

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**Diseño de un array de ranuras con compensación de
acoplos sobre SIW para banda Ku**

Pedro Millán Pérez

Mayo 2014

Diseño de un array de ranuras con compensación de acoplos sobre SIW para banda Ku

AUTOR: Pedro Millán Pérez
TUTOR: Pablo Sánchez Olivares

Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas
Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Mayo de 2014



Resumen

En este Proyecto Fin de Carrera se ha llevado a cabo el diseño y caracterización de antenas de array ranuradas sobre SIW con polarización circular dentro de la banda de microondas Ku (16.3 – 17.7 GHz). Los elementos radiantes que integran las guías de onda sobre sustrato (SIW) que conforman las antenas son ranuras sobre la cara superior de la guía rectangular. Si se colocan de la manera adecuada, dichas ranuras pueden ofrecer diferentes diagramas de radiación dependiendo del tipo de alimentación y del tamaño de estas en el array completo.

En el proceso de diseño de las antenas se requiere la evaluación de los efectos de acoplo mutuo entre elementos adyacentes para evitar degradaciones en el diagrama de radiación de la antena, en términos de anchura de haz, nivel de lóbulos secundarios y dirección de apuntamiento. Así, se aplica un modelo iterativo basado en el uso de monitores de campo eléctrico en condiciones de campo en la apertura sobre cada elemento radiante. Este método de compensación de acoplos permite diseñar antenas de array con determinadas propiedades según la aplicación para la que se desee la misma. A su vez, permite un ahorro en el tiempo de simulación frente a otros métodos de diseño de antenas.

El método de compensación de acoplos desarrollado se ha aplicado al diseño de dos antenas: un array lineal y una agrupación plana formada por 8 arrays lineales de las mismas características.

La agrupación plana diseñada ha sido construida y medida íntegramente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior con el objetivo de verificar el buen funcionamiento de la antena y demostrar la fiabilidad del método a la hora de diseñar futuras antenas de este tipo. Además, se pretende comprobar la viabilidad de construcción de proyectos de esta envergadura en las instalaciones de la EPS con el material y tecnología disponibles.

Palabras Clave

Guía de onda, SIW, microstrip, ranura, parámetros S, polarización circular, adaptación, sustrato, coeficiente de reflexión, relación axial, diagrama de radiación, antena, agrupación lineal, agrupación plana, acoplo, vías de sintonía, red de alimentación.

Abstract

This project deals with the design and characterization of circular polarized SIW slotted array antennas in the microwave Ku band (16.3 – 17.7 GHz). Slots cut in the broadwall of a rectangular waveguide are the radiating elements that make up the substratum waveguides (SIW). Placed in the proper way, such grooves may offer different radiation patterns depending on their size in the entire array and the type of power supplied.

The evaluation of mutual coupling effects between adjacent slots is required for the planar array design in order to avoid radiation pattern degradation in terms of beam-width, side-lobe level and beam-tilt error. Thus, an iterative model based on considering near E-field monitors over each radiating element is applied. This method allows designing the antenna based on the application which is needed for. At the same time, it also allows to save simulation time over other design methods.

This mutual coupling compensation model has been implemented on two antennas: a linear array and a planar array composed by 8 linear arrays sharing the same features.

The designed planar array has been entirely manufactured and measured at Escuela Politécnica Superior facilities to verify the antenna performance and to demonstrate method reliability when designing such antennas. Another aim is to test the construction feasibility of similar projects in the EPS facilities with the available resources and technology.

Key words

Waveguide, SIW, microstrip line, slot, S parameter, circular polarization, adaptation, substrate, reflection coefficient, axial ratio, radiation pattern, antenna, linear array, planar array, coupling, tuning vias, feeding network.

Agradecimientos

En primer lugar me gustaría agradecer todo su apoyo y dedicación a mi tutor Pablo Sánchez Olivares. Creo que es difícil encontrar a una persona con tanta aptitud y actitud para enseñar y compartir. Siempre dispuesto a ayudar a cualquiera que lo necesite, a solucionar cualquier problema por muy difícil que parezca, o a comentar el partido del día anterior tomándose un café. Obviamente, este trabajo no hubiese sido posible sin tu ayuda. Gracias.

