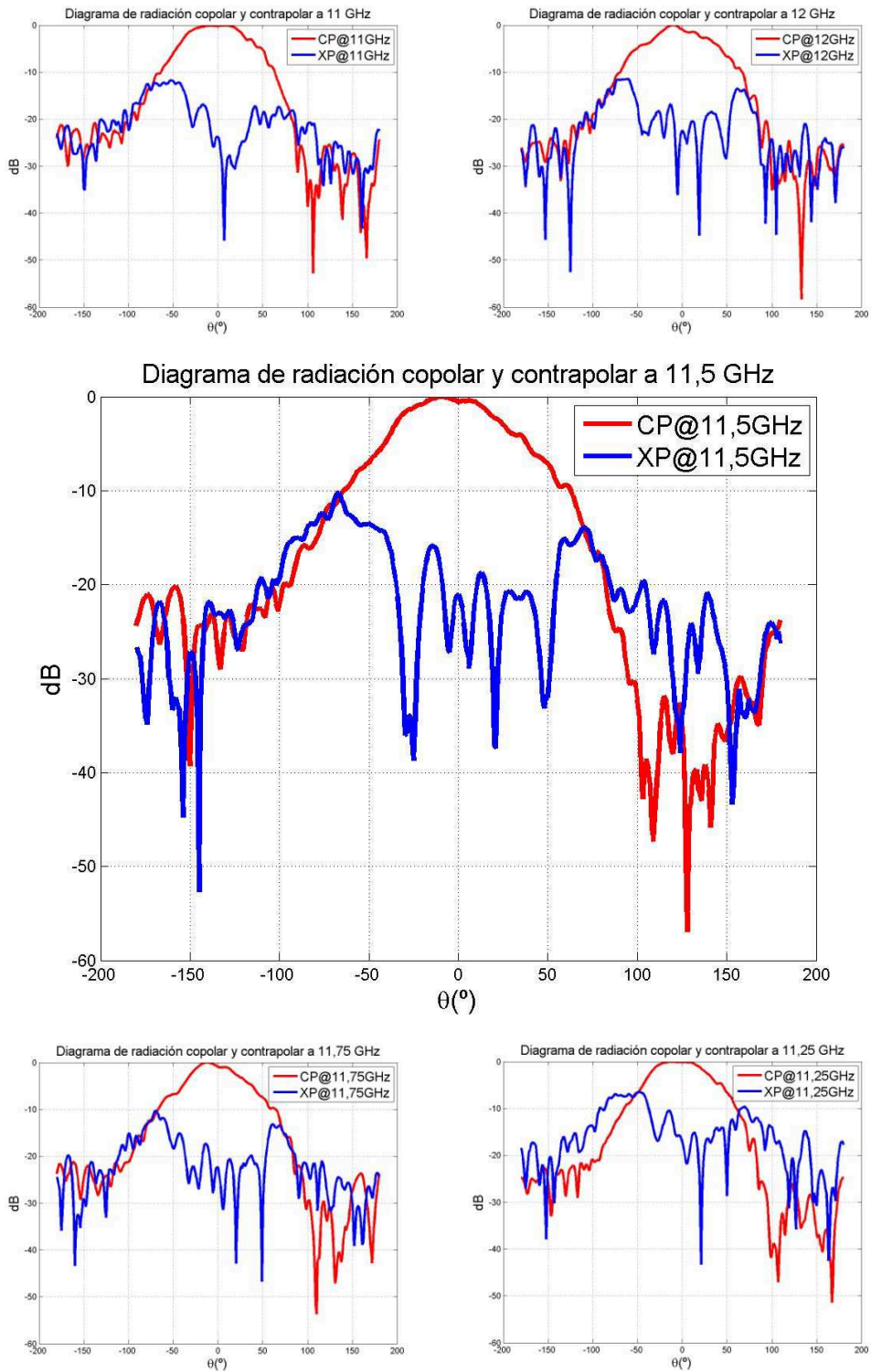


Figura 114: Medidas corte $\phi=0^\circ$ lateral central componentes copolares y contrapolares

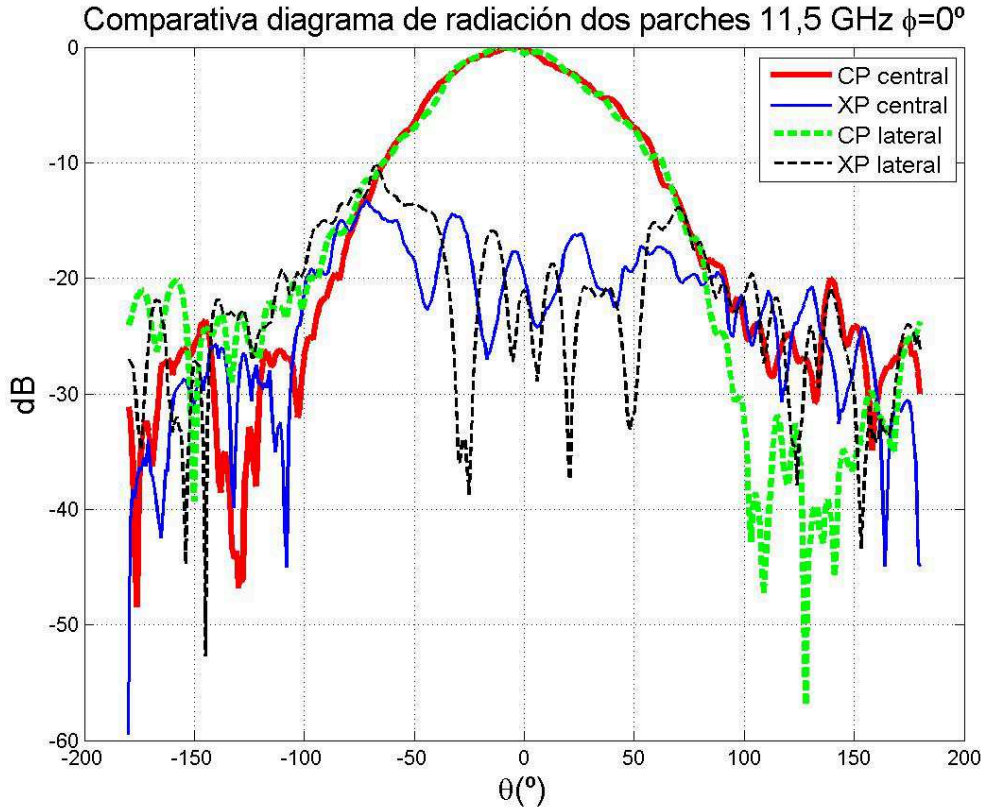


Figura 115: Comparativa diagrama de radiación parche-central parche-lateral a 11,5GHz $\phi=0^\circ$

Como se puede observar, las dos radiaciones son muy similares siendo más estrecha la del parche central. También los lóbulos secundarios son más bajos en el parche central y la amplitud de la contrapolar menor. Esto es debido a que el parche central dispone de un plano de masa simétrico, mientras que el parche lateral dispone de mayor plano de masa a un lado que a otro.

Aun así, los resultados obtenidos en todos los diagramas son bastante buenos y típicos de los diagramas de parches circulares. A continuación se muestran los resultados obtenidos en cuanto a ganancia de dichos parches, y se menciona cómo se espera que dicha ganancia cambie de acuerdo a las medidas realizadas en la placa de desfases del apartado anterior.

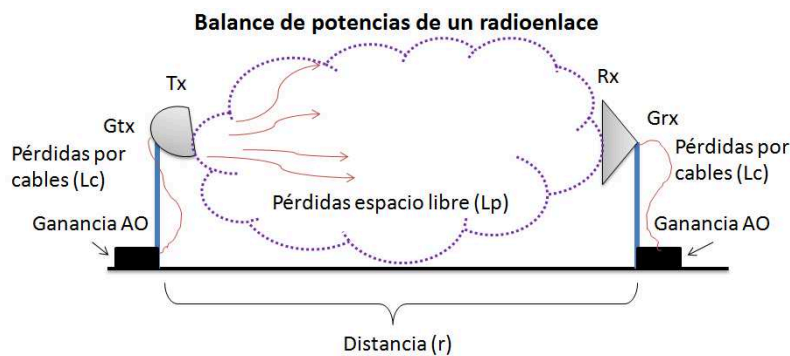


Figura 116: Radioenlace balance de potencias

Tendremos por tanto los siguientes valores:

$$S_{21ref} = L_{C1} + L_{C2} + Ga_{12} + G_{ref} + G_{rx} + Lp$$

$$S_{21parche} = L_{C1} + L_{C2} + Ga_{12} + G_{parche} + G_{rx} + Lp$$

Finalmente restando ambas ecuaciones:

$$S_{21parche} - S_{21ref} = G_{parche} + G_{ref}$$

Por lo que tendremos el nivel de parche como la señal que llega procedente del parche, y ganancia del mismo como la resta de la señal emitida y recibida menos la ganancia de la bocina de recepción.

Ganancias medidas de dos de los tres parches, el parche central y un parche lateral al que hemos denominamos primer parche:

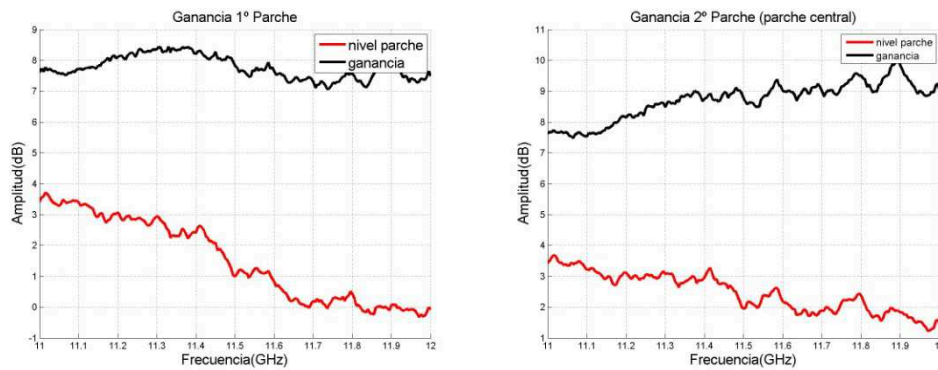


Figura 117: Ganancia medida en la camara anecoica para ambos parches

Como se puede observar la ganancia es 2dBs mayor en el parche central a partir de la frecuencia de trabajo con un valor de 9dB. Esto es debido a que como hemos explicado anteriormente, la contrapolar tiene una amplitud menor ya que este parche dispone de un plano de masa mayor y simétrico.

A continuación en el siguiente apartado se unirán la placa del diseño anterior con la de este diseño. A modo de introducción y en comparación con los resultados obtenidos en la placa anterior del array de tres desfasadores, podemos decir que el comportamiento en ganancia y en radiación se verá bastante afectado por las pérdidas que nos introducen dichos desfasadores. Observando los resultados de los parámetros de transmisión de los desfasadores, podemos prever una ganancia mínima en la suma de ambas placas, aunque como veremos el funcionamiento en cuanto a modificación de los estados de fase si será el correcto.

4.4.3. Diseño del array uniendo placa tres parches + placa tres desfasadores.

4.4.3.1. Introducción.

Como el propio título indica en este apartado vamos a unir las dos placas medidas de forma aislada , array de tres desfasadores y array de tres parches, de modo que tengamos unas medidas y comportamientos definidos para compararlos con la placa final del siguiente apartado en donde estas dos placas se integran en una sola.

Por ello el funcionamiento de la unión de estas placas será el que utilizaremos para verificar, entender y comparar el correcto funcionamiento de la estructura propuesta para este PFC.

Como esta estructura es la unión de dos placas se espera que para el diseño final los resultados obtenidos se mejoren en cuanto a los que se mostrarán a continuación, ya que las pérdidas entre conectores o latiguillos se minimizarían.

4.4.3.2. Diseño, funcionamiento y pruebas realizadas con dicha estructura.

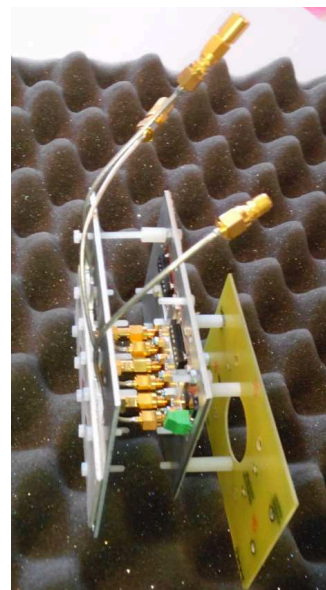
Partiendo de la base en la que las placas han de ser colocadas de forma que la señal entre en el puerto RF IN del desfasador salga por el RF OUT y de este al puerto de entrada del parche hubo que realizar dicho conexionado mediante unas transiciones colocadas en el puerto de salida del desfasador, las cuales estaban medidas y calibradas para introducir unas pérdidas de -20dBs a 11.5GHz, es decir, nos influyeran lo menos posible.

Para alimentar dichos desfasadores hubo que realizar unas conexiones basadas en unos latiguillos de unas pérdidas algo mayores -18dBs uniéndolas con una transición macho-macho para su posterior conexión con el conector de alimentación de la cámara anecoica.

Los puertos que no se medían quedaban cerrados por las mismas cargas de 50Ω que habíamos utilizado en otros apartados de este PFC, a fin de que el sistema no acoplara señal en parches contiguos.

Con este prototipo se tratará de conocer con anterioridad los posibles resultados posteriores teniendo en cuenta las pérdidas debidas a los distintos conectores y adaptadores que se añaden en ella. Por tanto se medirán fases, adaptaciones, ganancias y diagramas de radiación de cada una de las parejas parche-desfasador.

Figura 118: Construcción de doble estructura desfasadores y parches



4.4.3.3. Medidas y resultados finales.

A continuación se muestran las medidas más significativas realizadas para esta unión de placas.

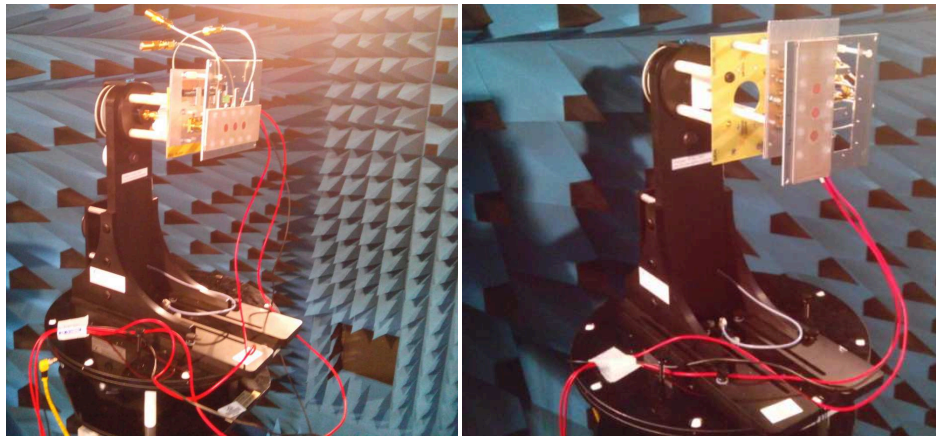


Figura 119: Medidas placa desfasadores+parches en los dos cortes

Mostraremos en cómo es de variable el cambio de fase para cada una de las parejas estudiadas, después compararemos diagramas de radiación en dos estados típicos con los diagramas obtenidos en la placa anterior. Más tarde se muestra la simulación de la adaptación junto con su contramedida y por último se explica el efecto que se produce en la ganancia al añadir los desfasadores a la placa de array de parches.

Medidas de Fase en los tres casos:

❖ 1º Pareja parche-desfasador:

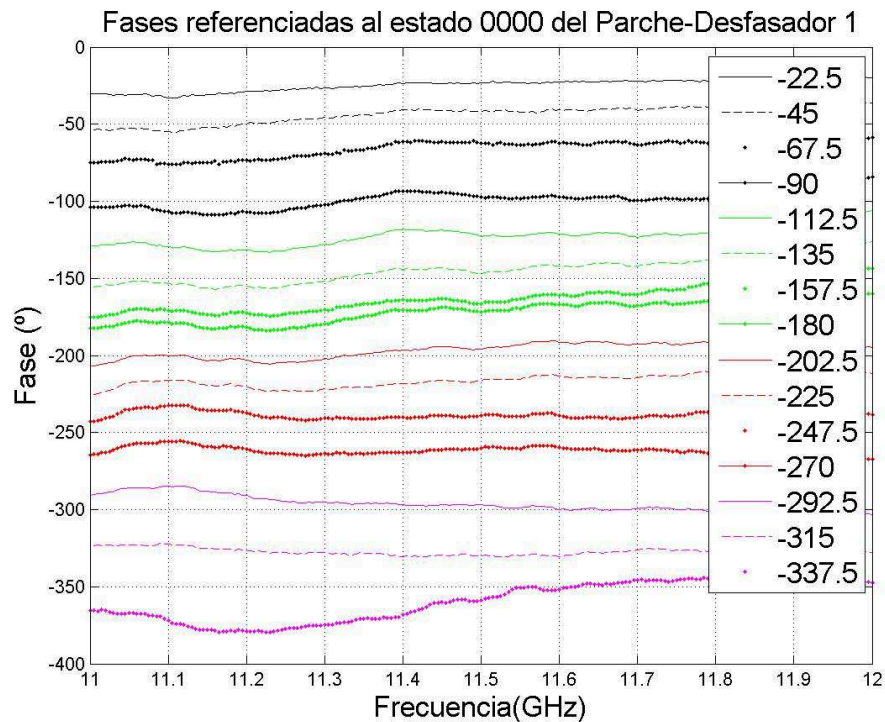


Figura 120: Gráfica de estados de fase para el 1º desfasador-parche

| | | | | | | | | |
|-----------------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -23.3 | -41.8 | -62.3 | -97.4 | -122.1 | -146.8 | -165.6 | -171.7 |

| | | | | | | | |
|-----------------|--------|--------|--------|------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 |
| Real(°) | -195.8 | -216.3 | -238.6 | -259 | -297.1 | -330.1 | -358.1 |

Tabla 19:Fases 1° Parche-Desfasador a 11.5 GHz

Como ya era de esperar, los bits más bajos introducen una variabilidad en el estado de fase menor, siendo los bits más significativos y los estados centrales, las fases que más variabilidad poseen.

❖ 2º Pareja parche-desfasador:

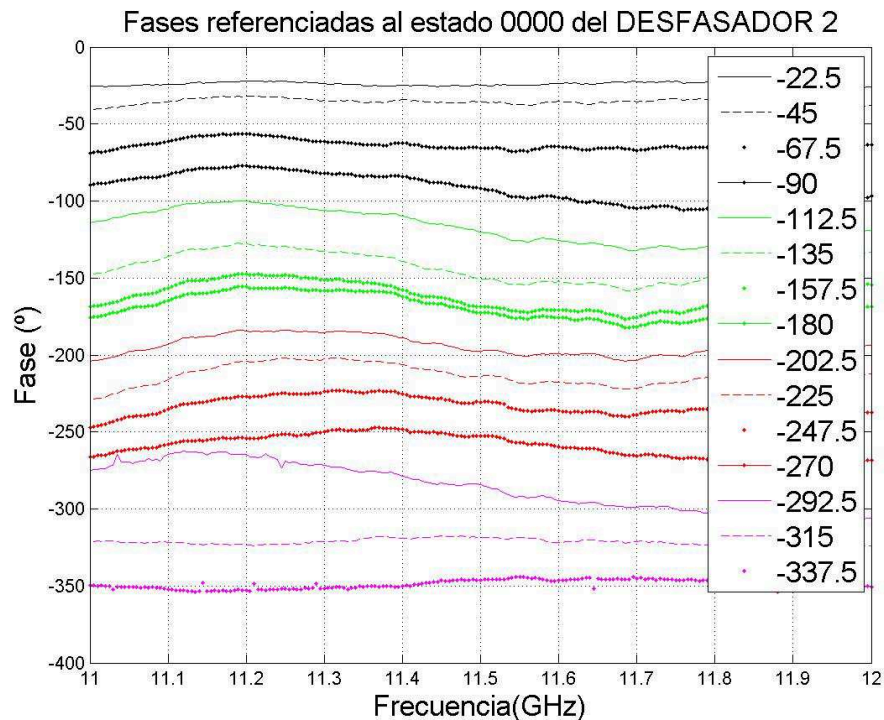


Figura 121: Gráfica de estados de fase para el 2º desfasador-parche

| | | | | | | | | |
|-----------------|-------|-----|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -24.9 | -36 | -65.46 | -92.53 | -120.3 | -150.8 | -168.8 | -172.6 |

| | | | | | | | |
|-----------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 |
| Real(°) | -197.3 | -213.7 | -230.7 | -252.6 | -285.4 | -318.6 | -345.9 |

Tabla 20:Fases 2º Parche-Desfasador a 11.5 GHz

Los resultados obtenidos en esta pareja son algo peores, aunque el comportamiento es el mismo que en el caso anterior.

Se puede observar que hay algunos valores en la curva del último estado que ofrecen mejores resultados a pesar de ser el estado que más variabilidad ofrece a priori.

❖ 3º Pareja parche-desfasador:

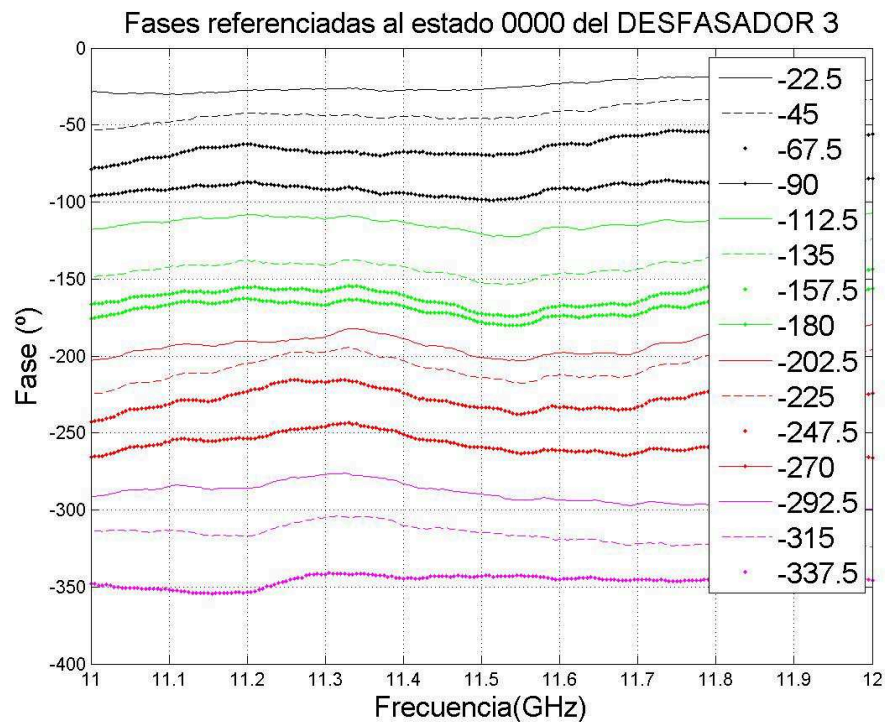


Figura 122: Gráfica de estados de fase para el 3º desfasador-parche

| | | | | | | | | |
|-----------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -26.87 | -45.58 | -69.34 | -98.5 | -120.9 | -152.3 | -172.5 | -178.1 |
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 | |
| Real(°) | -201.2 | -214.1 | -233.6 | -259.8 | -289.8 | -314.6 | -343 | |

Tabla 21: Fases 3º Parche-Desfasador a 11.5 GHz

Como podemos comprobar, los resultados de fases obtenidos para los tres casos son muy similares entre sí continuando con el comportamiento medido en la placa de array de tres parches. Como se observa, los estados centrales (en verde) son los que peores resultados ofrecen, comportamiento que también ocurre con las fases que utilizan el cuarto bit. Dicho comportamiento ya fue percibido desde la placa de evaluación, por tanto nos hizo concluir que es por el propio funcionamiento interno del desfasador.

Haciendo una analogía con los desvíos de fase mostrados en apartados anteriores, en la placa solo con tres desfasadores, cabe destacar que se ha generado un comportamiento levemente oscilante en la horizontalidad de las fases mostradas en las gráficas. Dicho hecho es debido a la suma de esta segunda placa, de tres parches, y aunque no supone un gran cambio en los resultados esperados, es necesario tenerla en cuenta a la hora de integrar ambas placas en una sola.

Los mejores resultados se obtienen en el caso de la tercera pareja parche-desfasador. Dichos resultados aun con el comportamiento descrito, siguen fielmente en prácticamente todos los estados de fase el desvío esperado, llegando a estar muy próximos al valor teórico en algunas fases puntuales.