Me gustaría agradecer también al resto de profesores del grupo RFCAS, así como a los compañeros de laboratorio que me han acompañado durante estos meses. Mucha suerte y ánimo. Ha sido un placer trabajar con vosotros.

A mis amigos. A todos los de la universidad, en especial a Marmota, Pablo, Javi y Alberto. El camino ha sido duro, pero ya no queda nada. Y por supuesto, a mis amigos de siempre. Aunque no me hayáis ayudado (mucho) a estudiar, si habéis conseguido que estos años sean los mejores de mi vida. También quería agradecer a Ana, una persona que ha estado a mi lado compartiendo estos años de carrera.

A todos los que de alguna forma u otra habéis formado parte de mi vida en esta etapa.

Y por último, a mi familia. A mis padres y a mis hermanos. Todo, absolutamente todo lo que sé y lo que tengo en esta vida, os lo debo a vosotros. No puedo estar más orgulloso y agradecido por ello. Me gustaría dedicárselo a una persona muy especial que lamentablemente nos dejó hace no mucho, mi tío Javi. Un abrazo para él y para toda la familia.

Estoy en deuda con todos vosotros

Pedro Millán Pérez

Mayo 2014

INDICE DE CONTENIDOS

| | |
|---|----|
| 1 Introducción | 1 |
| 1.1 Motivación | 3 |
| 1.2 Objetivos | 3 |
| 1.3 Organización de la memoria | 4 |
| 2 Estado del arte | 5 |
| 2.1 Introducción | 7 |
| 2.2 Principios básicos de antenas | 7 |
| 2.2.1 Concepto de antena | 7 |
| Bandas de frecuencias..... | 8 |
| 2.2.2 Tipos de antenas..... | 9 |
| 2.2.2.1 Antenas de elementos | 9 |
| 2.2.2.2 Antenas de onda progresiva..... | 9 |
| 2.2.2.3 Antenas de array | 9 |
| 2.2.2.4 Antenas de apertura | 10 |
| 2.2.3 Impedancia de entrada | 11 |
| 2.2.4 Parámetros de dispersión (Parámetros S) | 12 |
| 2.2.5 Adaptación | 13 |
| 2.2.6 Relación de Onda Estacionaria (SWR)..... | 14 |
| 2.2.7 Diagrama de radiación | 15 |
| 2.2.8 Intensidad de radiación | 17 |
| 2.2.9 Directividad y Ganancia..... | 18 |
| 2.2.10 Eficiencia | 18 |
| 2.2.11 Polarización..... | 19 |
| 2.2.12 Ancho de Banda..... | 20 |
| 2.2.13 Elementos radiantes | 21 |
| 2.2.13.1 Parches | 21 |
| Alimentación..... | 22 |
| 2.2.13.2 Ranuras | 22 |
| Alimentación..... | 22 |
| 2.3 Teoría de Guías de Onda..... | 24 |
| 2.3.1 Modos de propagación | 24 |
| 2.3.2 Tipos de guías de onda..... | 25 |
| 2.3.2.1 Guía rectangular..... | 26 |
| 2.3.2.2 Guía circular | 27 |
| 2.3.3 Alimentación en guía de onda..... | 28 |
| 2.4 Teoría línea microstrip | 30 |
| 2.4.1 Alimentación en línea microstrip..... | 31 |
| Sonda coaxial vertical..... | 31 |
| Coaxial horizontal..... | 31 |
| 2.5 Teoría SIW (Substrate Integrated Waveguide) | 32 |
| 2.5.1 Alimentación en SIW | 33 |

| | |
|--|-----------|
| Sonda coaxial vertical..... | 34 |
| Línea microstrip..... | 34 |
| 2.6 Arrays de antenas | 35 |
| 2.6.1 Arrays lineales | 36 |
| 2.6.2 Arrays planos | 37 |
| 2.6.3 Phased Arrays | 37 |
| 2.7 Métodos de compensación de acoplos | 39 |
| 2.7.1 Método multi-puerto | 39 |
| 2.7.2 Método multi-puerto desarrollado con polarización..... | 39 |
| 2.7.3 Otros métodos de compensación de acoplos | 41 |
| 2.8 Herramientas de diseño y simulación | 43 |
| 2.8.1 CST Microwave Studio..... | 43 |
| 2.8.2 Advanced Design System (ADS)..... | 44 |
| 2.8.3 Ensemble 1D Array Synthesis | 45 |
| 2.8.4 DAMS Antenna Measurement Studio | 45 |
| 3 Método de compensación de acoplos | 47 |
| 3.1 Introducción | 49 |
| 3.2 Proceso de diseño de un array de elementos radiantes | 49 |
| 3.3 Efectos de acoplamiento mutuo | 51 |
| 3.4 Descripción del método..... | 52 |
| 3.4.1 Cálculo de los coeficientes de acoplo (S_k) y la función de alimentación (F_k) de los elementos radiantes | 54 |
| 3.4.1.1 Cálculos teóricos..... | 54 |
| 3.4.1.2 Cálculos a partir de la simulación..... | 55 |
| 3.4.2 Aplicación del método a agrupaciones de menor tamaño. Método de compensación de acoplos por iteraciones..... | 58 |
| 3.4.3 Aplicación del método a la antena completa | 62 |
| 3.5 Comparativa con otros métodos..... | 63 |
| 4 Array lineal | 65 |
| 4.1 Estructura básica | 67 |
| 4.1.1 Características del array lineal | 67 |
| 4.1.1.1 Caracterización de las guías de onda | 68 |
| 4.1.1.2 Elementos radiantes | 69 |
| 4.1.2 Tipo de array | 70 |
| 4.2 Agrupaciones de 4 elementos..... | 71 |
| 4.2.1 Campo eléctrico | 72 |
| 4.2.2 Coeficiente de acoplo..... | 73 |
| 4.3 Verificación del método desarrollado frente a otros métodos (multi-puerto)..... | 74 |
| 4.4 Comprobación del funcionamiento del método | 81 |
| 4.4.1 Comprobación del método dividiendo la antena en secciones de 3 elementos ... | 81 |
| 4.4.2 Comprobación del funcionamiento sobre antena compensada (iteración) | 83 |
| 4.5 Aplicación del método a partir de la antena inicial..... | 85 |
| 4.5.1 Método por iteraciones..... | 85 |
| 4.5.2 Ajuste final..... | 90 |

| | |
|--|-------|
| 5 Array 2D | 91 |
| 5.1 Estructura básica | 93 |
| 5.1.1 Características del array bidimensional | 93 |
| 5.1.1.1 Caracterización de las guías de onda | 94 |
| 5.1.1.2 Red de alimentación | 94 |
| 5.1.1.3 Elementos radiantes. Caracterización del último elemento (cortocircuito) | 97 |
| 5.2 Agrupaciones en forma de matriz de 3x3 elementos | 98 |
| 5.3 Diseño array 2D | 100 |
| 5.3.1 Conformación de la antena inicial | 100 |
| 5.3.2 Optimización de la antena mediante el método de compensación de acoplos... .. | 103 |
| 6 Construcción y medida | 113 |
| 6.1 Integración..... | 115 |
| 6.2 Resultados experimentales | 117 |
| 6.2.1 Coeficiente de reflexión | 118 |
| 6.2.2 Axial Ratio | 119 |
| 6.2.3 Diagrama de radiación | 119 |
| 6.2.4 Ganancia | 122 |
| 7 Conclusiones y trabajo futuro..... | 123 |
| 7.1 Conclusiones | 125 |
| 7.2 Trabajo futuro..... | 126 |
| Referencias | 127 |
| Anexos | I |
| A. Tablas | III |
| A.1 Array de partida diseñado en [15] con compensación de acoplos mediante el método multi-puerto. | V |
| A.2 Array lineal compensado mediante método de compensación de acoplos..... | VI |
| A.3 Array lineal inicial con valores teóricos sin compensación de acoplos..... | VII |
| A.4 Array lineal compensado mediante método de compensación de acoplos con 1 iteración. | VIII |
| A.5 Array lineal inicial compensado con 1 iteración del método de compensación de acoplos. | IX |
| A.6 Array lineal inicial compensado con 2 iteraciones del método de compensación de acoplos. | X |
| A.7 Array lineal inicial compensado con 3 iteraciones del método de compensación de acoplos. | XI |
| B. Construcción de Circuitos Impresos..... | XIII |
| Proceso de construcción del circuito:..... | XIV |
| C. Cámara Anecoica. Medidas..... | XVII |
| Equipamiento | XVII |
| Montaje | XXIII |
| Presupuesto | XXV |
| Pliego de Condiciones | XXIX |