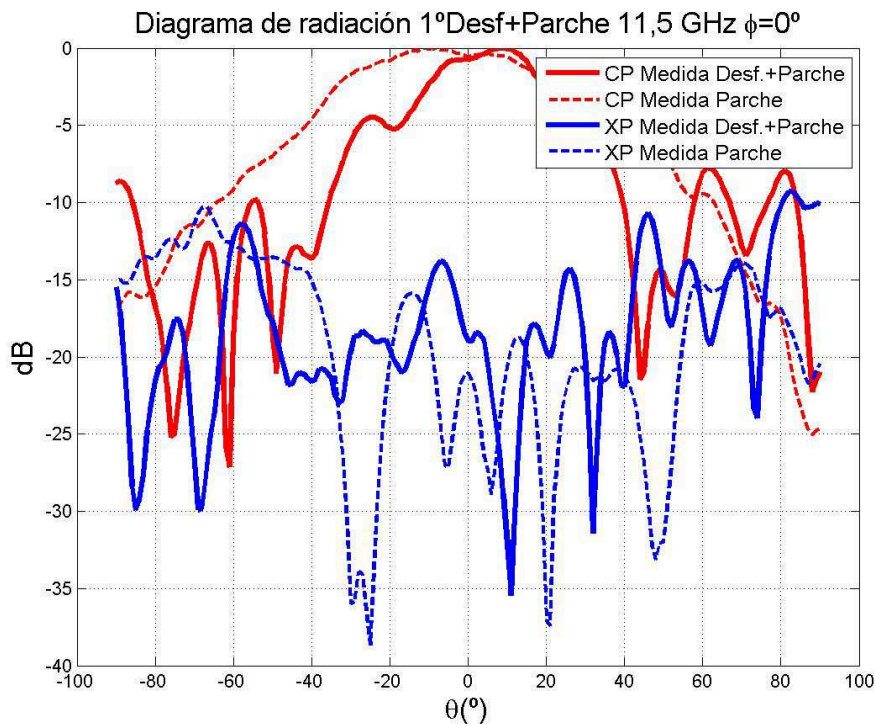
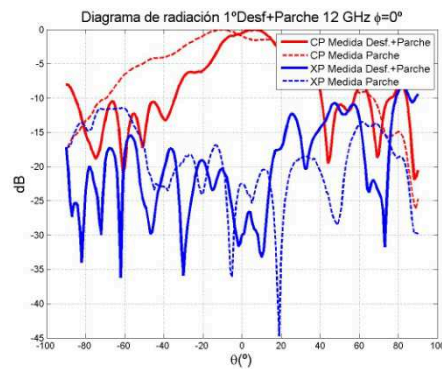
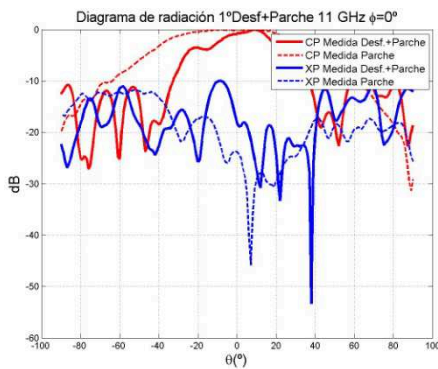
Con estos valores de fases y con los siguientes valores de ganancias y radiaciones queda demostrado que dicha suma de placas es totalmente funcional aun con todas sus restricciones.

A continuación se muestran las medidas en radiación para las tres parejas de parches+desfasadores. Las medidas se hicieron con dos valores de fase totalmente opuestos como son fase en estado de 0° y con la fase en el estado 180° .

Se han realizado unos barridos en radiación de -90° a 90° ya que al estar alimentada la placa de desfasadores con una fuente externa, los cables de alimentación quedaban tirantes en barridos mayores. Aunque esto no influye a la hora de comparar dichos resultados con las radiaciones de los parches únicos ya que lo que se va a analizar es el apuntamiento máximo y sus valores en ganancia.

❖ Primer Desfasador+Parche.

- Estado 0000 $\rightarrow 0^\circ$.



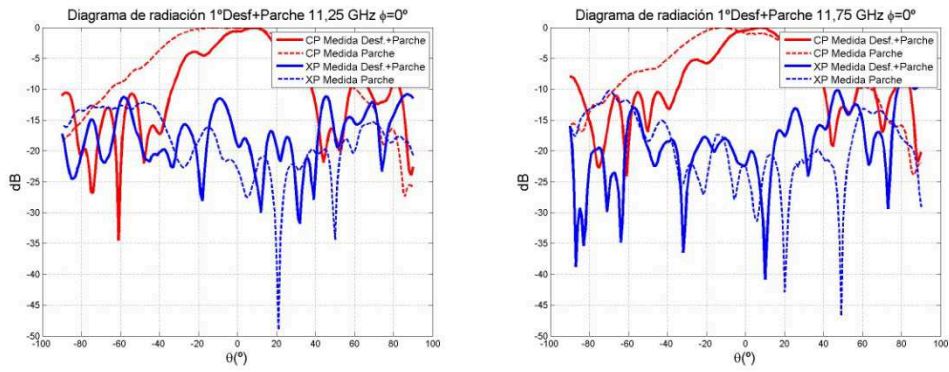
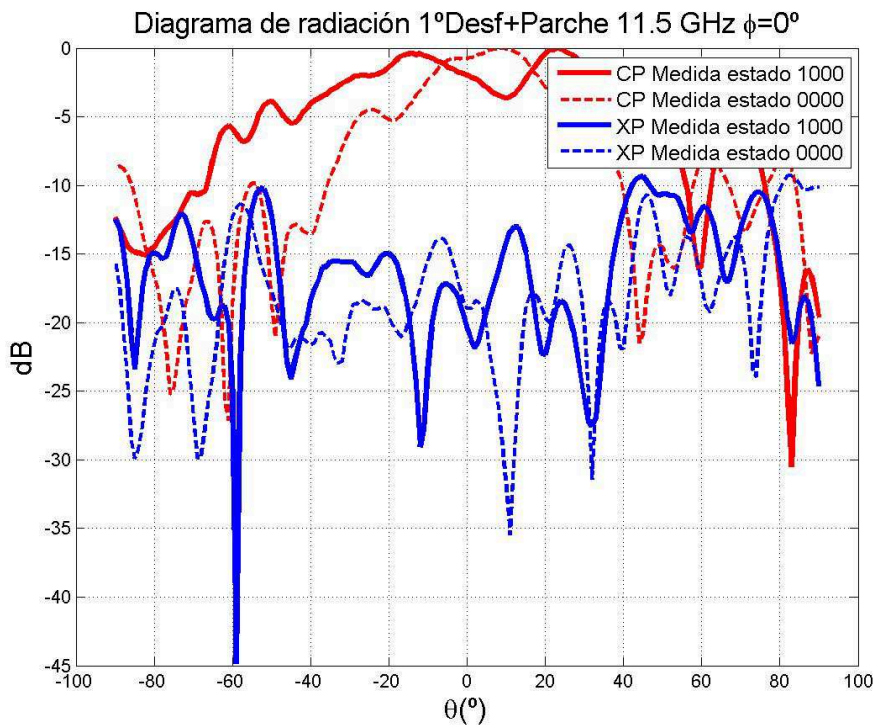
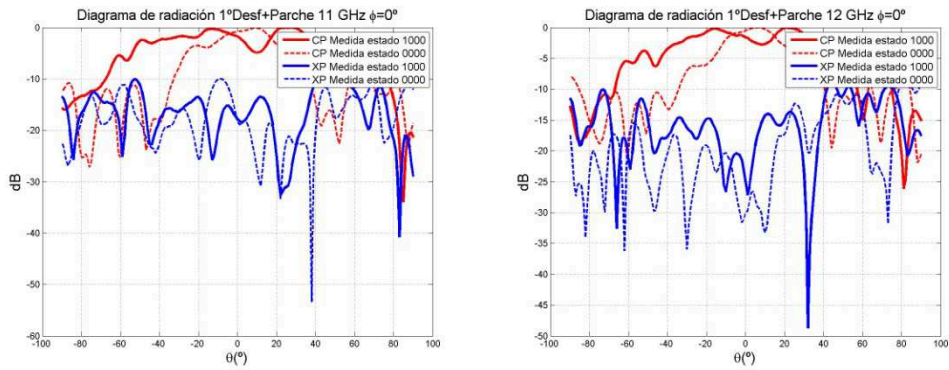


Figura 123: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0 del 1° desfasador y el parche lateral

- Comparativa entre estado 0000 $\rightarrow 0^\circ$ y estado 1000 $\rightarrow 180^\circ$.



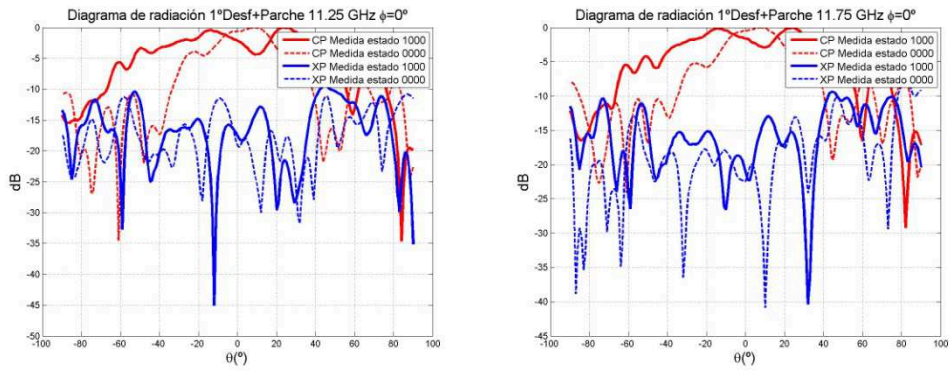
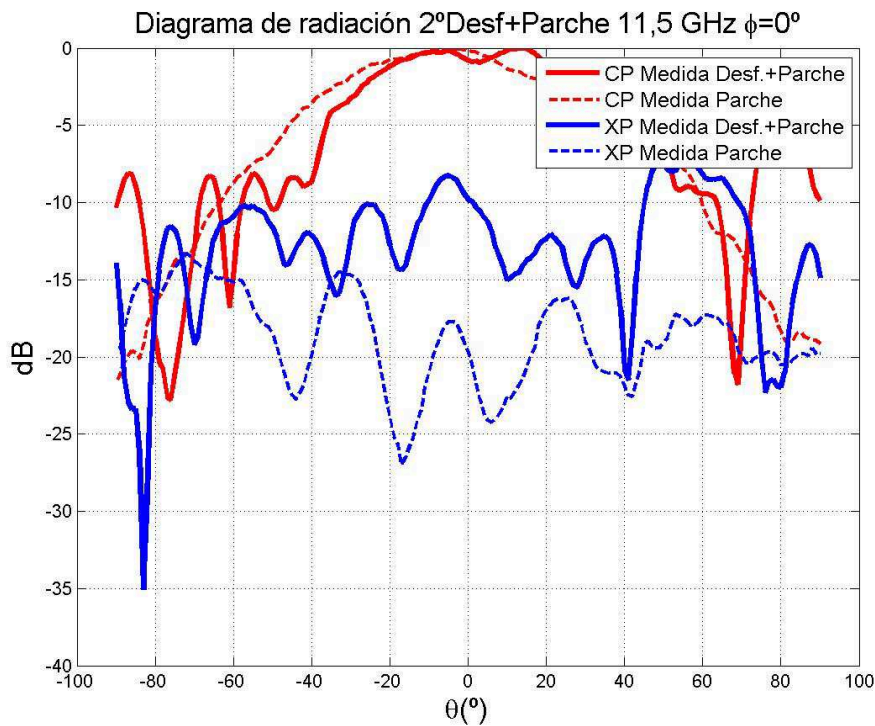
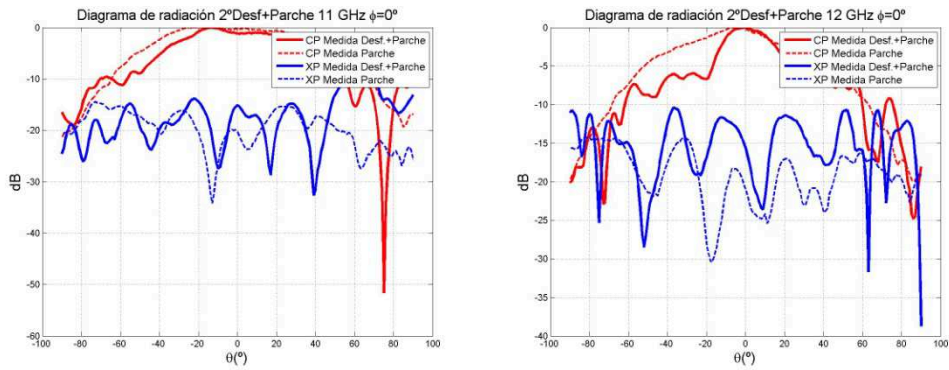


Figura 124: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° y estado 180° del 1° desfasador.

❖ Segundo Desfasador+Parche. (Parche central)

- Estado 0000 → 0°.



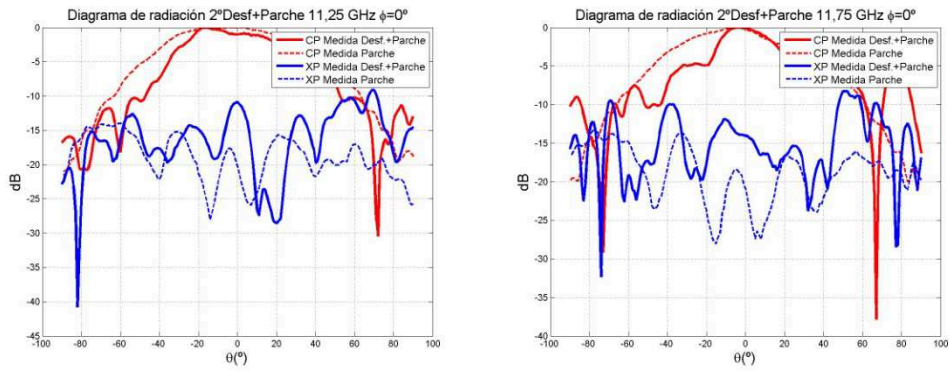
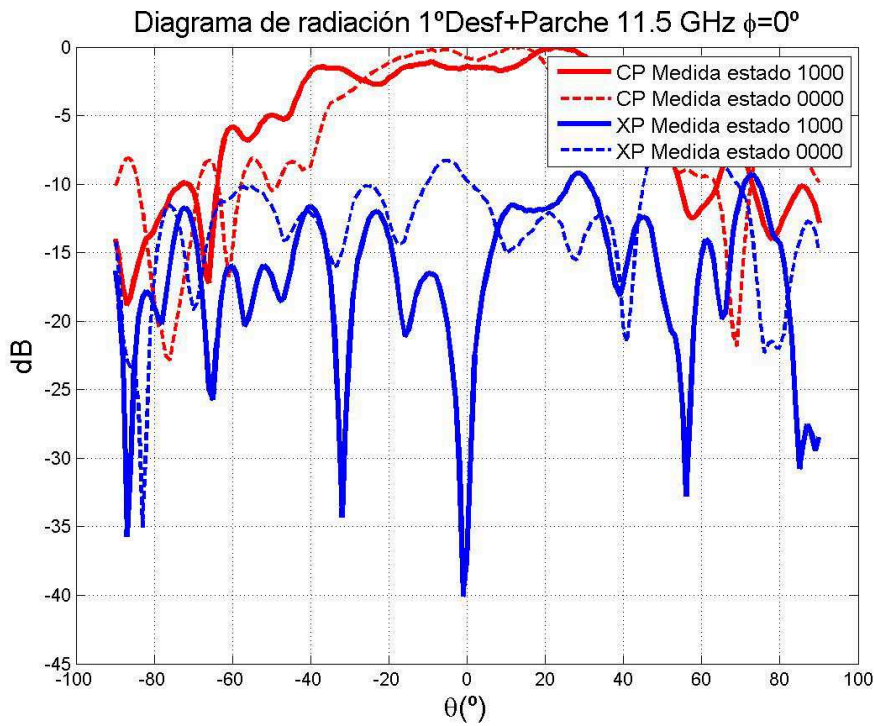
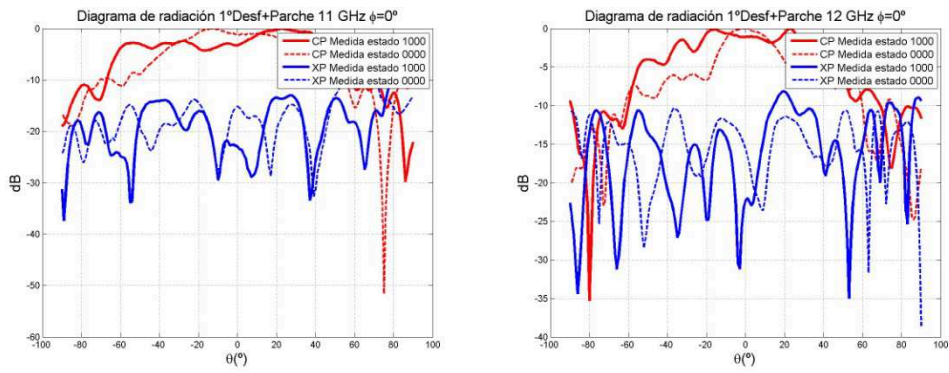


Figura 125: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° del 2° desfasador y el parche central

- Estado 0000 → 180°.



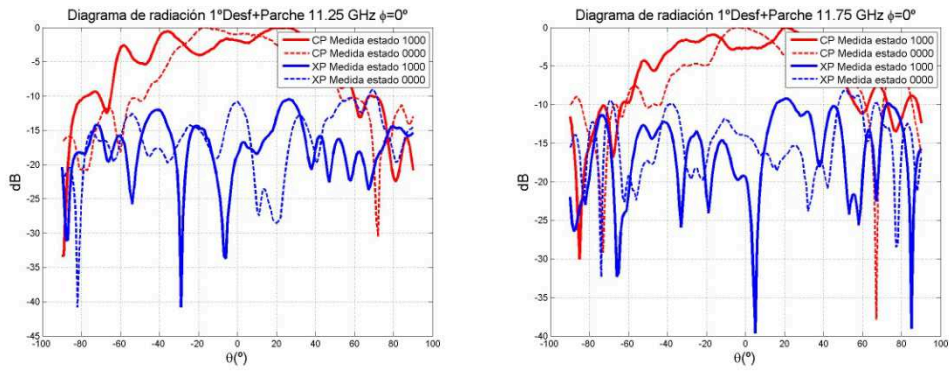
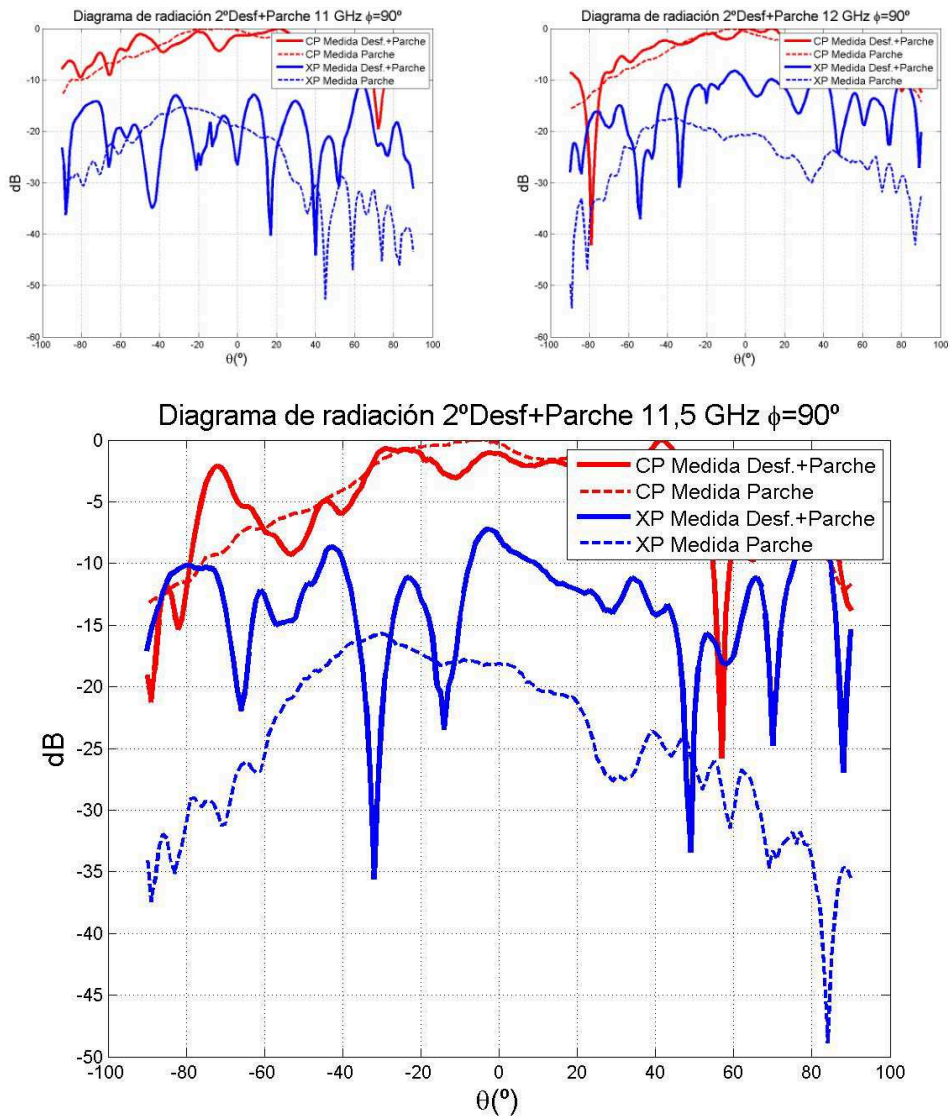


Figura 126: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° y estado 180° del 2° desfasador central.