INDICE DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 2-1: Antena helicoidal (resonante a frecuencia fundamental) | 7 |
| Figura 2-2: Antena de tipo Yagi de 10 elementos (directiva) | 7 |
| Figura 2-3: Clasificación de antenas respecto a sus frecuencias de operación | 9 |
| Figura 2-4: Dipolo en V para FM..... | 9 |
| Figura 2-5: Antena UHF de 22 elementos para TV digital | 9 |
| Figura 2-6: Array lineal de ranuras para banda..... | 10 |
| Figura 2-7: Array bidimensional de ranuras con alimentación | 10 |
| Figura 2-8: Ejemplo de apuntamiento de lóbulos de array inteligente en comunicación móvil | 10 |
| Figura 2-9: Antena parabólica 18 metros | 11 |
| Figura 2-10: Antena de bocina de 1 a 18 GHz | 11 |
| Figura 2-11: Red de dos puertos | 12 |
| Figura 2-12: Antena conectada a un generador mediante línea de transmisión | 13 |
| Figura 2-13: Representación del diagrama de radiación en coordenadas esféricas | 16 |
| Figura 2-14: Diagrama de radiación en 3D de una antena directiva | 16 |
| Figura 2-15: Diagrama de radiación en 2D en coordenadas polares (izquierda) y cartesianas (derecha)..... | 16 |
| Figura 2-16: Tipos de diagrama de radiación. Isotrópico (izquierda), omnidireccional (centro) y directivo (derecha)..... | 17 |
| Figura 2-17: Elipse de polarización | 19 |
| Figura 2-18: Tipos de polarización. Lineal (derecha), circular (centro) y elíptica (derecha)..... | 20 |
| Figura 2-19: Antena microstrip con parche radiante..... | 21 |
| Figura 2-20: Ejemplos de ranuras en diferentes antenas | 22 |
| Figura 2-21: Alimentación de diferentes tipos de ranuras en guía de onda | 23 |
| Figura 2-22: Ejemplo de guía de onda | 24 |
| Figura 2-23: Guía de onda rectangular..... | 26 |
| Figura 2-24: Modos de propagación en guía rectangular..... | 27 |
| Figura 2-25: Guía de onda circular | 27 |
| Figura 2-26: Modos de propagación en guía circular..... | 28 |
| Figura 2-27: Conector chasis para guía de onda | 29 |
| Figura 2-28: Posición y longitud del conector vertical | 29 |
| Figura 2-29: Esquema general de una línea microstrip | 30 |
| Figura 2-30: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip | 31 |
| Figura 2-31: Alimentación por coaxial horizontal de la línea microstrip | 31 |
| Figura 2-32: Guía de onda con tecnología SIW | 32 |
| Figura 2-33: Equivalencia de anchuras entre SIW y guía convencional..... | 33 |
| Figura 2-34: Alimentación por sonda coaxial vertical en SIW | 34 |
| Figura 2-35: Transición de línea SIW a microstrip..... | 34 |
| Figura 2-36: Ejemplos de array. Lineal (izquierda) y plano (derecha) | 35 |
| Figura 2-37: Esquema de array lineal con N elementos equiespaciados..... | 36 |
| Figura 2-38: Retícula de MxN elementos dispuestos sobre el plano XY..... | 37 |
| Figura 2-39: Phased array para sistema de radar en un barco | 38 |
| Figura 2-40: Modelo de simulación de acoplos mutuos para 2 elementos..... | 39 |
| Figura 2-41: Modelo de acoplo de señal mutuo entre elementos adyacentes | 40 |