- A continuación se muestra el corte $\phi = 90^\circ$ estado 0000 \rightarrow 0° para la pareja central:



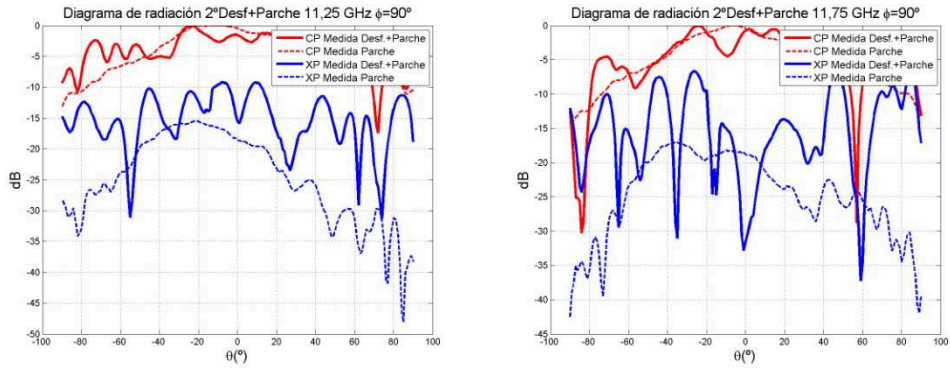
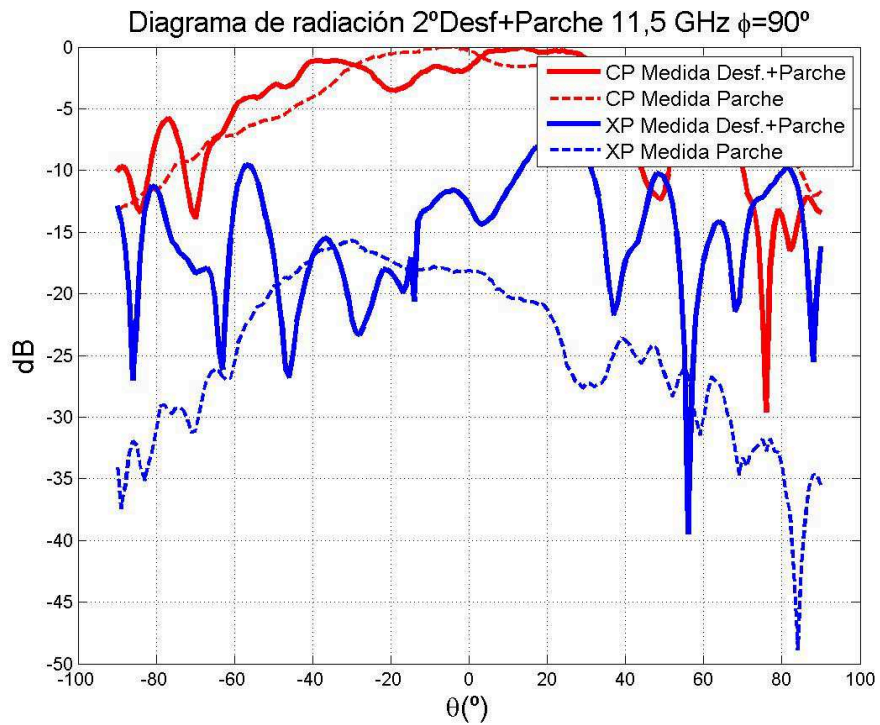
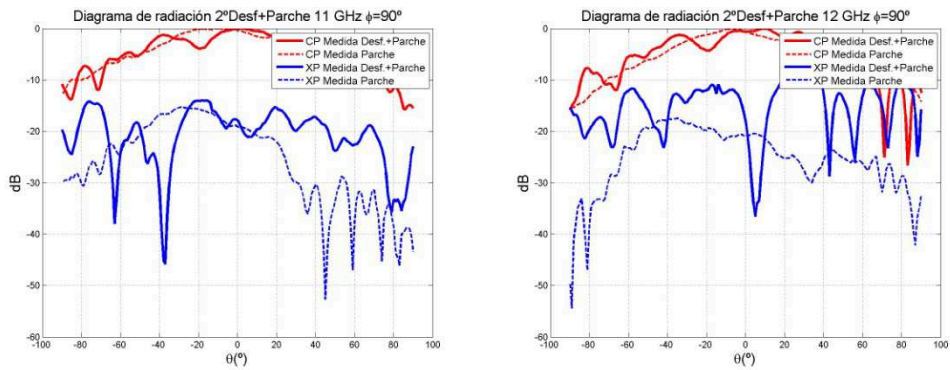


Figura 127: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° del 2° desfasador y el parche central , corte $\phi = 90^\circ$

- También se muestra el corte $\phi = 90^\circ$ estado $100^\circ \rightarrow 180^\circ$ para la pareja central:



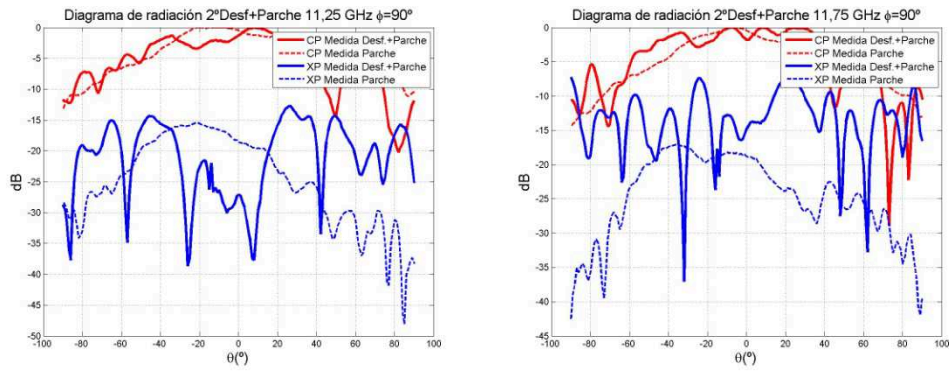
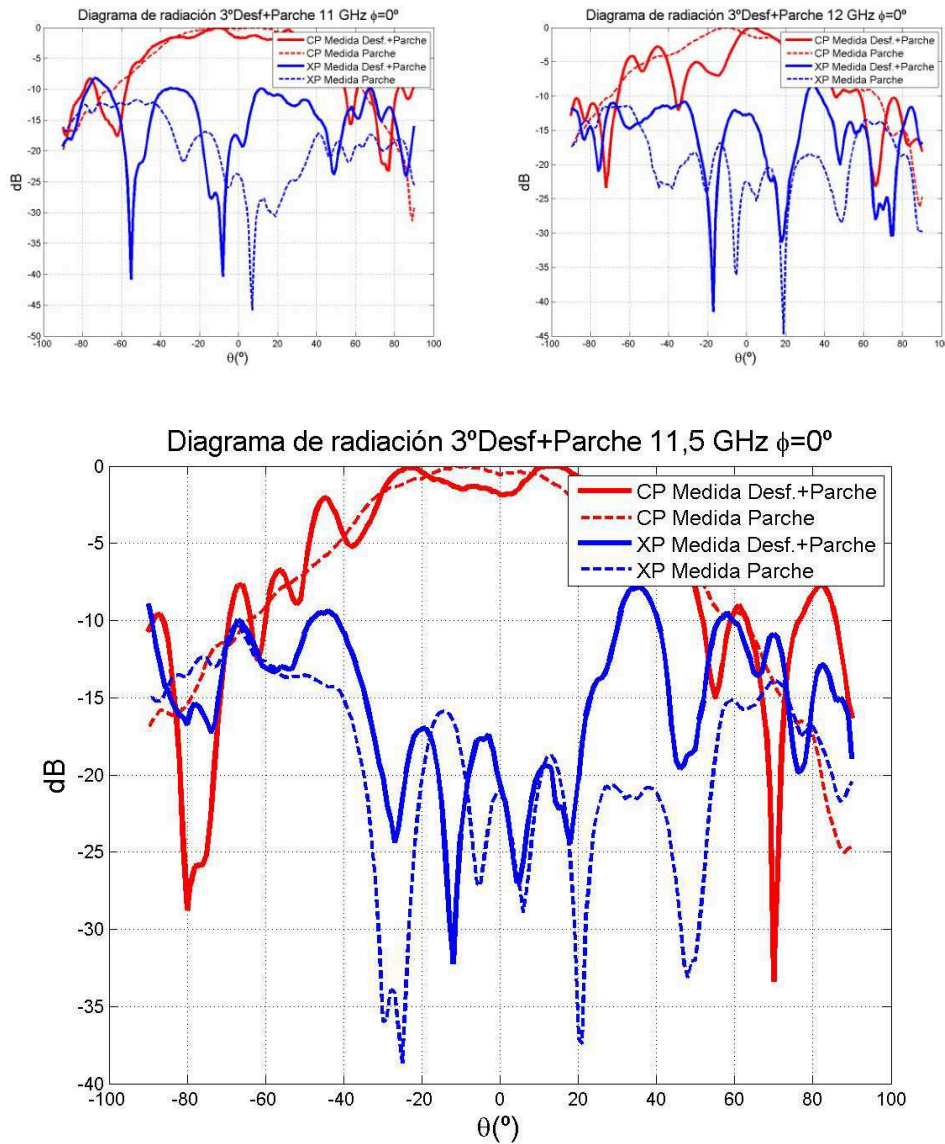


Figura 128: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 180° y parche del 2° desfasador central, corte $\phi = 90^\circ$

❖ Tercer Desfasador+Parche.

- Estado 0000 $\rightarrow 0^\circ$.



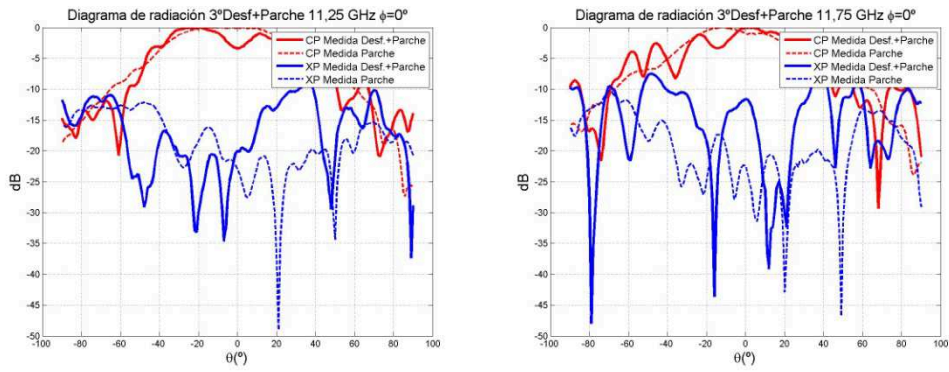
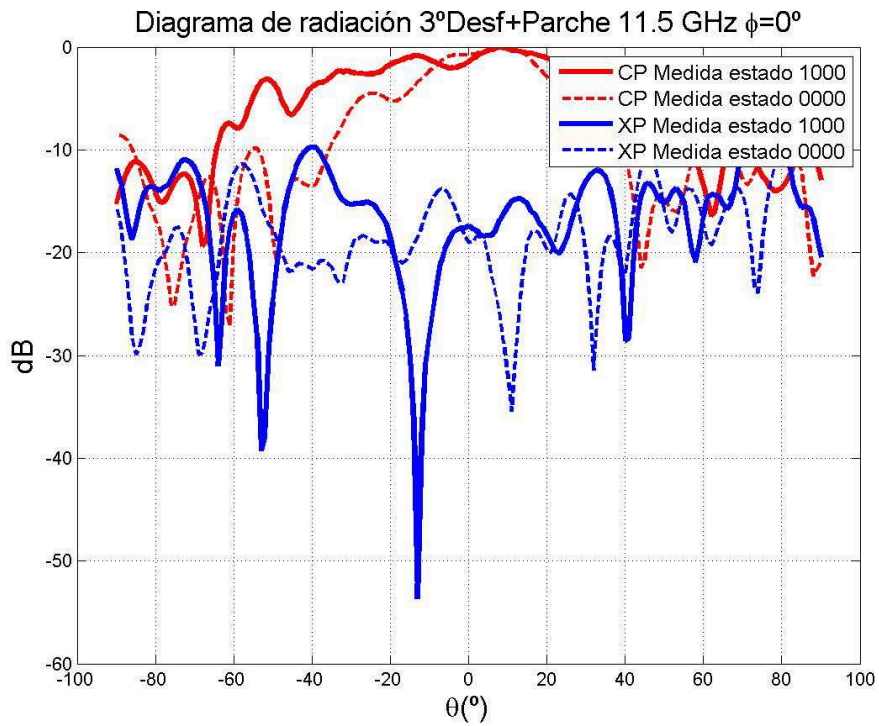
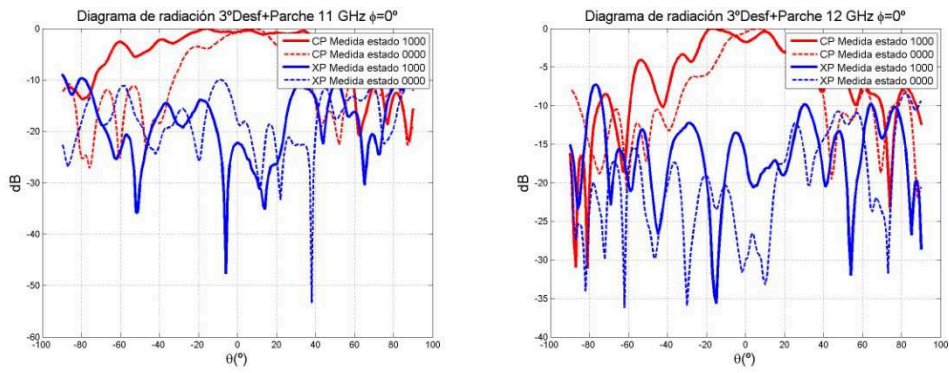


Figura 129: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° del 3° desfasador y el parche lateral

- Estado 0000 \rightarrow 180° .



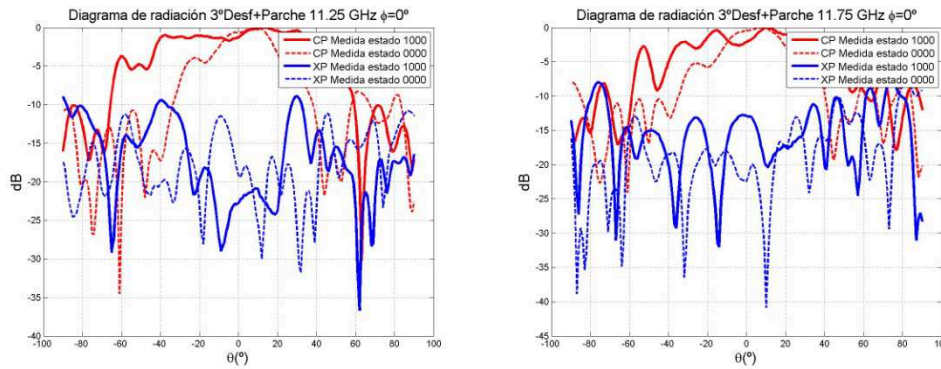


Figura 130: Diagramas de radiación para cinco frecuencias de la banda de trabajo. Comparativa entre estado 0° y estado 180° del 3ºdesfasador

Como hemos ido comprobando a lo largo de los distintos diagramas, el añadir una fase al sistema modifica por completo los resultados obtenidos en cuanto al diagrama, ensanchándolo considerablemente.

Dicho comportamiento es algo con lo que no se contaba, ya que en todo caso se pensaba que el lóbulo principal permanecería prácticamente con un ancho constante mientras que los lóbulos secundarios crecerían en estados mayores de fase, o que no ocurriera nada como es lógico en todas estas estructuras. Por tanto se puede deducir que el cambio de estado introduce tantas pérdidas que desfigura completamente la radiación.

Este efecto es aplicable a las tres parejas, y por tanto no es por temas de malos funcionamientos de alguna de ellas.

Como contrapunto, se aprecia como es lógico en el estado 0000 un diagrama de radiación de ancho más estrecho al del parche en el que va montado, con un aumento de lóbulos secundarios más alta pero más estrecha que la radiación medida de los parches de forma aislada. Cabe destacar que como es lógico la contrapolar crece al añadir dicho componente a la estructura de parches, aunque no de forma muy significativa, apenas unos 5dBs.

Cabe destacar que los mejores resultados se extraen a la frecuencia de trabajo para todas las parejas desfasador-parche.

A continuación se muestran los distintos resultados de la simulación de los parámetros S para cada uno de los estados posibles de cada desfasador, unidos a los parámetros S para cada uno de los tres parches. Es decir, se simula la unión de los parámetros S medidos en los dos apartados anteriores por separado, desfasadores por una parte, y parches por otra, para comparar la obtenida en este apartado en la unión de parejas de parches con desfasadores.

❖ Primer Desfasador-Parche

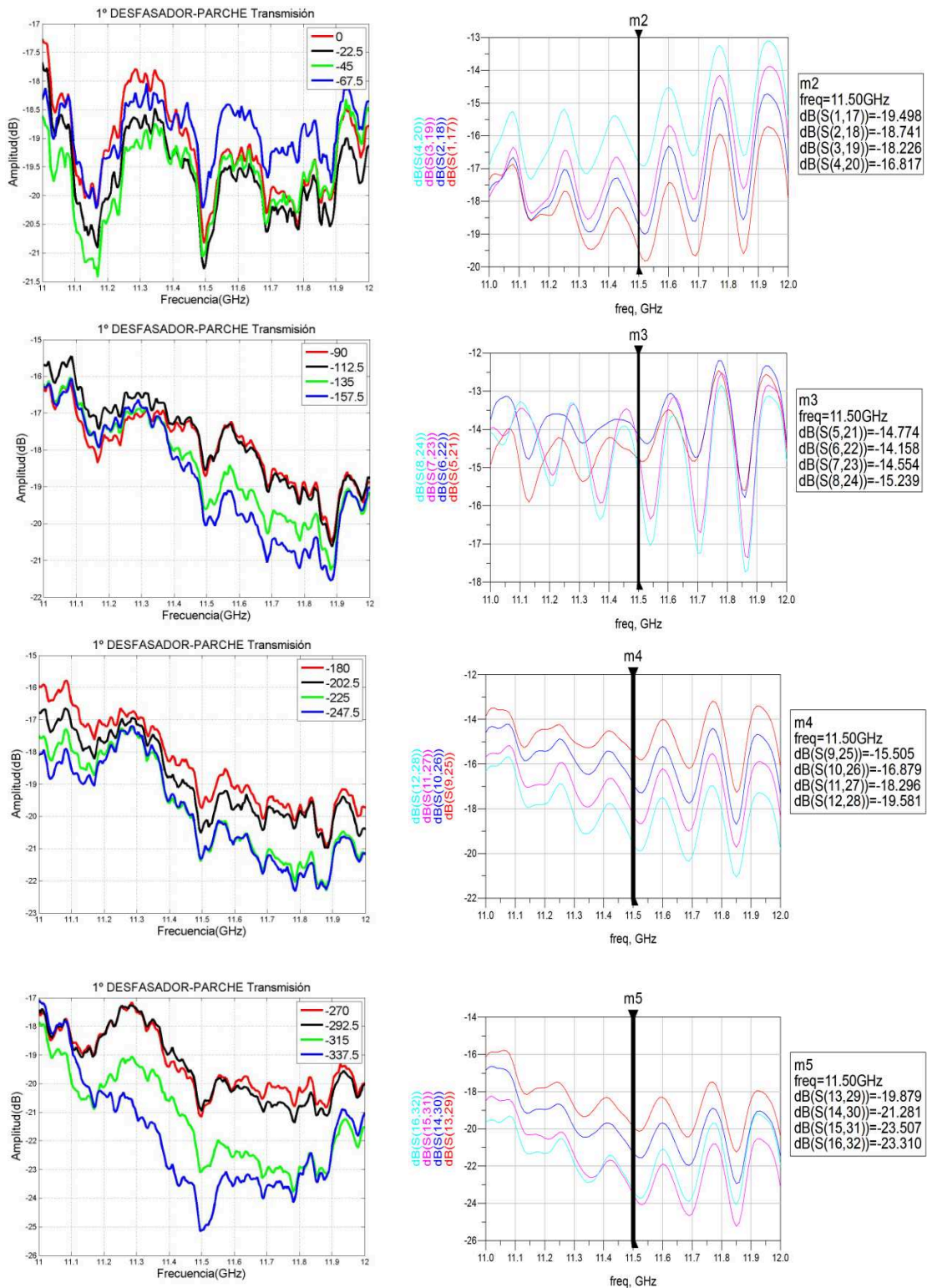


Figura 131: Parámetros S21 medidos frente a simulados en ADS para el 1° desfasador-parche

Las simulaciones realizadas ya nos hacían ver una cantidad de pérdidas enormes mucho mayores que en la placa del array de tres parches. En este caso tenemos unos valores de transmisión que no van a ser mitigados ni con la ganancia propia de las bocinas o elementos empleados para las medidas.

❖ Segundo Desfasador-Parche

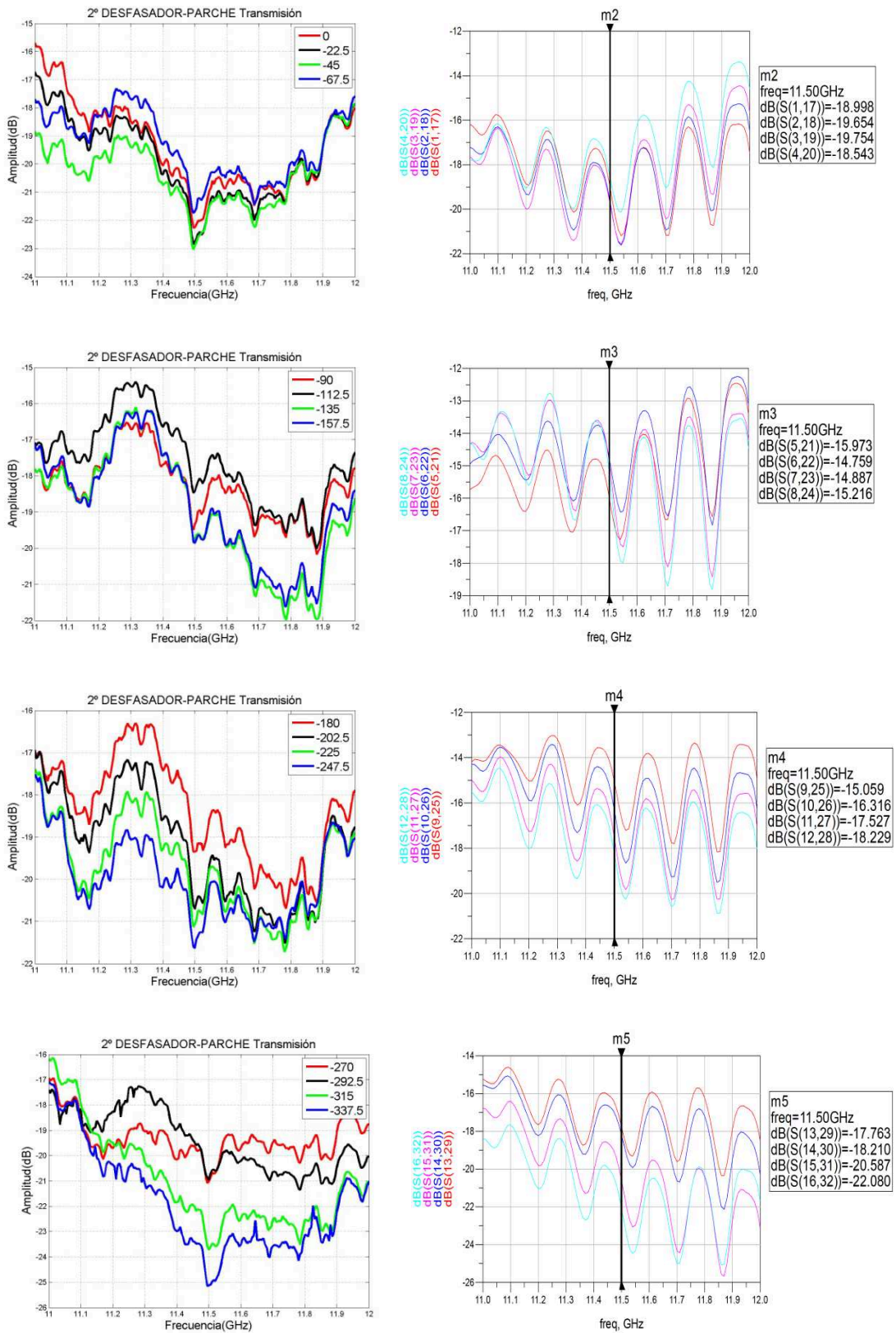


Figura 132: Parámetros S21 medidos frente a simulados en ADS para el 2º desfasador-parche

La nomenclatura que se ha seguido es, por ejemplo, la curva (14,30) en ADS equivale a el estado 14 del desfasador que entra al parche y que es medida en la bocina (term 30).

❖ Tercer Desfasador-ParCHE

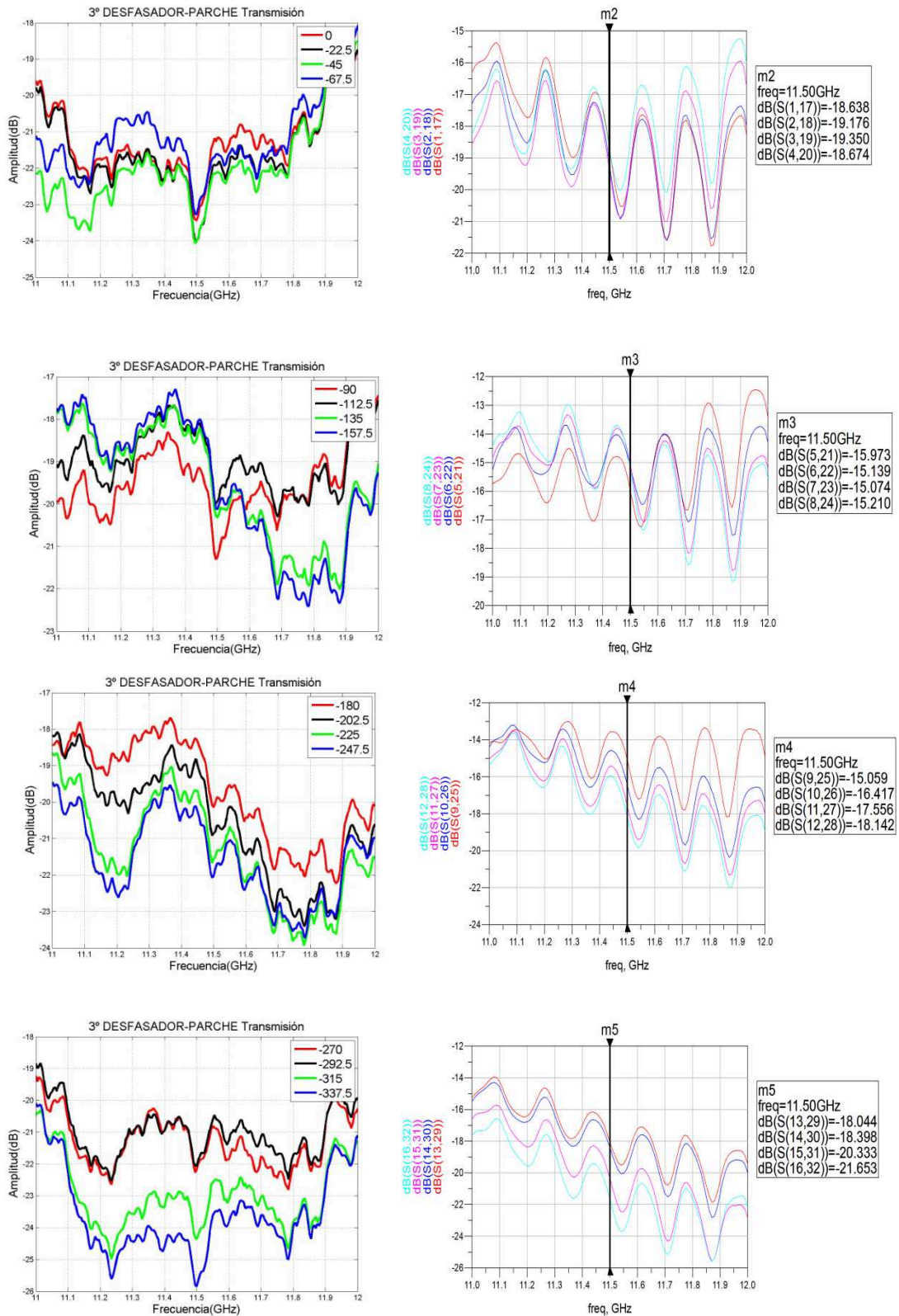


Figura 133: Parámetros S21 medidos frente a simulados en ADS para el 3º desfasador-parche

Los resultados obtenidos no son los esperados, ya que a priori se esperaban unos valores más altos, aunque ya se sabía que había multitud de pérdidas generadas en esta estructura por todos los componentes que la forman (desfasadores, transiciones, latiguillos...) y que visto los resultados reales, influyen de manera muy notable en la misma.

Como para la última placa se eliminarán dichas transiciones, porque se integrarán estas dos placas en una sola, se espera que el comportamiento sea más similar al simulado en ADS.

A continuación se muestran las ganancias medidas para los distintos estados de cada una de las parejas desfasador-parche descritas anteriormente. Se separan en grupos de cuatro estados para que se observe el efecto que produce cada estado de forma más clara.

❖ **Primera pareja:**

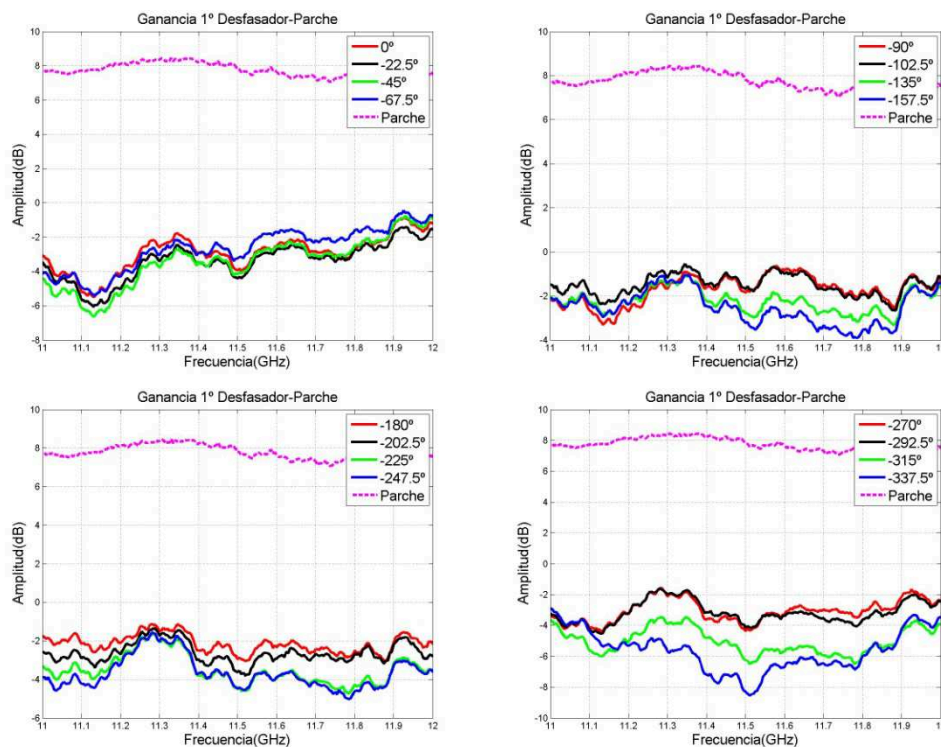


Figura 134: Ganancia de cada estado frente a la del parche para el 1º desfasador-parche

❖ Segunda pareja:

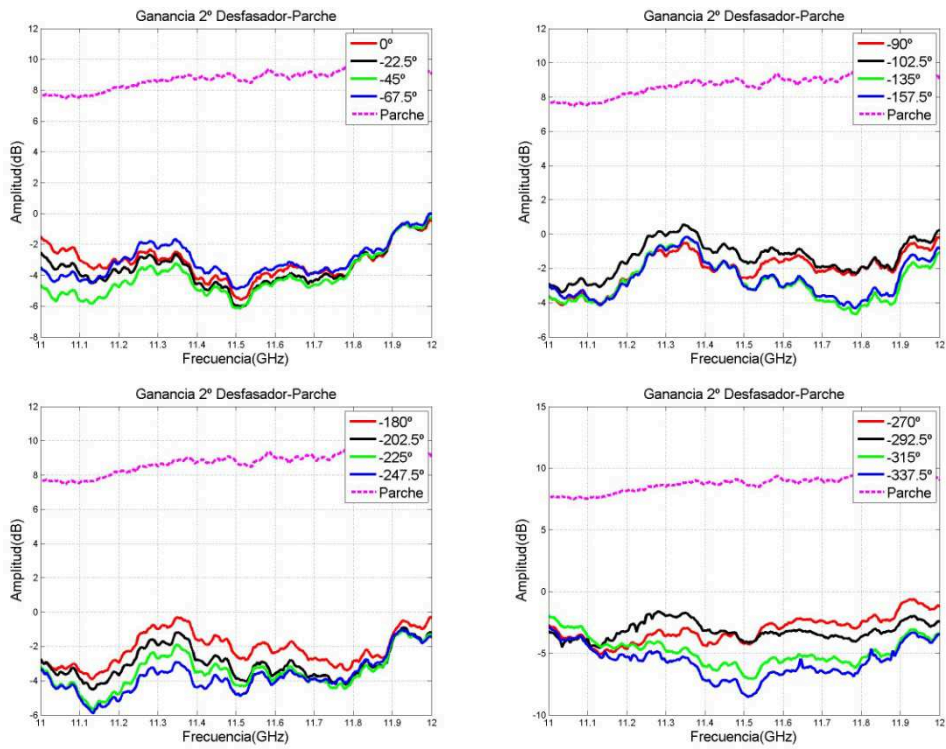


Figura 135: Ganancia de cada estado frente a la del parche para el 2° desfasador-parche

❖ Tercera pareja:

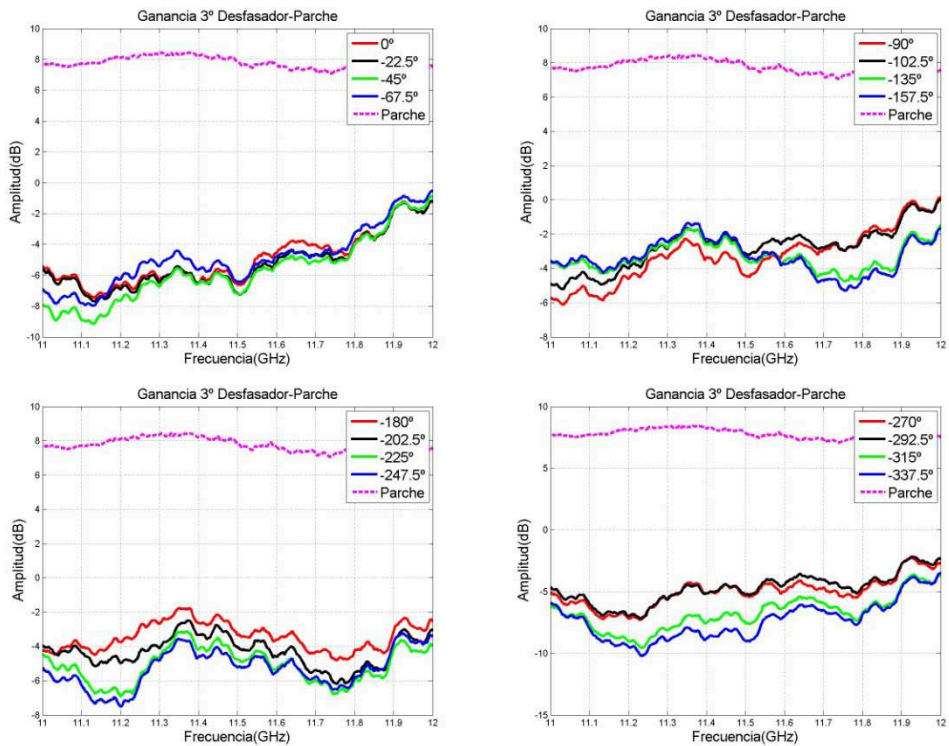


Figura 136: Ganancia de cada estado frente a la del parche para el 3° desfasador-parche

Las conclusiones que se extraen de este comportamiento en ganancia de sistema es que el añadir dicho desfase a nuestro sistema de parches, se generan unas pérdidas de 10dBs a 16dBs en el mejor y peor de los casos, con lo que nos proporciona un sistema sin ganancia para la totalidad de los estados. Todos los estados se enmarcan en una ganancia de -5dB en media. Esto es un problema a la hora de realizar el diseño final ya que a priori no se puede mitigar dicho efecto de ninguna forma.

4.4.3.4. Apuntamientos dinámicos.

Como se ha ido explicando a lo largo de este PFC el principal objetivo es conseguir una agrupación lineal de parches que proporcionen por medio de un control digital un apuntamiento dinámico del haz de radiación.

En relación con lo expuesto en la historia del arte a cerca de los arrays, se sabe que el diagrama de radiación de la antena se ve afectado casi en su mayoría por la distancia entre elementos que la conforman.

Por lo tanto se conoce que a mayor cercanía entre elementos el diagrama se ensancha produciendo menor directividad de la antena, y de forma opuesta cuando estos se alejan. Hay que tener en cuenta que si se pretende disponer de una gran directividad, es decir, estrechar mucho el haz, pueden aparecer lóbulos idénticos de difracción (*grating lobes*) como consecuencia de este alejamiento. Por lo que en base a este razonamiento y a pruebas realizadas con el programa *Ensemble 1D Array Synthesis* dispondremos de una distancia óptima de 18.5mm entre elementos. Con dicha distancia se mitiga la aparición de dichos lóbulos bajando también en gran medida los lóbulos secundarios.

Con esta distancia obtenida se proporciona un ancho del lóbulo principal $\theta_{3dB} = 5.88^\circ$, debido a la siguiente fórmula:

$$\Delta\theta_{3dB} = 0.886 * \frac{\lambda}{Nd} (\text{rad}) \text{ Fórmula 35}$$

Dónde Nd es el acumulativo de la distancia entre todos los elementos del array (a priori 16 en este PFC). Y con ello se nota un factor de array muy directivo, que será directivamente configurable con la adición de los desfases digitales.

Basándonos en esta estructura completamente funcional de tres elementos mostraremos a continuación unos apuntamientos dinámicos propuestos para observar el funcionamiento de los mismos.

Como se explica en el estado del arte el motivo principal de la construcción de arrays es generar en suma una antena con unas mejores características que una sola en suma.

Por ello surge el factor de array que es la suma de todas las contribuciones en fase y amplitud de cada elemento.

Factor de array: $F_A(\varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n * e^{jn\varphi} \text{ Fórmula 36}$

donde $\varphi = k_0 d \cos \theta + \alpha \text{ Fórmula 37}$

En este caso queremos que nuestro array lineal funcione con fase progresiva para variar el ángulo de apuntamiento, y no en broadside. Para comprobar dicho funcionamiento se realizaron cuatro medidas con las distintas fases progresivas.

El ángulo de apuntamiento máximo teórico se puede obtener directamente de la fórmula antes propuesta, de la siguiente forma:

$$\varphi = k_0 d \cos \theta + \alpha = 0 \rightarrow \theta_{max} = \cos^{-1} \left(\frac{-\alpha}{k_0 d} \right) \quad \text{Fórmula 38}$$

A continuación se muestra una tabla en donde se aclara tanto la fase progresiva de cada elemento como el ángulo máximo final al que apunta como resultado:

| Fase progresiva (α) | Fase 1º Desfasador | Fase 2º Desfasador | Fase 3º Desfasador | Ángulo máximo de apuntamiento (θ_{max}) |
|------------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--|
| 22.5° | 0° | 22.5° | 45° | 5° |
| 45° | 0° | 45° | 90° | 10° |
| 67.5° | 0° | 67.5° | 135° | 15° |
| 90° | 0° | 90° | 180° | 20° |

Tabla 22: Fases progresivas y ángulos de apuntamiento dinámico

A continuación se muestran cuatro gráficas para cada fase progresiva. Dichas gráficas muestran los resultados medidos tras incluir todos los términos de módulo y fase, una curva con módulos unitarios y fases reales medidas, otra curva con fases teóricas y módulos reales, y una última que es totalmente teórica en la que se verifican los resultados obtenidos por medio de fases teóricas y módulos unitarios.

✓ Fase progresiva $\alpha=22.5^\circ$

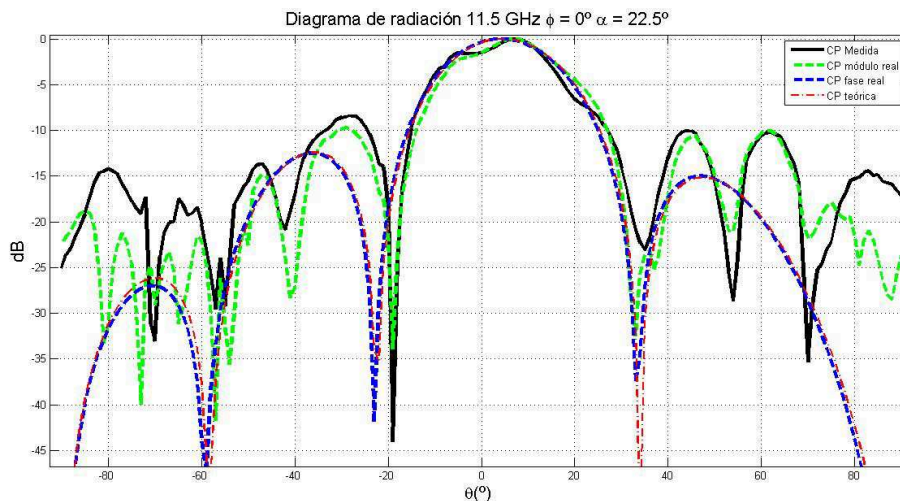


Figura 137: Apuntamiento teórico, semiteórico y real de la fase progresiva $\alpha=22.5^\circ$

El valor real máximo medido está en 6° mientras que el valor teórico se encuentra en 5°. Desviación de 1°.

✓ Fase progresiva $\alpha=45^\circ$

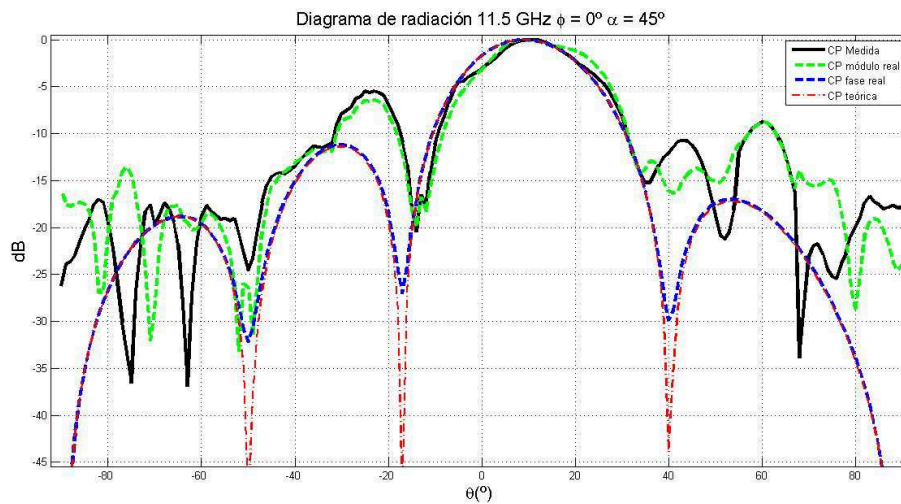


Figura 138: Apuntamiento teórico, semiteórico y reale de la fase progresiva $\alpha=45^\circ$

El valor real máximo medido está en 8° mientras que el valor teórico se encuentra en 10° . Desviación de 2° .

✓ Fase progresiva $\alpha=67.5^\circ$

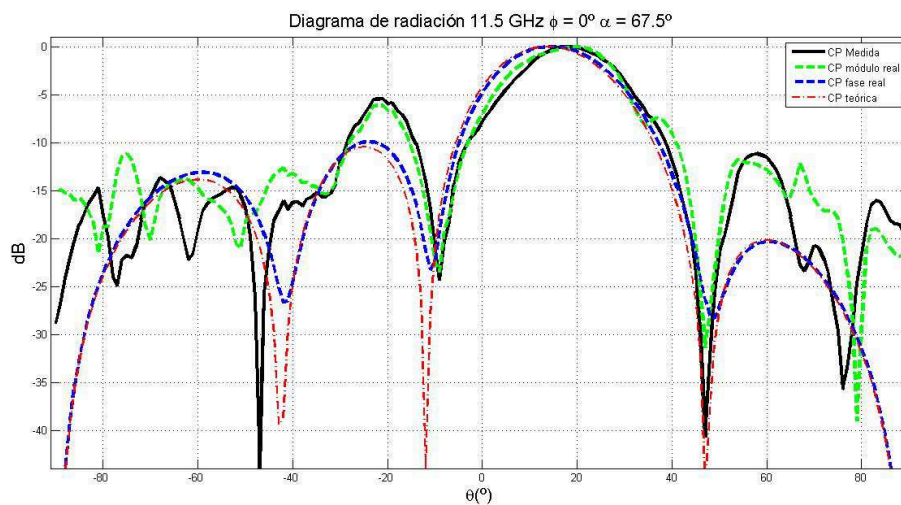


Figura 139: Apuntamiento teórico, semiteórico y reale de la fase progresiva $\alpha=67.5^\circ$

El valor real máximo medido está en 18° mientras que el valor teórico se encuentra en 15° . Desviación de 3° .

✓ Fase progresiva $\alpha=90^\circ$

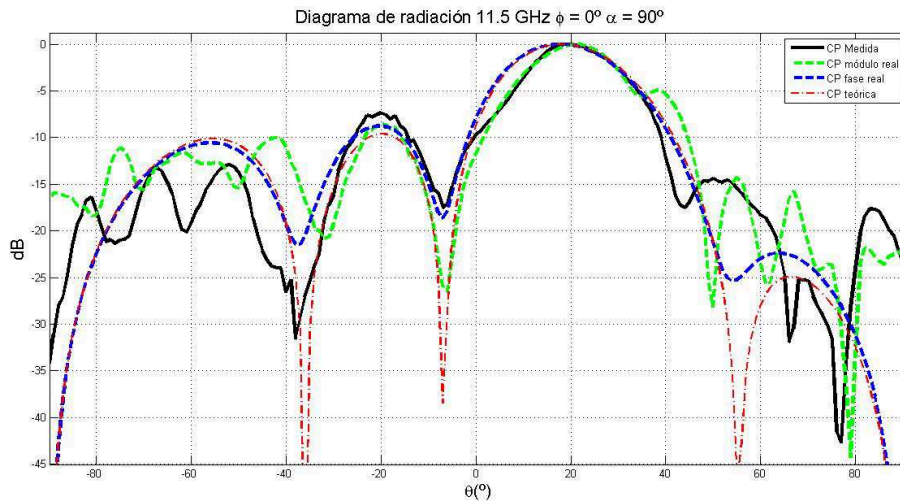


Figura 140: Apuntamiento teórico, semiteórico y reale de la fase progresiva $\alpha=90^\circ$

El valor real máximo medido está en 19° mientras que el valor teórico se encuentra en 20° . Desviación negativa de 1° .

Como hemos podido ver, los resultados de la curva real, en negro, apuntan con bastante precisión a los resultados teóricos y semiteóricos obtenidos con tan solo tres elementos. Esto quiere decir que nuestros apuntamientos programados son del todo funcionales, y que en el peor de los casos tenemos una variación de 3° con respecto al ángulo máximo indicado por la fórmula con respecto a dichos resultados reales.

Estos resultados refuerzan completamente la realización de dicho PFC, en el que se buscaba un apuntamiento electrónico como culmen, consiguiendo junto con los otros objetivos, la totalidad de los puntos propuestos.

4.4.4. Diseño del array completo de tres parches con tres desfasadores.

4.4.4.1. Introducción.

Llegados a este punto final ya sólo nos queda integrar las dos placas, array de parches y array de desfasadores, en una sola placa de circuitos. Para ello como se explicó anteriormente se propuso realizar un diseño en el que toda la parte de RF estuviera físicamente separada de la parte DC, a fin de que no hubiera interacciones en la misma.

También se extiende dicho sustrato, para poder ampliar la región que sobresale de los conmutadores, en un futuro de la guía de onda, y poder tener acceso a modificar las fases de forma fácil.

El funcionamiento de esta placa está ya acotado con los resultados que hemos ido observando anteriormente en todos los apartados de este PFC, y más concretamente en el último punto. Por tanto valores de fases, radiaciones y ganancias son conocidos a priori y se podrá comprobar y delimitar si el funcionamiento de esta última placa es el esperado o si por el contrario encontramos errores a la hora de la integración de ambas partes.

Se espera que finalmente esta estructura una vez probada y de sobra conocida, se genere tantas veces como sea necesario, ocho en este caso, para cubrir la totalidad del array de dieciséis desfasadores. Una vez hecho esto, los coaxiales se sustituirá, por parches rectangulares de acoplo e irán integrados en la estructura de la guía de onda rectangular.

4.4.4.2. Diseño, funcionamiento y pruebas realizadas con dicha estructura.

El diseño llevado a cabo es el que se generó para la placa de array de tres desfasadores con salidas en coaxiales, salvo que en este caso, dicha salida se une al parche inferior en la placa de RF-35 0.508mm, con una capa de FOAM de 1mm , con un cajeadado para los desfasadores, y la otra placa de parches superiores de RF-35 0.728mm alineados a los inferiores mediante los tornillos de teflón. El circuito de alimentación es ya depurado en las placas anteriores, por lo que no tiene ningún cambio.

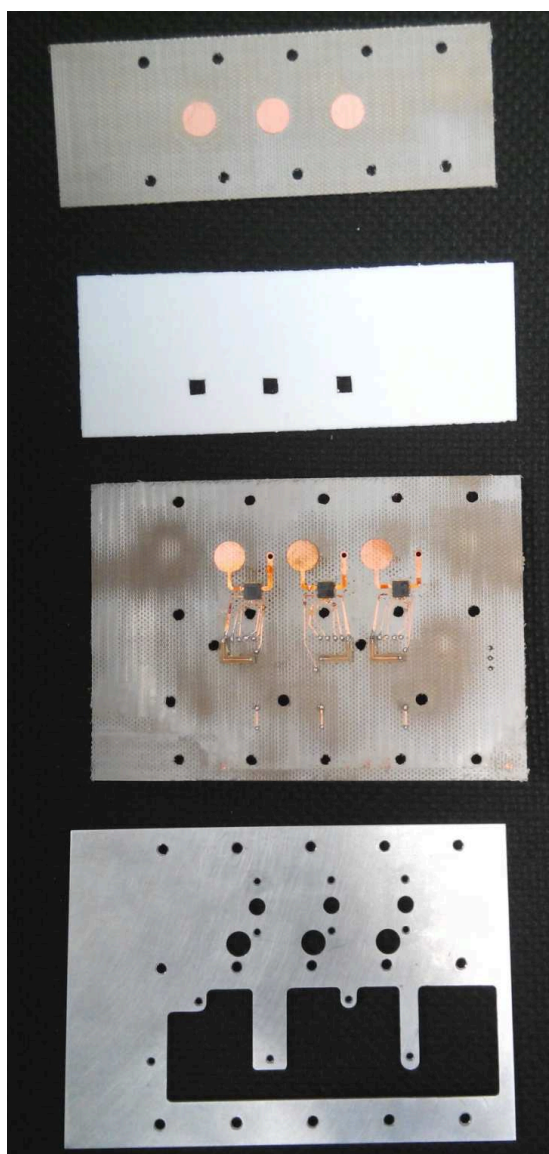


Figura 141: Capas de la estructura final array de tres parches

La sujeción de toda la estructura y de los tres conectores de alimentación coaxiales se lleva a cabo con la estructura de aluminio propuesta en diseños anteriores y construida por ELATE.

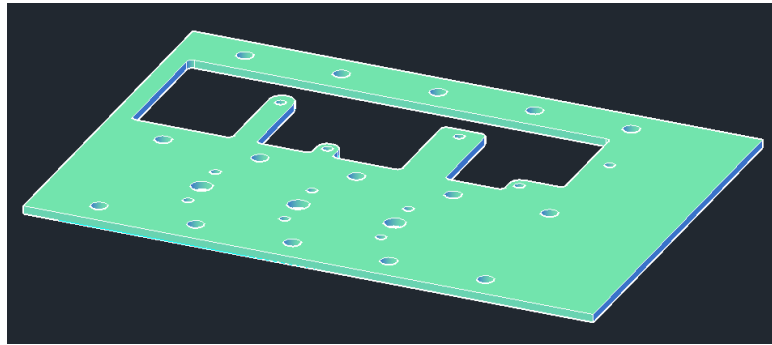
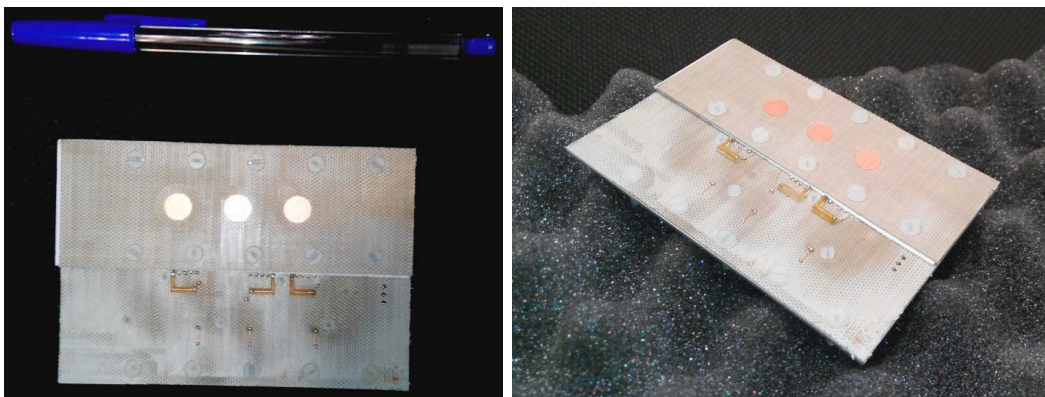


Figura 142: Estructura de aluminio para la sujeción mecánica de las tres placas que conforman la estructura del array final

Esta estructura también será ampliada a toda la guía de onda para la sujeción física de los sustratos superiores de radiación y los inferiores de acoplo, salvo por la modificación de los conectores. Por tanto es extensible al próximo diseño de dieciséis elementos.

4.4.4.3. Medidas y resultados finales.

A continuación se muestran las medidas típicas que hemos ido mostrando a lo largo de este PFC para comparar más si cabe dicha estructura en fase al array de desfases y a la placa de evaluación, en radiación al parche y a la estructura de doble placa, y en ganancia a la estructura de doble placa.



Cabe destacar que se construyeron cuatro placas, de las cuales sólo funcionó esta última con algunas reparaciones, y aun con todo en el caso del segundo elemento no se consiguió un funcionamiento claro y por tanto no se mostrará en estos apartados.

❖ 1º Desfasador/Parche:

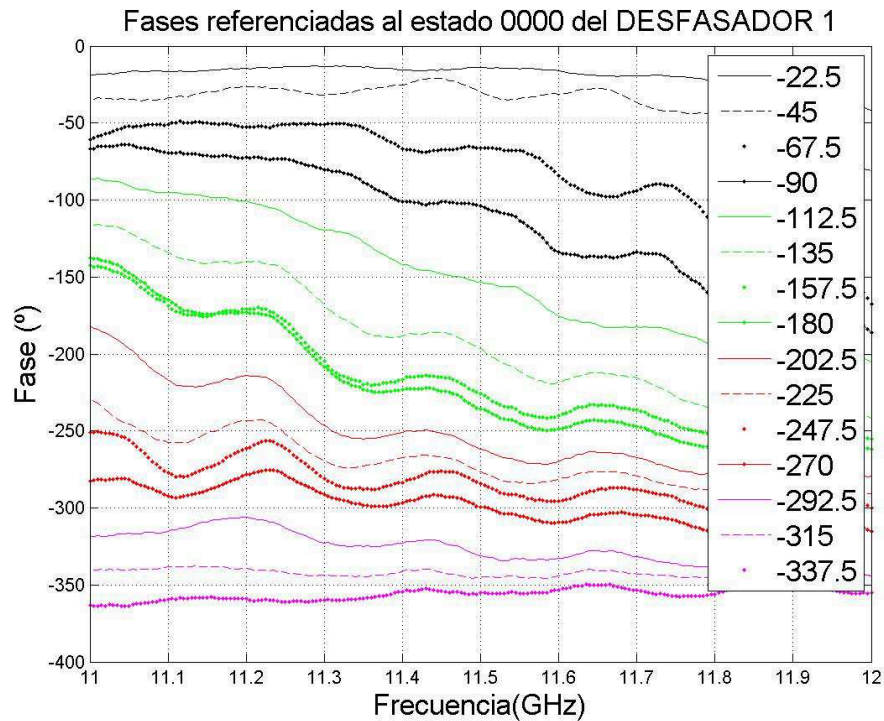


Figura 143: Gráfica de estados de fase para el 1º desfasador con parche

| | | | | | | | | |
|-----------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -13.78 | -29.82 | -66.1 | -104 | -153.6 | -196.6 | -225.5 | -235.5 |
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 | |
| Real(°) | -261.8 | -276.8 | -284.2 | -299.3 | -330.8 | -344.8 | -354.9 | |

Tabla 23:Fases 1º Desfasador/Parche a 11.5 GHz

Como se puede observar a simple vista las curvas de fase oscilan mucho de forma decreciente comenzando con un buen valor de fase a 11.2GHz , pero decayendo mucho a partir de esta frecuencia. Por ello en nuestra frecuencia de trabajo tenemos unos valores de casi 40° más en cada estado. Dicho comportamiento no es el óptimo, aunque los intervalos de fase si lo sean, en comparación con resultados anteriores, así que cabe destacar que seguramente el diagrama de radiación y la ganancia tengan muchas pérdidas.

Dicho elemento es uno de los cuales fueron reparados, junto con el segundo, y quizá por eso funciona a duras penas. Aunque a priori un resoldado de los componentes que lo forman no es motivo de dicha oscilación.

❖ 3º Desfasador/Parche:

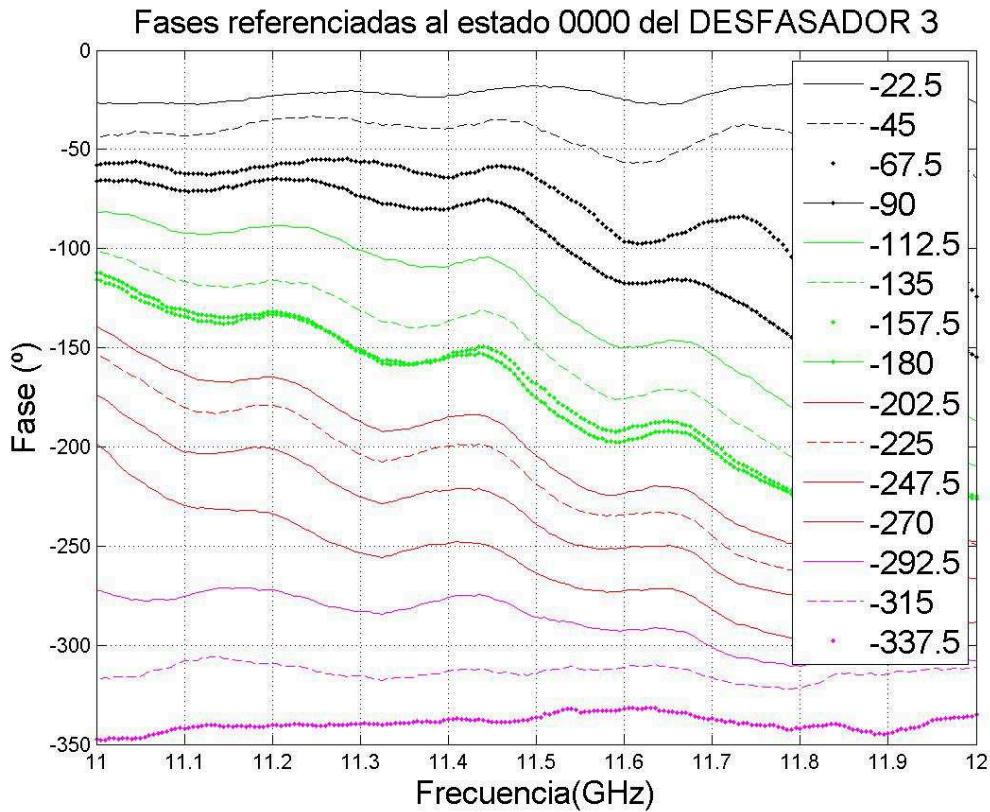


Figura 144: Gráfica de estados de fase para el 3º desfasador con parche

| | | | | | | | | |
|-----------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Fase teórica(°) | -22.5 | -45 | -67.5 | -90 | -112.5 | -135 | -157.5 | -180 |
| Real(°) | -17.9 | -38.27 | -66.22 | -88.3 | -122.1 | -148.7 | -168.3 | -175.4 |
| Fase teórica(°) | -202.5 | -225 | -247.5 | -270 | -292.5 | -315 | -337.5 | |
| Real(°) | -206.3 | -218.5 | -239 | -263.5 | -285.7 | -313.8 | -336.3 | |

Tabla 24: Fases 3º Desfasador/Parche a 11.5 GHz

Como podemos observar el comportamiento oscilante se vuelve a repetir en este tercer desfasador oscilando cada 200MHz aproximadamente -20° . Dicho comportamiento es bastante crítico ya que por ejemplo en la fase de -180° la curva comienza en -110° termina en -220° en la banda de trabajo, pero en la frecuencia central tenemos -175.4° lo cual es un mejor resultado que el esperado.

Con ello vemos que la oscilación que se produce en frecuencia es demasiado grande, pero que a nuestra frecuencia de trabajo, a lo cual está todo diseñado es bastante fiel, e incluso mejora valores de desvío marcados en apartados anteriores.

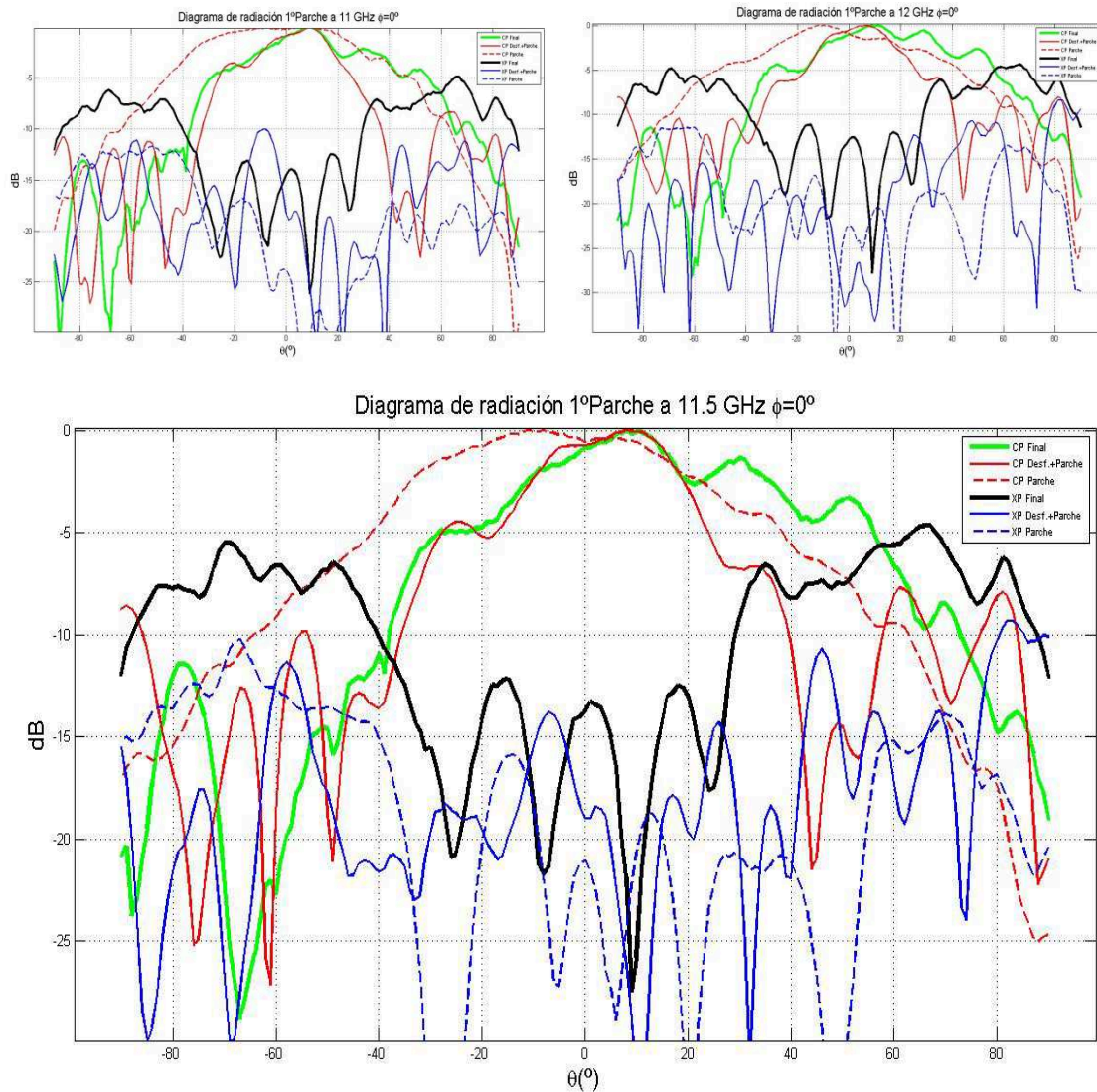
Como conclusión en cuanto a las fases hemos podido observar que la planicidad de las curvas de fase cuando se separaba la parte de RF de la de DC, era más fiel que en estos casos. Ahora

tenemos un comportamiento oscilante en toda la banda, aunque para el tercer caso en la frecuencia de trabajo tenemos el mejor comportamiento de todo el PFC, si nos movemos a los lados de dicha frecuencia tendremos unas oscilaciones que no podremos controlar. Dicho comportamiento puede ser debido a que nos encontramos en el umbral de trabajo del desfasador, 12GHz, y teóricamente a esta frecuencia perdería capacidad de actuación.

A continuación se muestran las comparativas de los distintos diagramas de radiación que se han medido para estos dos casos:

❖ **Primer Desfasador/Parche Diagramas de radiación.**

- Estado 0000 $\rightarrow 0^\circ$.



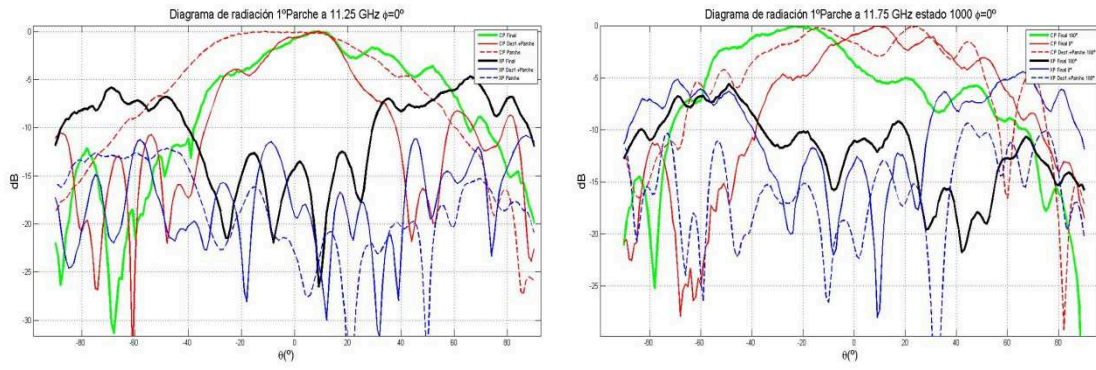
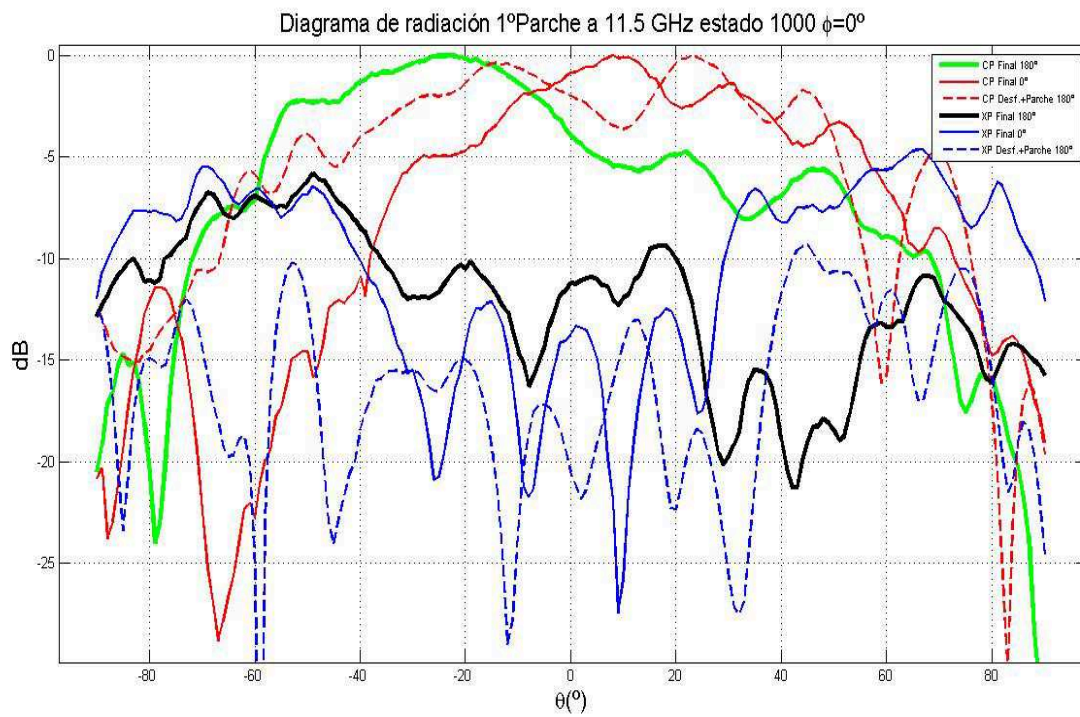
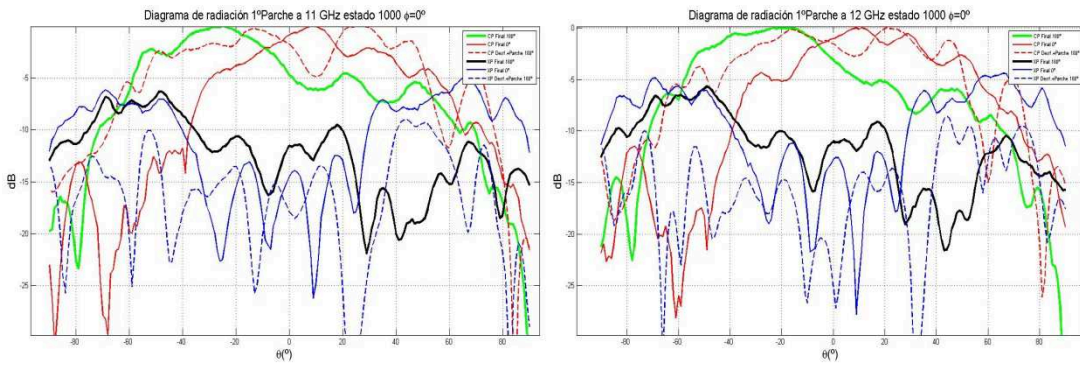


Figura 145: Diagrama de radiación final, comparativa primer elemento estado 0°

- Estado 1000 $\rightarrow 180^\circ$.



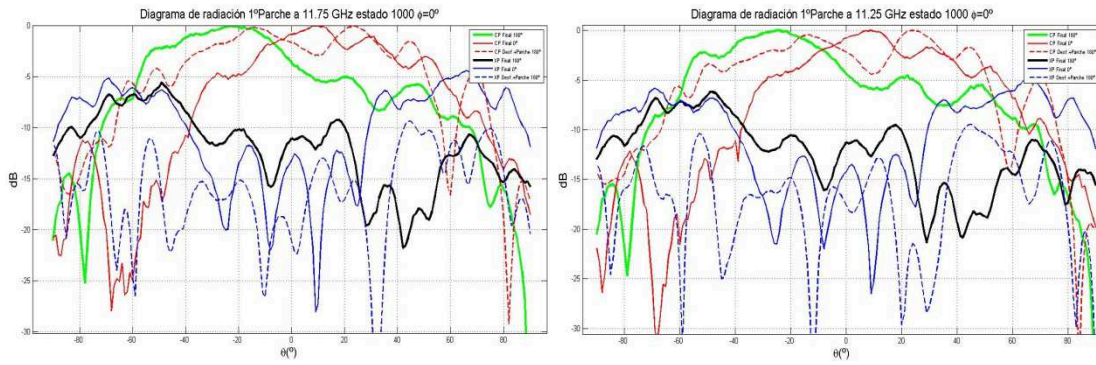
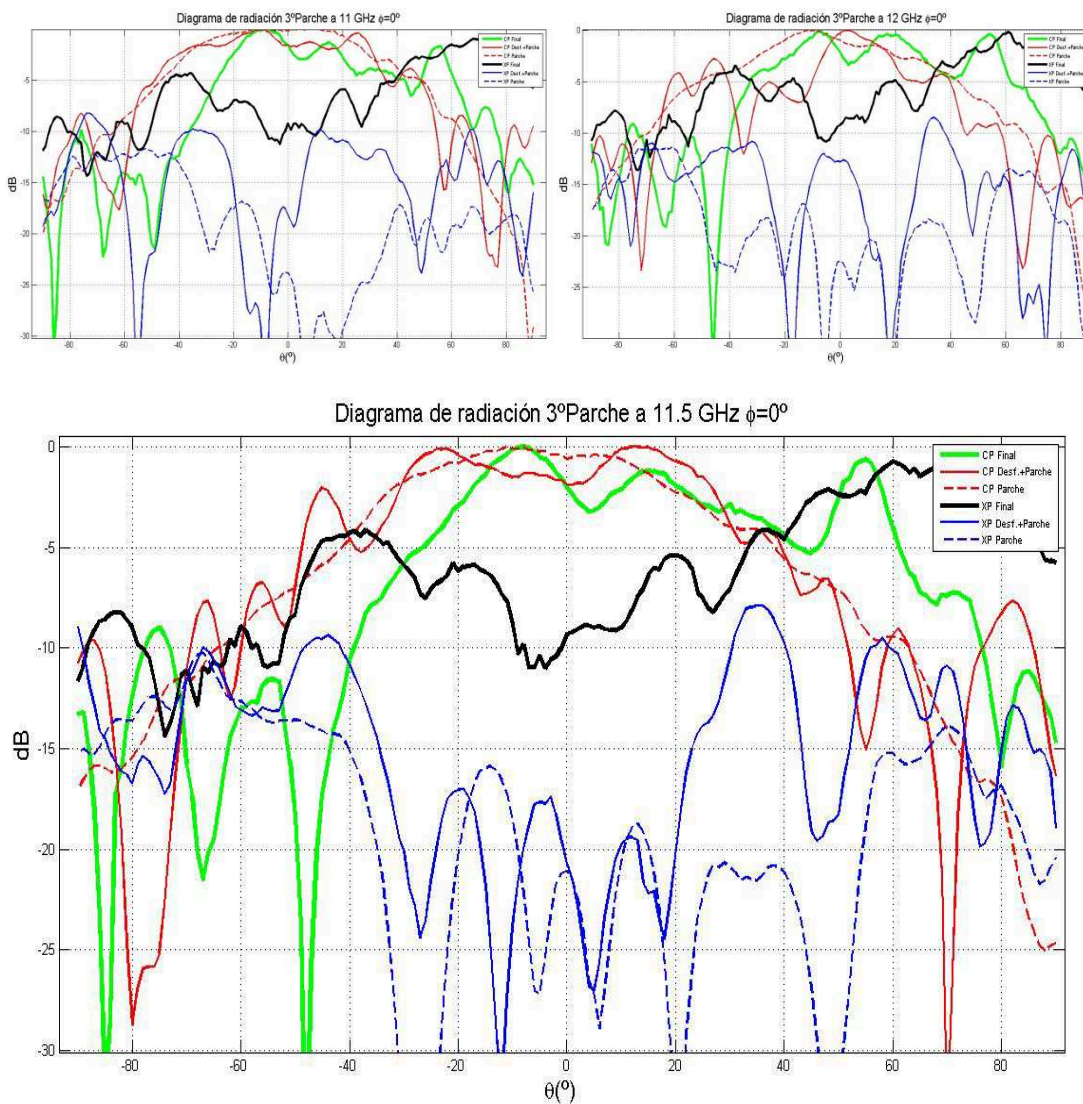


Figura 146: Diagrama de radiación final, comparativa primer elemento estado 180°

❖ Tercer Desfasador/Parche Diagramas de radiación.

- Estado 0000 $\rightarrow 0^\circ$.



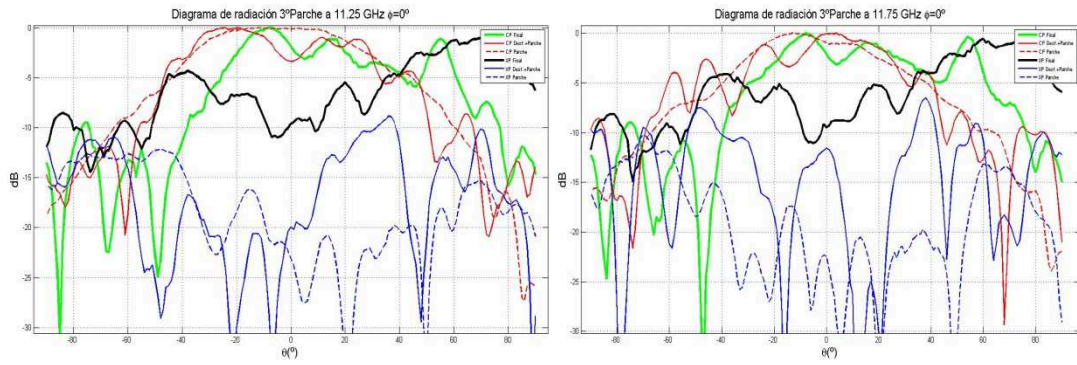
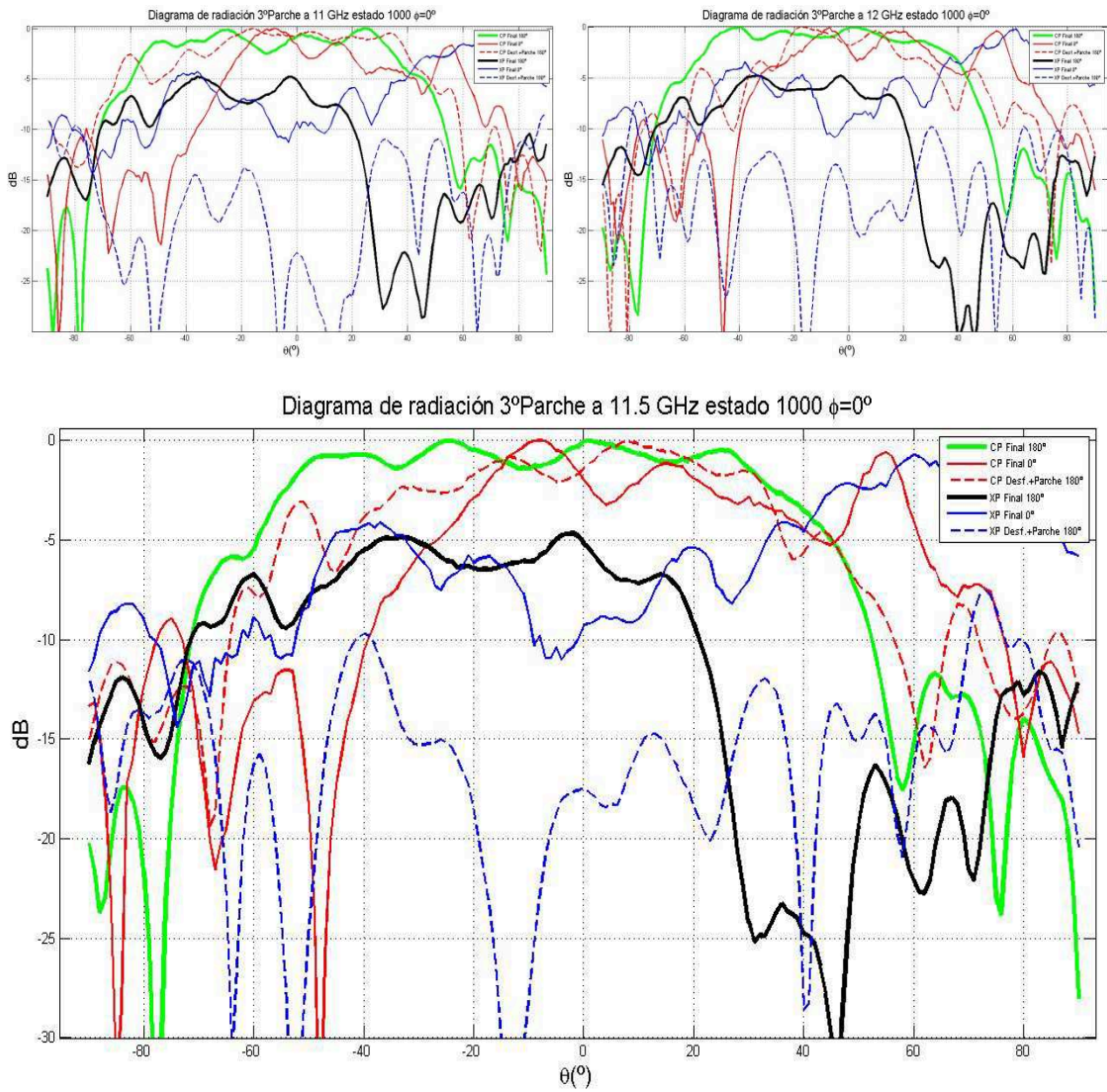


Figura 147: Diagrama de radiación final, comparativa tercer elemento estado 0°

- Estado 1000 $\rightarrow 180^\circ$.



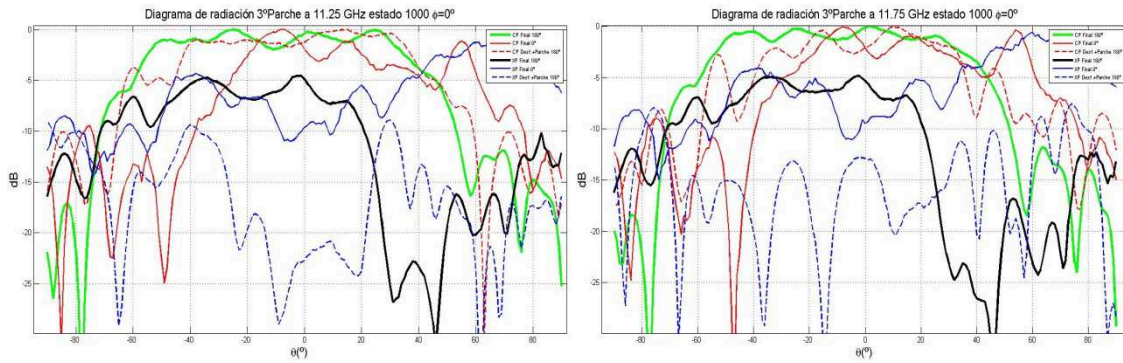


Figura 148: Diagrama de radiación final, comparativa primer elemento estado 180°

Como se puede apreciar, los resultados obtenidos en el estado 1000 son peores aún si cabe que en casos anteriores. Y los valores obtenidos y las gráficas observadas de radiación copolar para los casos en los que el estado es el 0000, aparecen algo oscilantes en ángulos positivos si los comparamos directamente con la placa desfasador+parche, y más estrechos que el diagrama del parche sólo.

A continuación se muestra una comparativa de las ganancias medidas en dicha placa, en comparación con las medidas en la placa desfasador+parche.

❖ **Primer Desfasador/Parche Ganancias.**

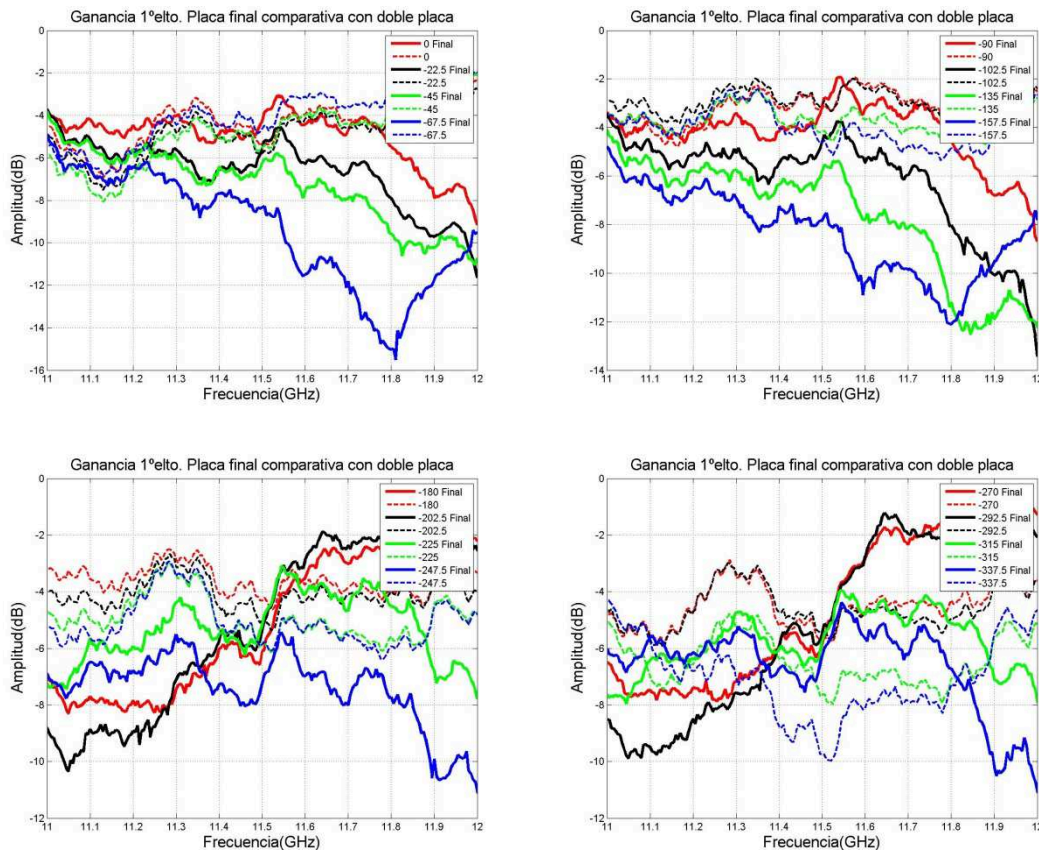


Figura 149: Comparativa ganancias placa doble vs placa final para cada estado primer elemento

❖ **Tercer Desfasador/Parche Ganancias.**

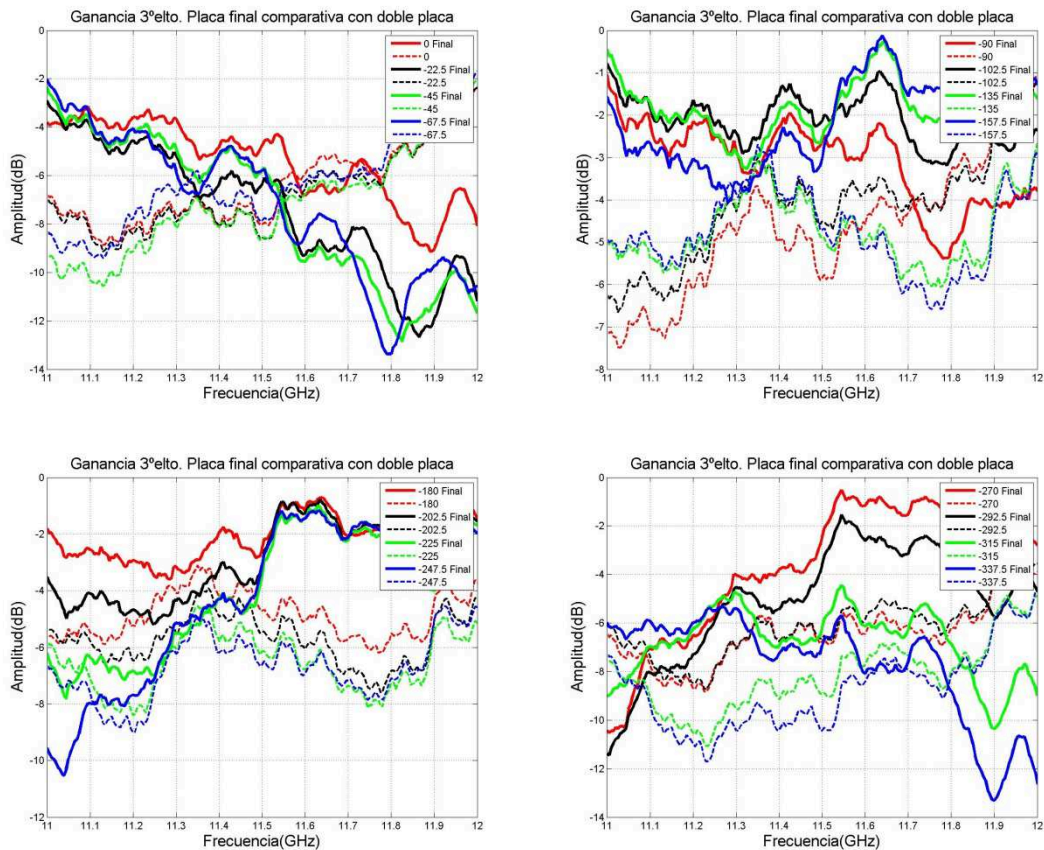


Figura 150: Comparativa ganancias placa doble vs placa final para cada estado tercer elemento

Como podemos observar las ganancias en esta placa son mayores debido a que en ella no influyen los conectores o latiguillos que sí teníamos en la suma de los dos arrays y que nos generaban algunas pérdidas, y por tanto no son unos valores buenos pero son mejores de lo esperado. En algunos estados se alcanza el valor de 0dBs lo cual nos indica que es un estado sin ganancia, pero sin los 5dBs de pérdidas que teníamos antes como mínimo.

Los mejores resultados se obtienen en el tercer parche, debido a lo que ya hemos ido mencionando a lo largo de este punto, el parche anterior hubo que resoldarlo y por ello genera incertidumbre, traducida a oscilaciones, en muchas de sus medidas.

Por tanto con todos estos datos se tomará como punto a seguir los resultados arrojados por esta tercera pareja desfasador-parche, la cual se verá replicada en el diseño posterior del siguiente PFC, de manera que se tenga el array de dieciséis elementos completamente caracterizado.

5. Conclusiones finales

5.1. Conclusiones

Las conclusiones extraídas de la realización de este Proyecto Fin de Carrera son muy variadas. Por una parte se ha diseñado un array lineal de tres parches totalmente funcional que radia según una distribución de fase dada por medio de controles digitales. Dicha red de parches está diseñada sobre una estructura microstrip y alimentada finalmente por conectores coaxiales SMA comunes e independientes. El control digital se encuentra en el mismo sustrato de RF lo cual a priori minimizaba las pérdidas.

En primer lugar se han realizado una serie de pruebas en distintas configuraciones del integrado sobre el que gira este PFC para establecer sus características y buen funcionamiento dentro de nuestros límites de acción. Dichas pruebas culminaron con tres placas de evaluación que mediante una depuración interna errores se llegó a poder generar una placa en la cual el funcionamiento del integrado era óptimo. Tras obtener los distintos valores de medidas en los estados de fase que nos proporcionaba dicho integrado se llegó a la conclusión de que las pérdidas en estos circuitos sería un problema, pero se decidió seguir adelante ya que lo que verdaderamente interesaba era conocer cómo actuar con los distintos estados de fase.

Para ello se generó una placa con una array de tres desfasadores con entrada y salida de conectores coaxiales, con el fin de medir los distintos parámetros en la configuración final de la estructura del array. Se comprobó que al igual que en las placas de evaluación, los cambios de fase eran aceptables pero que las pérdidas introducidas eran muy grandes y a tener muy en cuenta en cuanto a la ganancia final de la antena.

Para caracterizar el comportamiento final del array de parches con los tres desfasadores se propuso realizar una serie de medidas en una placa que tan solo tuviera la parte radiante de la estructura, el array de parches. Se realizaron una serie de medidas para observar el comportamiento en aislando sólo la parte de RF y comparar después cómo se ve influido por la suma de la otra placa en la que van los componentes DC. Dicha placa se midió en reflexión tanto con el analizador de redes como en ganancia y radiación en la cámara anecoica, y sus diagramas de radiación fueron utilizados para comparaciones posteriores en los siguientes diagramas.

A continuación se unieron las dos placas anteriores por medio de los conectores en los que iban montadas. Se hizo un montaje con transiciones de conectores hembra-hembra de muy buenas características y por medio de latiguillos conectados a las entradas de los desfasadores. Dicha suma de placas se midió en la cámara anecoica tanto en radiación como en ganancia, para cada parche en dos estados opuestos. Dichas medidas serían comparadas en la siguiente placa. También se midieron los cambios de fases haciendo una comparativa entre ellos. Con ello se conoció a priori el funcionamiento y las características que iba a tener la placa final.

Para finalizar se diseñó y construyó la placa final con tres desfasadores y tres parches en el mismo sustrato y con el control digital del mismo a un lado de la placa para que esta no influyera sobre la señal RF. Se midió en la cámara anecoica los mismos parámetros que en el montaje anterior para obtener una comparativa clara y fiable de la influencia de los desfasadores digitales en el diseño.

Los resultados finales extraídos son:

- La reflexión medida en todas las placas es muy alta dando como resultado en las dos últimas unas pérdidas tan grandes y significativas que hacen que dicha estructura carezca de ganancia. Esto es debido sólo a la acción de los desfasadores, los cuales introducen el doble de pérdidas que las indicadas por el fabricante.
- El diagrama de radiación se ve muy afectado por la variación entre estados. Dicho comportamiento es algo totalmente anómalo al cual no se le ha encontrado explicación. Como hemos podido observar, si el desfasador se encuentra en el estado de cero grados, el comportamiento en radiación es similar al del parche en solitario, pero a medida que cambiamos los estados tiende a ensancharse de forma muy notable. Dicho empeoro de la radiación nos introduce unos comportamientos difícilmente controlables en el apuntamiento variable aunque se subsana en parte por el factor de array.
- Todos los cambios de fases medidos siguen prácticamente el mismo patrón. Los estados centrales y los que emplean el bit más significativo poseen mayor variabilidad. Esto es algo que no podemos controlar pero si predecir. Otro de los aspectos a tener en cuenta es la variación interna en las fases. La horizontalidad de las curvas de fases nos muestra una variación menor, la cual es conseguida en la estructura suma de dos placas, y no en la placa final. Dicha placa posee una alta variación en toda la banda de trabajo aunque en la frecuencia de central se comporta de forma correcta. Esta variación se intuye que es por el hecho de introducir componentes DC muy cercanas a las de RF y por estar muy próximos a los límites de funcionamiento del desfasador.

5.2 Argumentación de la no finalización de la totalidad del PFC

Como el propio nombre de este PFC lleva incluido se proponía diseñar un array lineal de parches con apuntamiento dinámico sobre una alimentación en guía de onda.

Se comenzó realizando las distintas configuraciones y estudiando el comportamiento del desfasador en dichas estructuras y a la frecuencia de trabajo dada, lo cual era la primera vez que se hacía y nos aparecieron multitud de inexactitudes y dudas a la hora de su integración por los resultados esperados y los medidos.

Se decidió seguir con ello y se diseñaron distintas configuraciones en placas de diseños muy variados, hasta que se consiguieron depurar y disponer de un diseño funcional. Los errores encontrados en su mayoría eran por temas de fabricación. Se han tenido que diseñar, fabricar, y soldar multitud de placas y componentes debido a que el soldado manual de los desfasadores es el gran reto de fabricación de este PFC. La eficacia en el soldado de los mismos es muy baja debido a su tamaño y a que no es fácil comprobar su correcto funcionamiento hasta que no se mide la placa como un todo. Esto quiere decir que por cada placa se han tenido que montar todos los componentes, vías, switches, reguladores, condensadores, etc., y más tarde comprobar si los desfasadores funcionaban de forma correcta.

Algunas veces ocurría que dos de los tres desfasadores funcionaban de forma óptima, pero esto no nos servía ya que teníamos que tener los tres funcionando en conjunto. Por tanto había que repetir todo el proceso desde cero. Esto ha supuesto un tiempo muy grande ya que empezar de nuevo cada vez que algún pin no funciona de forma correcta, por no tener los medios a priori, es volver repetitivamente sobre los pasos dados.

Por tanto se decidió acabar con la suma de placas funcionales de tres placas y tres desfasadores ya que esta funcionaba de forma perfecta. En dicha placa ya se podían conocer todos los comportamientos que se querían estudiar y por tanto nos proporciona unos datos más que suficientes para conocer el comportamiento final en la estructura con dieciséis parches.

Se construyó también la estructura final, pero como se ha explicado no se consiguió que funcionara el elemento central de ninguna forma, aunque los otros elementos funcionaban de forma correcta proporcionando el tercer elemento unos resultados mejores que en las placas anteriores.

A continuación se muestra un esquema de los cambios más importantes que introduce dicha estructura final en la antena completa, en cuanto a la modificación dinámica de las fases proporcionadas a cada parche.

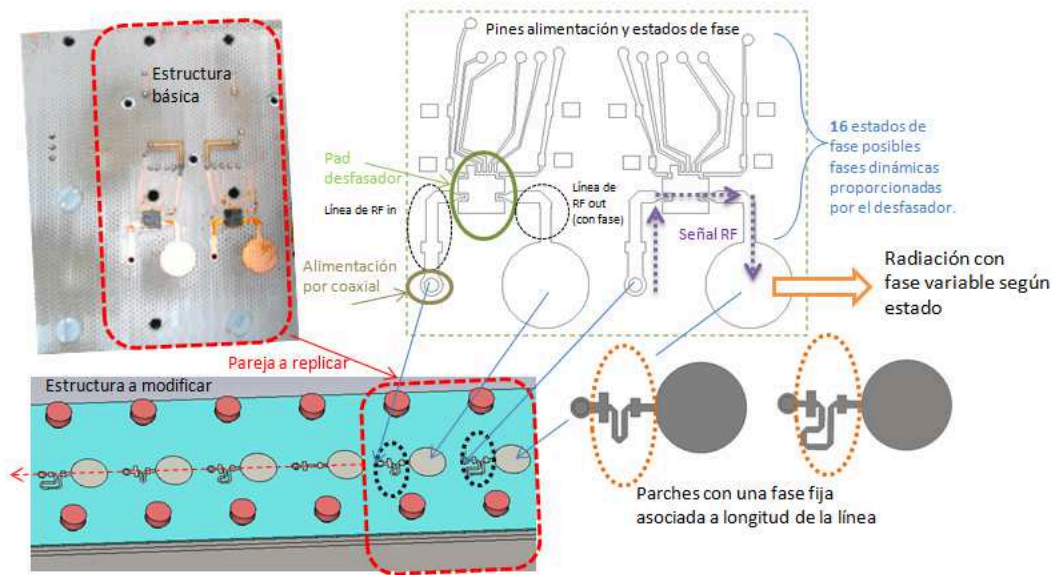


Figura 151: Anotación del diseño de las líneas de fase mediante el desfasador digital

Con ello se tiene una estructura modular de dos parches-desfasadores la cual hay que replicar ocho veces y medir en cada una de las combinaciones posibles. Dicha unión generaría a priori unos resultados muy similares a los ya obtenidos, si todo funciona de forma correcta, y dicha estructura se integraría dentro de la alimentación por parches de acoplo en la guía de onda del proyecto fin de carrera del que parte este.

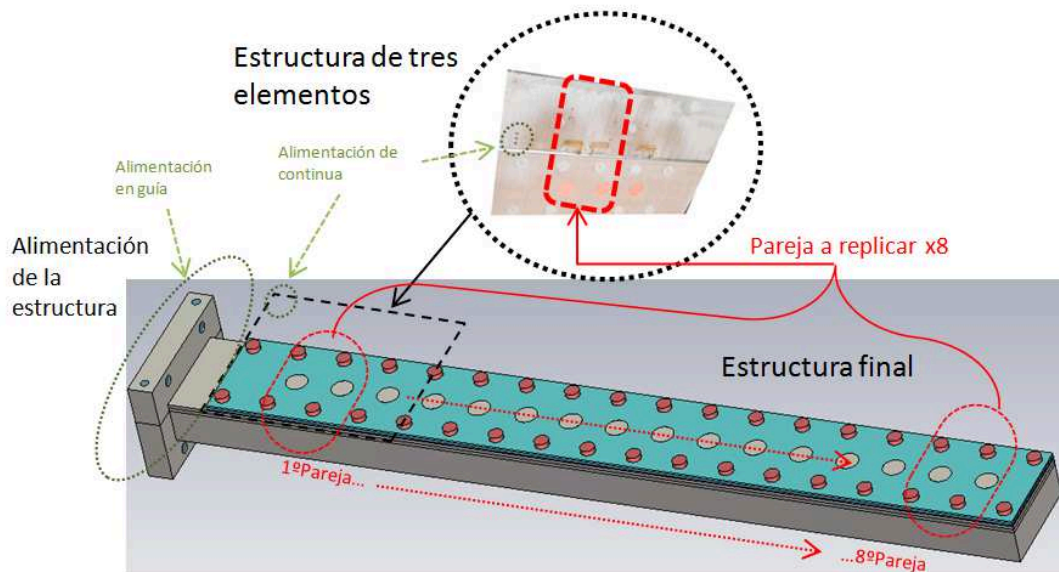


Figura 152: Anotación del diseño final replicado

Dicha integración queda para un tercer proyecto, ya que habría que construir los dieciséis elementos por parejas, para tener controlado y poder conocer a priori el buen funcionamiento de dichas parejas. De no realizarse de dicha forma, se tiene el riesgo de construir y soldar todos los componentes, y no conocer cuál es el que está fallando, volviendo a tener que realizar desde cero dicha placa.

Se realizarían las mismas medidas en una placa con coaxiales para cada uno de los dieciséis elementos y se compararían con los datos mostrados en este PFC a fin de aclarar el comportamiento final del array. Después de ello se integraría en la guía de onda y se programarían los apuntamientos dinámicos de forma similar a la descrita aquí.

Por ello y debido a motivos de extensión y tiempo se decide parar en la estructura funcional que se muestra en este PFC.

5.3 Trabajos futuros

El principal trabajo futuro que queda es el de construir un array completo de dieciséis parches y desfasadores funcional de forma conjunta. Para ello sólo queda replicar ocho veces la parte modular de este array en cuanto a su construcción y añadir la alimentación en guía de onda con parches de acoplo, como se ha explicado anteriormente.

El funcionamiento del apuntamiento dinámico del mismo tendrá que ser estudiado ya que al estar todos los parches alimentados de forma simultánea, la fase de cada uno de ellos tendrá que ser distinta para que en suma sus contribuciones produzcan un apuntamiento del haz al ángulo deseado.

Es por ello por lo que no habría que realizar a priori ningún tipo de modificación de diseño ni ninguna construcción más que la del array de parches inferiores con el control digital.

Por otro lado dado que array 1D está prácticamente diseñado, otro trabajo futuro muy interesante sería la integración de este tipo de desfasadores en una estructura de array 2D. Esto no es tan simple ya que habría que diseñar una red de alimentación en guía para distribuir la potencia y aparecerían posibles problemas de espacio para las líneas de control y alimentación que requiere cada desfasador. Por ello no es del todo evidente.

Finalmente también se propone estudiar otro tipo de dispositivos para el cambio de fase como son los MEMs. Ya que como hemos ido viendo a lo largo de este PFC los resultados en cuanto señal recibida dejan mucho que desear.

Estos dispositivos son capaces de proporcionar cambios de fase por medio de movimientos submilimétricos de su estructura interna de RF bajando así las pérdidas generadas por otro tipo de componentes digitales como el utilizado en este PFC. Dichos componentes son tan pequeños que se hace totalmente imprescindible el uso de máquinas específicas para su soldadura, y son tan vulnerables a cambios de voltajes que aún no están del todo estudiados en profundidad, aunque seguramente por ello son el futuro.

ANEXO A: CONSTRUCCION DE PLACAS

Fabricación de circuitos impresos.

En este proyecto se han abordado la construcción de los circuitos impresos a través de la utilización de todo el material necesario y medios disponibles proporcionados por la EPS.

En las primeras etapas de comprobación del funcionamiento del desfasador y de su interacción con el resto de elementos de la antena, las placas de circuitos se construyeron en la EPS de la UAM, en el taller de circuitos impresos.

Para la construcción de las placas finales, y tras haber adquirido un aprendizaje del funcionamiento de las máquinas necesarias, el proyectando realizó tanto la construcción como el montaje de las placas de circuitos y los componentes que las formaban bajo la supervisión del tutor.

La máquina para la generación de circuitos de la que se dispone en la EPS proporciona unas ventajas muy variadas para este tipo de construcciones internas en PFCs. Para circuitos pequeños, de pocos componentes y con un grado medio de tolerancia a fallos, se hace más pertinente el uso de construcciones internas, con vías y soldaduras realizadas a mano. Incluso para presentar un prototipo final con multitud de capas, componentes, vías y geometrías se hace necesario disponer de algo más eficaz, aunque el buen manejo y destreza de dicha máquina proporciona unos resultados altamente eficientes.

La fabricación externa proporciona una tasa de error muy baja en pistas, una metalización de vías y una soldadura de componentes automatizada que hace que el prototipo quede más presentable. Pero debido a que estas placas se han de hacer prácticamente en masa de forma industrial, o con unas mayores dimensiones, no ha parecido apropiado externalizar la fabricación de los diseños.

Fabricación interna:

Para fabricar las placas de circuitos de este proyecto se ha utilizado el método mecánico, por su sencillez y su alta precisión que nos proporciona el taller de circuitos impresos de la EPS. También cabía la posibilidad de realizar dichas placas con el método químico, pero al necesitar una precisión de décimas de milímetro no era viable.



Figura 153: Máquina para la construcción de circuitos en el taller de fabricación de la EPS

Proceso de construcción

Para construir una placa de circuitos impresa mediante esta técnica mecánica, se hace imprescindible diseñar la placa mediante software y generar una serie de archivos de tipo y movimiento de la herramienta conforme a unas posiciones globales.

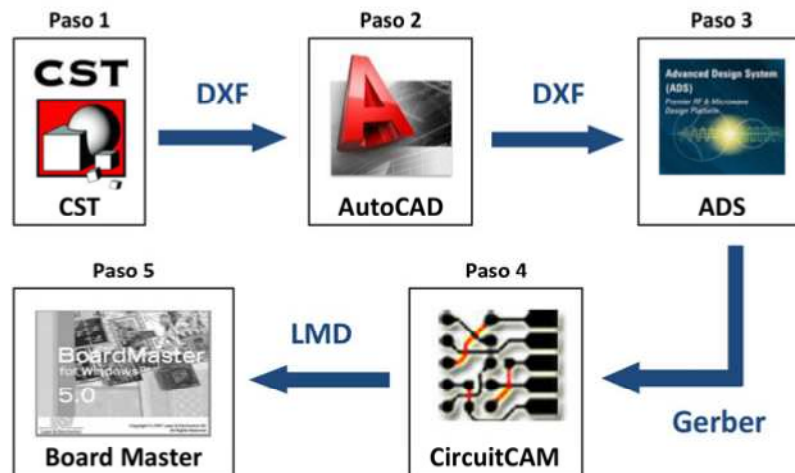


Figura 154: Diagrama de bloques del proceso necesario para la construcción de prototipos

- **Paso 1:** Exportar el archivo .dxf que proporciona el diseño en 3D del software de simulación electromagnética CST para cada una de las capas del diseño.
- **Paso 2:** Importar los distintos archivos .dxf anteriores y combinarlos de tal forma que se obtengan las capas necesarias en Autocad para construir el circuito con la fresadora como son , los taladros, el top y el botom, y el contorno.

- **Paso 3:** Importar los archivos .dxf de Autocad una vez definidas las capas, y dar el formato Gerber a cada una de ellas.
- **Paso 4:** Importar los ficheros Gerber mediante el software de creación de PCBs CircuitCAM. Se define la forma de actuar de la máquina, así como las herramientas principales para cada capa que se muestran en la tabla.

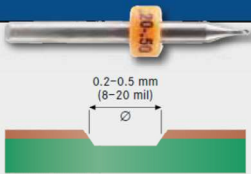
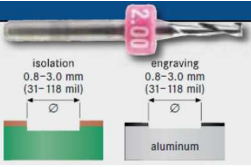
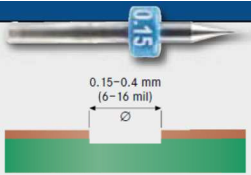
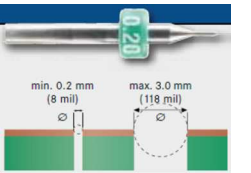
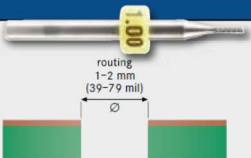
| HERRAMIENTA | IMAGEN | DESCRIPCION |
|-----------------|---|--|
| Universal Cuter |  | Marca el contorno del circuito y elimina el cobre. |
| End Mill |  | Quita cobre con poca precisión pero con pocas pasadas. |
| End Mill RF |  | Quita el cobre de forma muy precisa, es la herramienta más precisa de la que se dispone en el laboratorio. |
| Spiral Drill |  | Broca que realiza taladros de forma muy precisa. |
| Contour Router |  | Realiza el corte para separar el circuito del sustrato. |

Tabla 25: Brocas más importantes utilizadas en las construcciones

- **Paso 5:** Tras elegir las herramientas y y el método de actuar de la máquina, se genera un archivo LMD que se transfiere al entorno de trabajo de BoardMAster. Este software permite posicionar la placa a construir dentro de unas coordenadas de plancha de sustrato predefinidas. Y por medio de una lista de diez tareas, desde leer fiduciales, hasta hacer taladros o rebajar las pistas del botom, controla la fresadora así como las herramientas predefinidas.

Sustratos utilizados

Para la fabricación de los todos los diseños se han utilizado los siguientes sustratos:

- RF-35 de TACONIC de espesor 0.508mm.
- RF-35 de TACONIC de espesor 0.762mm.
- FR4 de TACONIC de espesor 1.5mm.
- FR4 de TACONIC de espesor .5mm.
- ROGERS de TACONIC de espesor 0.508mm.

Fabricación de tapas de aluminio

Para este PFC han sido necesarias tres estructuras de aluminio, la caja de la placa de evaluación, la tapa de aluminio de la placa de los parches y la tapa de aluminio de la placa de los desfasadores.

Estas placas fueron diseñadas por el autor de este PFC y fueron encargadas a una empresa externa para su fabricación. Cuando se comenzó con este PFC no se tenía la posibilidad de realizar dichas placas de forma interna, pero a lo largo del mismo surgió la posibilidad de disponer del material y maquinaria necesarios de nuevo en el taller de circuitos impresos de la EPS.

Por tanto se realizaron los dos primeros encargos a una empresa externa, caja de aluminio y tapa de aluminio, y se decidió fabricar la otra tapa de aluminio con el material y el personal interno de los laboratorios de la EPS. Esta tapa era el primer encargo para esta máquina en todo el taller y por ello los resultados no son en apariencia iguales al industrial pero sí son del todo funcionales. Prueba de ello son los montajes asociados a la misma.

La máquina Fresadora OPTIMUN disponible a en el taller es la siguiente:



Figura 155: Máquina fresadora de control numérico

Es una máquina de control numérico que en base a unos planos es capaz, tras introducir las cotas necesarias en el software asociado, generar una serie de cortes y movimientos de fresa con precisiones muy altas y con multitud de accesorios y movimientos disponibles.

ANEXO B: PLANOS Y PLACAS

Partes metálicas

La construcción de las partes metálicas de este PFC han sido encargadas a una empresa externa a la UAM especializada en mecanizaciones de metales, Mecanizados Felper. También se realizaron unas modificaciones y una tapa nueva de metal de forma interna en la UAM en el taller de circuitos impresos por medio de una nueva máquina de control numérico.

Todas las piezas han sido hechas en aluminio y en total han sido tres piezas:

- Chasis de aluminio para las placas de evaluación. Realizado por una empresa externa.
- Tapa de aluminio como chasis para 6 conectores. Realizado en la EPS.
- Tapa de aluminio como chasis para 3 conectores. Realizado por una empresa externa.

Circuitos impresos

Todas las placas construidas en este PFC han sido hechas internamente en el taller de circuitos impresos de la EPS, mediante los procesos de construcción descritos a lo largo de esta memoria y con las herramientas necesarias que se listan en el anexo A.

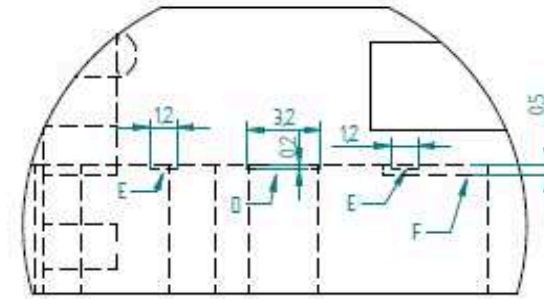
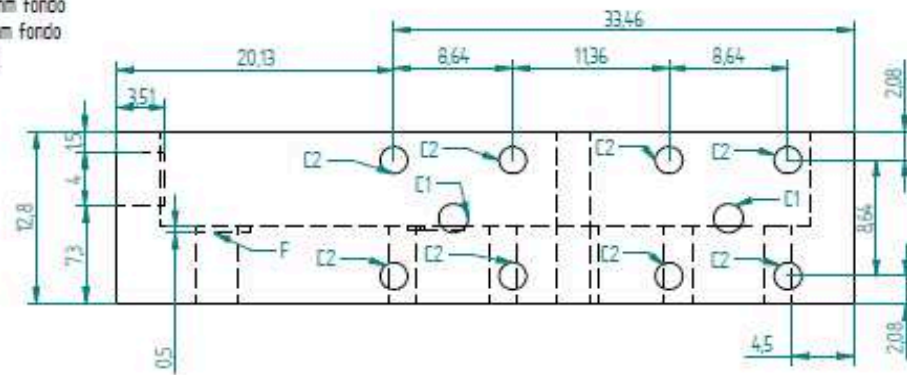
Las placas fabricadas han sido las siguientes:

- Placas de evaluación. Fabricadas con RF-35 0.508 mm.
- Moldes de soldadura. Fabricados con FR-4 1 mm.
- Placas de pruebas coaxial entrada-salida. Fabricadas con RF-35 0.508 mm.
- Puentes en L. Fabricadas con FR-4 0.5 mm.
- Placa de prueba parches inferiores con desfases. Fabricadas con RF-35 0.508 mm.
- Placa de parches superiores. Fabricada con RF-35 de 0.708 mm.

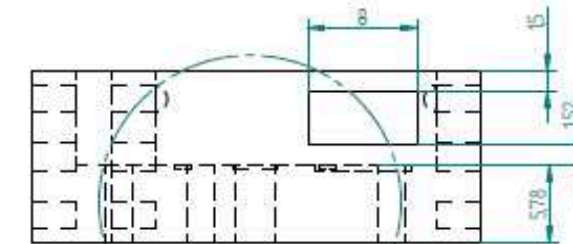
TALADROS:
 A: Taladro roscado M2 pasante
 B: Taladro roscado M3 pasante
 C: Taladro para conector SMA (5posiciones)
 taladro central liso 2,15mm DIAM pasante (C1)
 taladro lateral roscado M2 pasante (C2)

REBAJES:
 D: Rebaje de 3,2mm DIAM 0,2mm fondo
 E: Rebaje de 1,2mm DIAM 0,3mm fondo
 F: Rebaje de 0,5mm de fondo

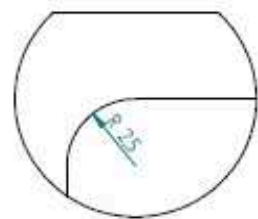
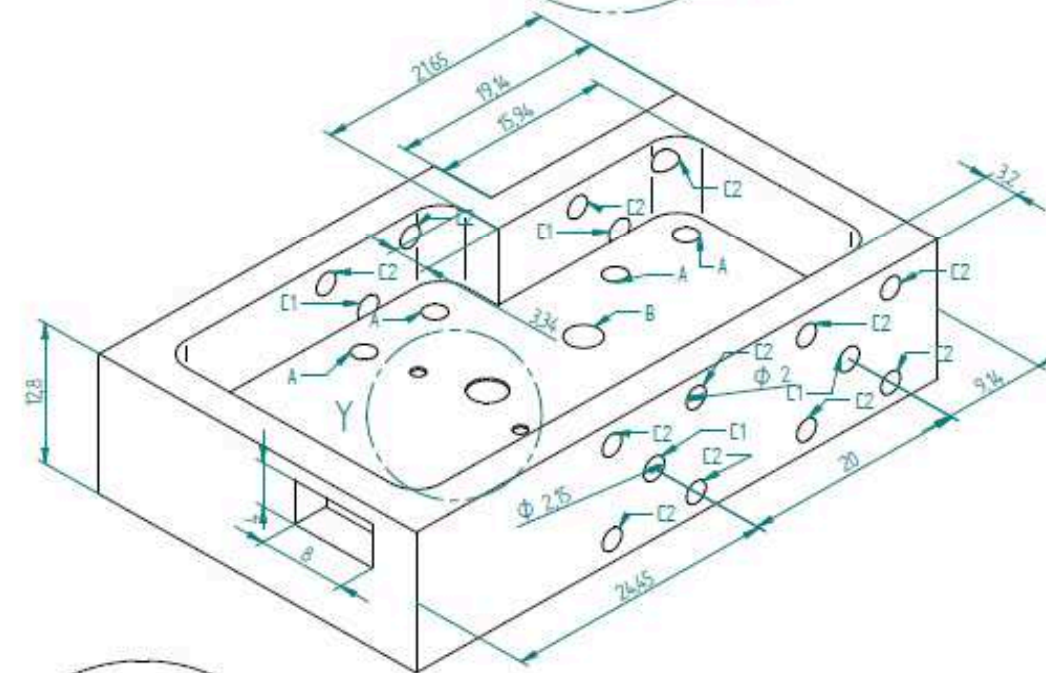
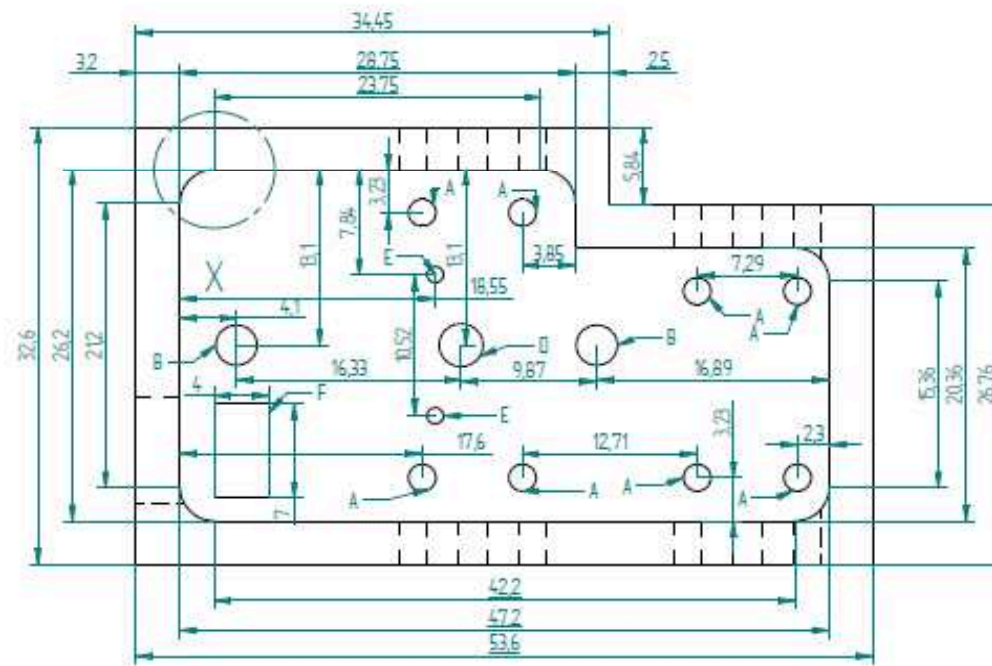
| REVISION HISTORY | | | |
|------------------|-------------|------|----------|
| REV | DESCRIPTION | DATE | APPROVED |
| | | | |



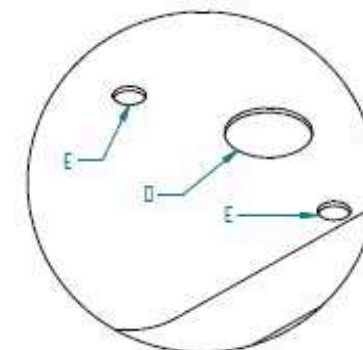
DETAIL Z



Z

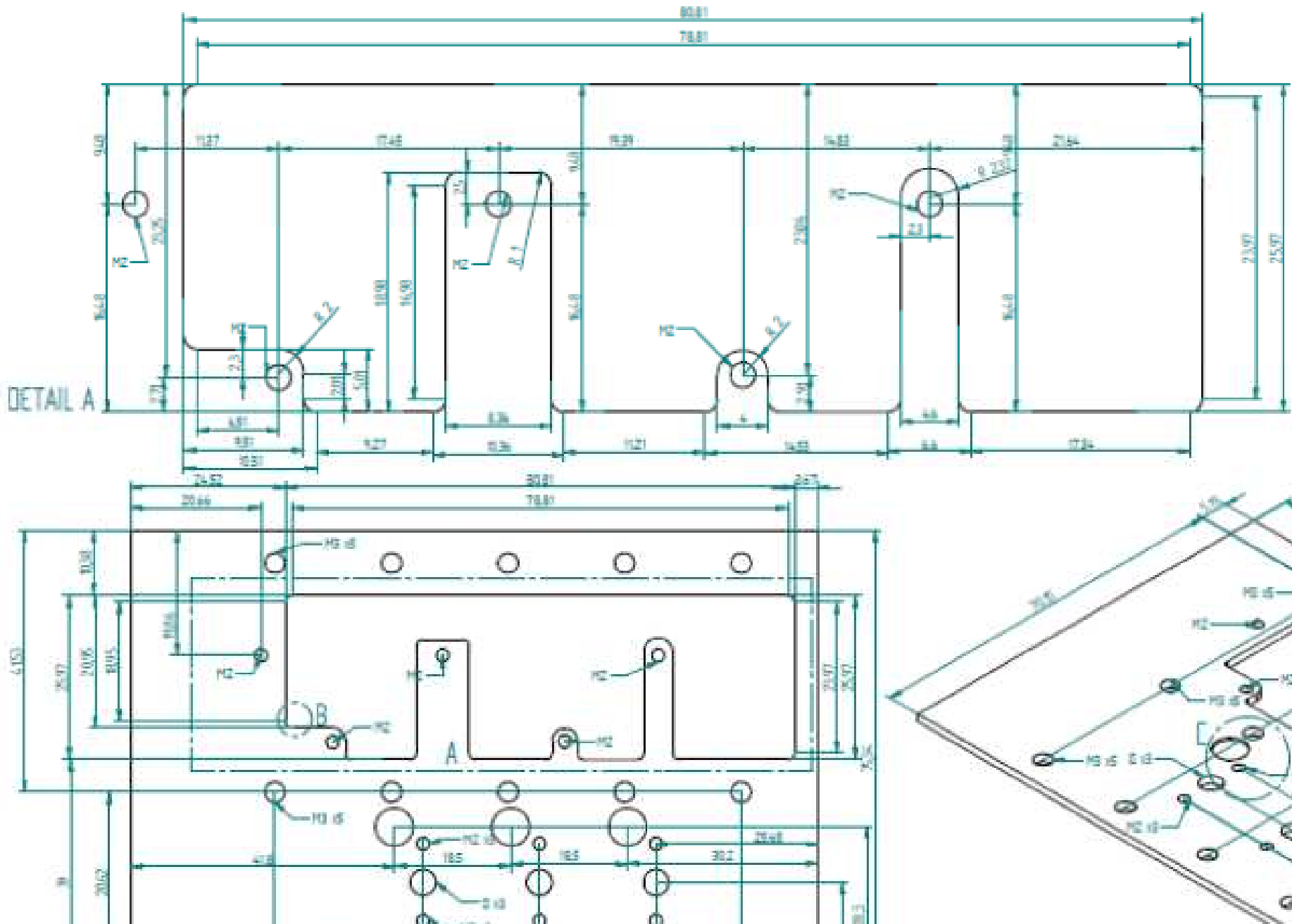


DETAIL X

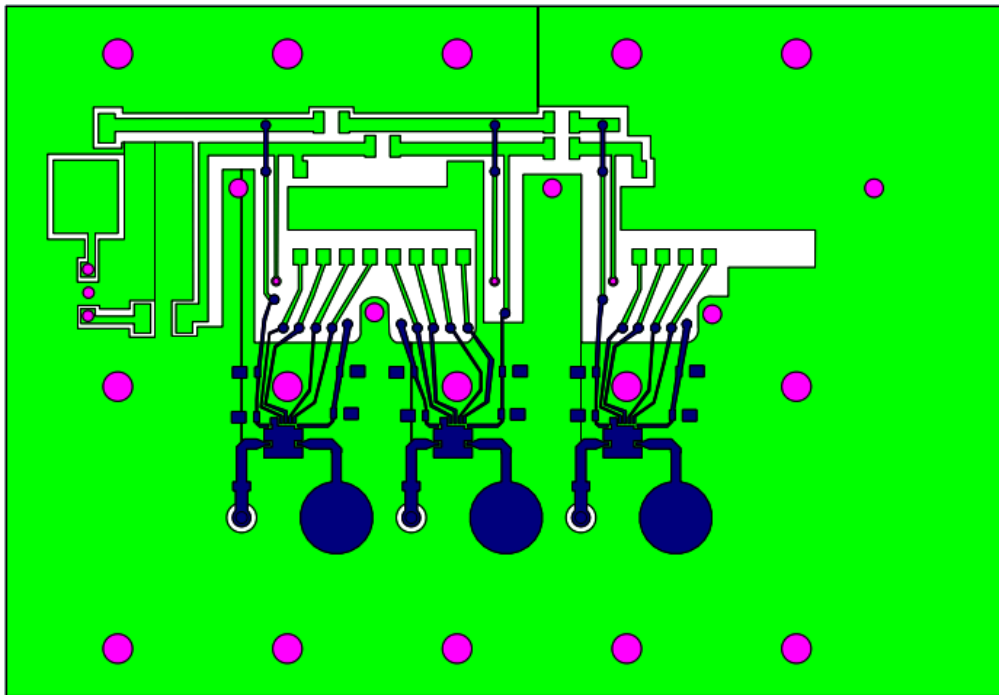


DETAIL Y

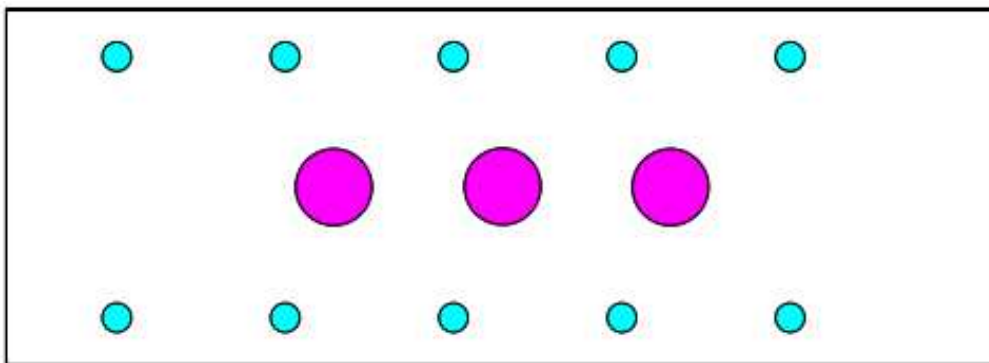
| | | | | |
|--|----------|----------|------------------------------------|---------------------------------|
| | NAME | DATE | Solid Edge | |
| DRAWN | Jesús VR | 10/16/13 | TITLE | |
| CHECKED | | | | |
| ENG APPR | | | | |
| MGR APPR | | | | |
| UNLESS OTHERWISE SPECIFIED DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS ANGLES 4X4" | | | SIZE A2 | DWG NO REV |
| 2 PL 4X10X 3 PL 4X10X | | | FILE NAME cruja_parr_envidr.dft | SCALE WEIGHT SHEET 1 OF 1 |



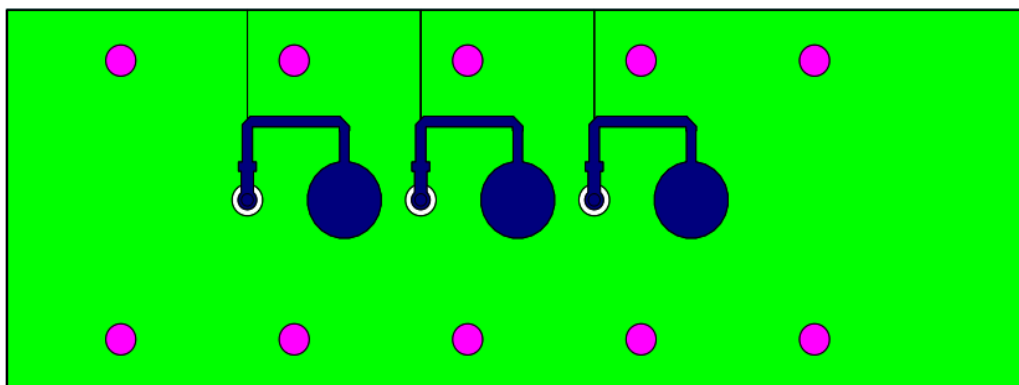
- Array de parches+desfasadores



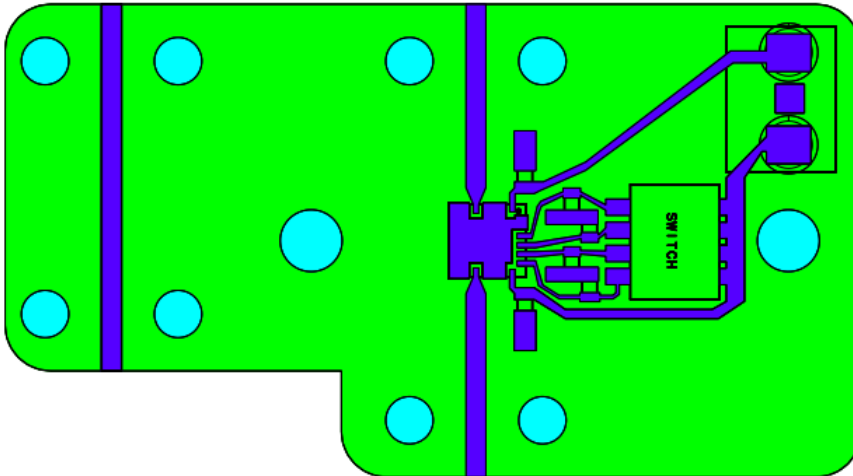
- Array de parches superiores



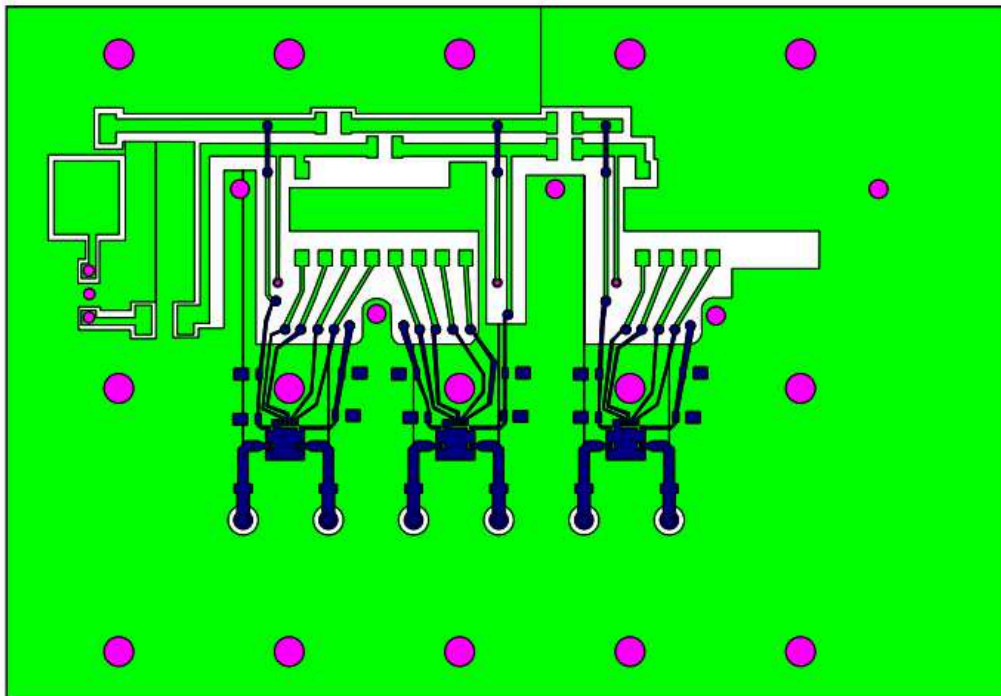
- Array de parches inferiores aislados



- Placa de evaluación con resistencias para estado cero de fase



- Array de desfases digitales



ANEXO C: MEDIDAS EN LA CAMARA ANECOICA.

Todas las medidas de las distintas etapas de este proyecto han sido realizadas en la cámara anecoica del grupo de investigación RFCAS perteneciente a la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

Funcionamiento

Una cámara anecoica es un espacio creado con el fin de aislar completamente las señales de radiofrecuencia exteriores. Proporciona, por medio de una envoltura de material aislante en forma piramidal y unas paredes de recubrimiento metálico, una absorción y aislamiento completo de todo tipo de ondas interferentes en el sistema bajo estudio ajenas a este.



Figura 156: Proceso de medida típico enfrentando una bocina a la antena diseñada.

El aislamiento está basado en el funcionamiento de una jaula de Faraday, el campo electromagnético en el interior de un conductor en equilibrio se anula y también son nulos los efectos de campos externos a él.

El material absorbente interior tiene como única finalidad la de absorber la energía electromagnética y transformarla en otro tipo de energía, generalmente en calor. Estos materiales absorbentes son de espuma de poliuretano cargada con partículas de carbón, y su geometría piramidal está diseñada para obtener una transición suave entre el aire y el poliuretano dopado.

Gracias a esta construcción la industria utiliza este tipo de cámaras para la caracterización de toda clase de elementos radiantes, así como sus interacción con otros sistemas de su entorno de trabajo.



Figura 157: Foto de las medidas realizadas en los sistemas de radar de un avión militar

Elementos utilizados en la cámara anecoica de la EPS.

Como se muestra en el siguiente croquis, el montaje que se utilizó para las distintas medidas de esta antena está formado por distintos equipos:

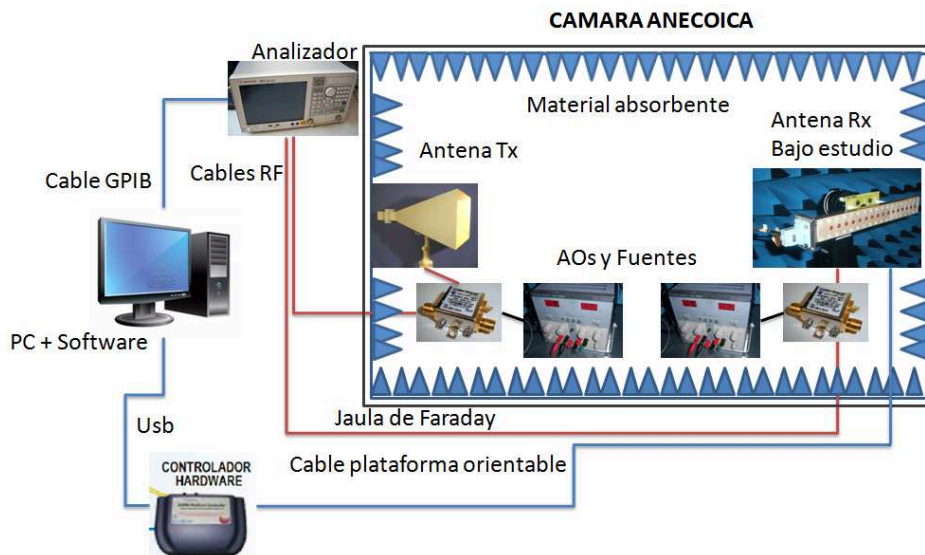


Figura 158: Croquis del montaje llevado a cabo para las medidas en la cámara anecoica

Podemos distinguir entre el equipamiento interno y externo a la cámara anecoica:

El equipamiento interno dispone de antena transmisora y receptora, amplificadores de señal acoplados a cada antena y fuentes que suministran la potencia necesaria a estos amplificadores.

En el equipamiento externo disponemos del sistema de adquisición de datos, como son el controlador de la plataforma orientable, el analizador de redes y el controlador del hardware.

- **Analizador de redes Agilent E5071C:** Equipo que realiza la medición automática tanto de la ganancia de la antena bajo estudio, como el patrón de radiación, directividad e impedancia así como multitud de datos relacionados con ondas de RF. Este analizador

puede realizar barridos en frecuencia de 300KHz a 20GHz lo cual es muy útil para anchos de banda muy altos.



Figura 159: Analizador de redes

- **Kit de calibración del analizador de redes Agilent 85052D:** La calibración del analizador de redes es un punto muy importante a tener en cuenta a la hora de realizar cualquier tipo de medidas. El entorno de trabajo es cambiante debido a que los dispositivos que se conectan al analizador de redes, como cables, conectores, etc; no son los mismos propiamente dichos, en cuanto a pequeñas variaciones de la impedancia inducidas por la temperatura ambiental, o simplemente la forma que adoptan los cables al instalar el dispositivo que se quiere medir. Por ello se necesita instalar el sistema y calibrarlo de acuerdo a estas condiciones particulares.

Para ello, se utiliza el kit de calibración que consta de una serie de terminaciones para cada puerto bajo estudio conectadas a los cables correspondientes, que el sistema reconoce. Las terminaciones que se encuentran en este kit son: circuito abierto (OPEN), cortocircuito (SHORT), y carga de 50 Ω (LOAD). También, para medidas con dos puertos es necesaria la calibración en traspaso de potencia entre puertos (Thru).



Figura 160: Cargas para la calibración

- **Cables de medida flexibles Agilent 85131E/F/H:** Los cables que se utilizan en el laboratorio para las medidas de los parámetros S fuera de la cámara anecoica, son unos cables flexibles de 3,5mm con conectores NMD.



Figura 161: Cables de medida para el analizador de redes

- **Antena de Bocina piramidal utilizada como sonda:** Como las medidas se realizan a una determinada frecuencia de trabajo, se necesita que la antena que se utiliza como sonda disponga de esa misma frecuencia. Por ello y dado que la frecuencia de trabajo de la antena de este PFC es de 11 a 12GHz, se escoge esta antena de bocina piramidal cuyo ancho de banda es de 8 a 12GHz.

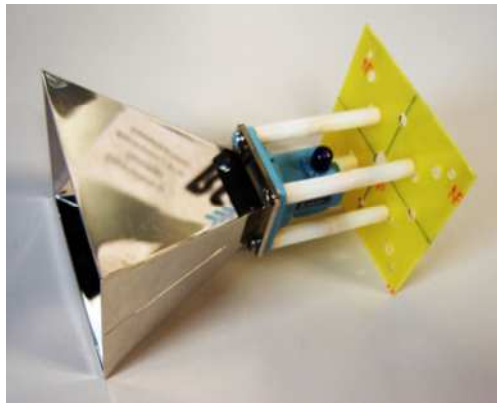


Figura 162: Bocina de 8 a 14GHz como referencia para las medidas

- **Plato posicionador orientable DAMS 6000:** El sistema por el cual se orienta la antena bajo estudio es de tipo acimutal. Se hace de esta forma ya que proporciona bastantes ventajas debido a que el sistema de coordenadas coincide con el centro de la antena. Con ello, todo queda referenciado a ese centro virtual y este centro describe una rotación que genera un barrido completo en todas las posibles coordenadas.
- **PC y software Antenna Measurement Studio:** Este software es el encargado de dirigir la plataforma orientable realizando el barrido necesario para obtener las distintas medidas y su diagrama e radiación.

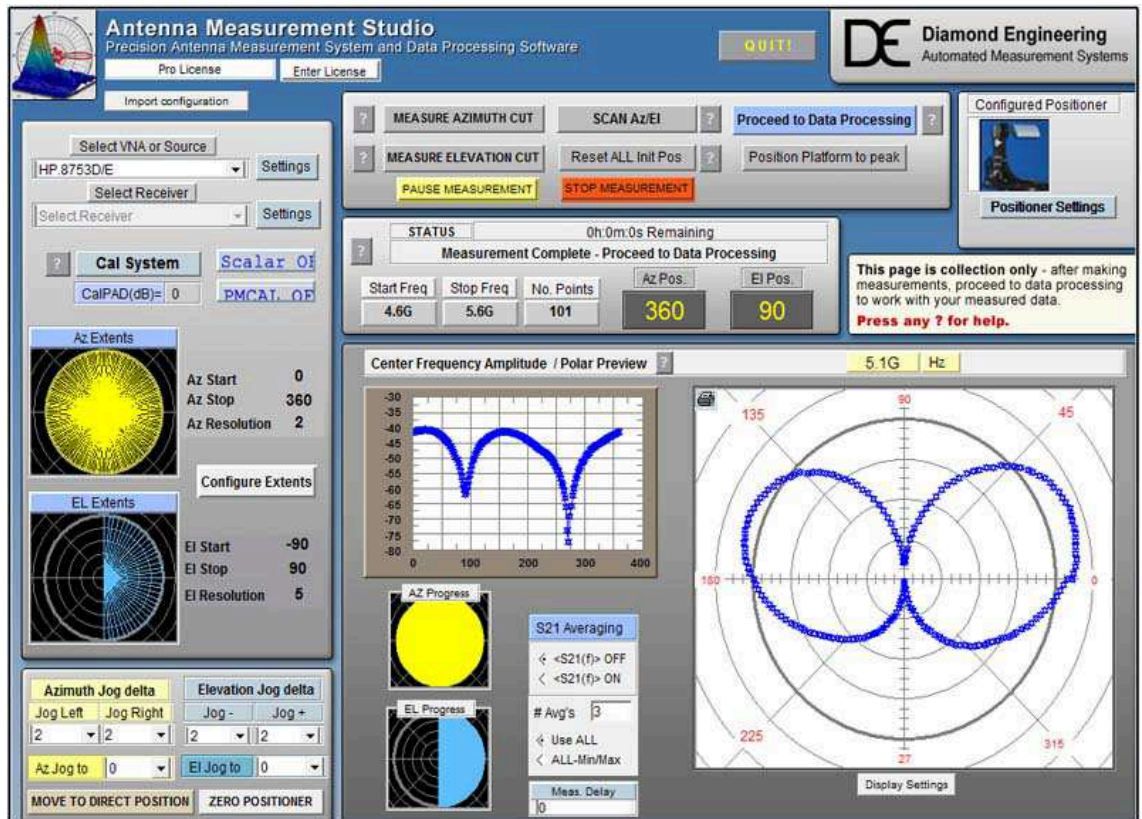


Figura 163: Software de medida y captura de datos para la cámara anecoica

- **Amplificadores operacionales Mini-Circuits ZX60-24-S+:** En el montaje interior de la cámara anecoica es necesario proporcionar una amplificación de la señal de RF ya que dentro de la misma se producen multitud de pérdidas por la radiación y por la longitud de los cables de medidas. Se utilizan unos amplificadores cuya frecuencia de trabajo englobe la frecuencia de trabajo de la antena bajo estudio, en este caso amplificadores de Mini-Circuits de 5 a 20GHz.



Figura 164: Amplificador de señal

- **Fuente de alimentación externa Promax FAC-662B:** Las fuentes de alimentación son sólo necesarias para suministrar potencia a los amplificadores.



Figura 165: Fuente de alimentación externa del laboratorio

El proceso de medida es el siguiente:

1. Colocar la antena sonda congruente con la frecuencia de trabajo. Colocarla de acuerdo a la polarización a medir.
2. Alinear la antena sonda con la antena bajo estudio y encender los amplificadores.
3. Configurar el analizador de redes de acuerdo a las medidas que se quieran hacer. Definir el ancho de banda, el span y los parámetros de medida. Para medir diagramas de radiación hay que medir los parámetro S en transmisión según se quiera emisora-receptora o viceversa.
4. Iniciar el software de medida y encender el controlador hardware del posicionador. En el software de control del posicionador, añadir el analizador de redes, el tipo de rotación y el número de puntos (este software es capaz de realizar varias medidas de distintas frecuencias al mismo tiempo).
5. Asegurarse de que las puertas de la cámara están cerradas y de que todo está bien calibrado. Tras esto, iniciar la medida.

ANEXO D: REFERENCIAS.

- [1] **José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz.** Antenas y circuitos de alta frecuencia, 2009. Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [2] **David K. Cheng.** Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería. Addison Wesley, 1997.
- [3] **J. L. Masa-Campos, Sandra Klinger, and M. Sierra-Pérez .:** 'Parallel Plate Patch Antenna With Internal Rectangular Coupling Patches and TE Mode Excitation' *IEEE Transaction on antennas and propagation* , vol. 57, NO. 7, JULY 2009
- [4] **J.-C. Takada, M. Takahashi, M. Ando, N. Goto,** "Radial Line Slot Antennas". *IEEE Tokio Section*, no. 30, pp. 147-151, 1991.
- [5] Balanis C. A.: 'Advanced Engineering Electromagnetics,' John Wiley & Sons, 1989, pp. 394-414.
- [6] **David M. Pozar.** Microwave Engineering. John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [7] **Constantine A. Balanis.** "Antenna Theory: Analysis and Design", 3rd Edition. April 4, 2005.
- [8] **Masa-Campos J. L., Sierra-Pérez M.:** 'Linearly Polarized Radial Line Patch Antenna with Internal Rectangular Coupling Patches,' *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Aug. 2011, 59, (8), 3049-3052.
- [9] **Sergio Casas Olmedo:** Proyecto Fin de Carrera : 'Diseño de un array lineal de parches sobre guía rectangular para banda Ku ' . Julio 2013.
- [10] **Víctor Luzón Mesas:** Proyecto Fin de Carrera : 'Array de antenas de parche con polarización dual lineal/circular y apuntamiento variable para aplicaciones WiMAX a 3.5GHz'. Abril 2011
- [11] **Pablo Sánchez Olivares:** Proyecto Fin de Carrera : 'Diseño de un array lineal plano con guía de alimentación en sustrato integrado para banda Ku' .Septiembre 2011.
- [12] **David García Valverde:** Proyecto Fin de Carrera : 'Diseño de un array lineal de parches sobre guía de sustrato integrado para banda Ku' .Julio 2012.
- [13] **Desfasador digital MACOM** en <http://www.macom.com/digitalphaseshifters>
- [14] Características disponibles en <http://www.taconic-add.com/en/pdf/rf-35.pdf>
- [15] **Componentes electrónicos** en <http://es.rs-online.com/web/>
- [16] Adquirido en Elate SA. Circuitos impresos <http://www.elatesa.com/>
- [17] **Conectores SMA** <http://www.hubersuhner.com/en/Products/Radio-Frequency/Connectors>
- [18] **Remachadora FAVORIT** de la marca BUNGARD. Disponible en <http://www.bungard.de/>
- [19] **Remaches tubulares de cobre para el metalizado de vías.** Disponibles en http://www.bungard.de/old/deutsch1/spanisch/seiten/m_dknieten.htm
- [20] Marca JBC. Disponible en <http://www.jbctools.com/>
- [21] Consultar características en <http://www.lpkf.com/>
- [22] Ambos de la empresa LPKF: <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/index.htm>
- [23] **Fresadora** de aluminio Optimum <http://www.optimum-machines.com/products/>

PRESUPUESTO.

1. Ejecución material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses 50 €
- Material de oficina..... 150 €
- Material de fabricación de prototipos
 - Conectores SMA 250 €
 - Sustrato de circuitos impresos 450 €
 - Construcciones en aluminio..... 450 €
 - Componentes electrónicos 500 €
- Alquiler de máquina fresadora durante 1 mes 4800 €
- Herramienta remachadora 200 €
- Medidas con analizador de redes durante 60 h..... 5000 €

Total ejecución material..... 13850 €

2. Gastos generales

- 16% sobre ejecución material 2216 €

3. Beneficio industrial

- 6 % sobre ejecución material 831 €

4. Honorarios proyecto

- 1.250 horas a 18 €/h 22500 €

5. Material fungible

- Gastos de impresión 300 €
- Encuadernación 5 €

6. Subtotal del presupuesto

- Subtotal del presupuesto 39702 €

7. I.V.A. aplicable

- 23% subtotal del presupuesto 9131.46 €

8. Total presupuesto

- Total presupuesto 48833.46 €

Madrid, Junio de 2014
El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Jesús Vázquez Ruiz
Ingeniero Superior de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES.

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, “**Diseño de un phased array lineal de parches sobre guía de onda para comunicaciones por satélite DBS**”. 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, sometidos 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.

FIN