| | |
|---|----|
| Figura 2-42: Cuadrícula de acoplamientos mutuos de un array utilizado en [10]..... | 41 |
| Figura 2-43: Interfaz gráfica de trabajo de CST Microwave Studio | 43 |
| Figura 2-44: Diferentes entornos de trabajo en ADS | 44 |
| Figura 2-45: Entorno de trabajo del software <i>Ensemble 1D Array Synthesis</i> | 45 |
| Figura 2-46: Software DAMS Antenna Measurement Studio | 46 |
| Figura 3-1: Ejemplo de array lineal de ranuras en el entorno de CST | 50 |
| Figura 3-2: Diagrama de radiación de un array de ranuras bidimensional con parámetros básicos | 51 |
| Figura 3-3: Estructura 3x3 del método de compensación de acoplos mutuos con monitores de campo eléctrico (<i>Near E-field Monitor</i>) | 52 |
| Figura 3-4: Ejemplo de situación del campo cercano en CST | 53 |
| Figura 3-5: Diagrama de radiación teórico para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB..... | 53 |
| Figura 3-6: Posición central donde se mide el campo eléctrico en un elemento unitario | 55 |
| Figura 3-7: Agrupación de 3 elementos sobre sustrato. Perspectiva (izquierda) y vista frontal (derecha)..... | 57 |
| Figura 3-8: Diagrama de bloques. Etapas a realizar en el método de compensación de acoplos..... | 59 |
| Figura 3-9: Agrupaciones de 4 elementos en un array lineal | 60 |
| Figura 3-10: Agrupaciones de 3x3 elementos en array bidimensional | 60 |
| Figura 3-11: Entorno de simulación de la estructura de 3x3 elementos. Modelo de compensación de acoplos con monitores de campo eléctrico (a) y multi-puerto (b) | 64 |
| Figura 4-1: Aspecto general de un array lineal de ranuras en el entorno de simulación CST | 67 |
| Figura 4-2: Esquema de frecuencias de corte de los modos de la guía | 68 |
| Figura 4-3: Esquema del elemento radiante utilizado para el diseño de las antenas..... | 69 |
| Figura 4-4: Distribución de amplitudes para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB | 70 |
| Figura 4-5: Sección de 4 elementos de un array lineal..... | 71 |
| Figura 4-6: Diagrama de radiación normalizado del array lineal compensado mediante el método multi-puerto | 75 |
| Figura 4-7: Diagrama de radiación normalizado del array lineal compensado mediante el método de compensación de acoplos | 77 |
| Figura 4-8: Comparación de diagramas de radiación normalizados compensados mediante método multi-puerto, método de compensación de acoplos propuesto y diagrama teórico | 78 |
| Figura 4-9: Detalle de los lóbulos principales de la comparación de diagramas de radiación..... | 79 |
| Figura 4-10: Niveles de Axial Ratio para arrays compensados mediante ambos métodos | 79 |
| Figura 4-11: Representación del elemento que se va a analizar y modificar en una sección de 3 elementos (elemento central, en rojo)..... | 81 |
| Figura 4-12: Diagrama de radiación normalizado de array lineal compensado y compensado con una iteración | 84 |
| Figura 4-13: Comparación diagrama de radiación normalizado teórico y array lineal inicial | 86 |
| Figura 4-14: Comparación diagrama de radiación array lineal inicial y arrays compensados tras sucesivas iteraciones..... | 87 |
| Figura 4-15: Detalle diagrama de radiación array lineal inicial y arrays compensados tras iteraciones..... | 88 |
| Figura 5-1: Aspecto general del array 2D diseñado | 93 |
| Figura 5-2: Red de alimentación sobre SIW | 94 |
| Figura 5-3: Codo en ángulo recto. Distribución de campo eléctrico (izquierda) y respuesta de parámetros S simulada (derecha)..... | 95 |

| | |
|--|-------|
| Figura 5-4: Divisor en T. Distribución de campo eléctrico (izquierda) y respuesta de parámetros S simulada (derecha)..... | 95 |
| Figura 5-5: Divisor en Y. Distribución de campo eléctrico (izquierda) y respuesta de parámetros S simulada (derecha)..... | 96 |
| Figura 5-6: Respuesta de parámetros S simulada de la red de alimentación 1:8 sobre SIW..... | 96 |
| Figura 5-7: Representación del elemento que se va a analizar y modificar en una sección de 3x3 elementos (elemento central, en rojo)..... | 98 |
| Figura 5-8: Matriz de 3x3 elementos obtenida a partir de un array bidimensional. Vista en perspectiva (izquierda) y vista trasera (derecha) | 99 |
| Figura 5-9: Diagrama de radiación array 2D inicial..... | 101 |
| Figura 5-10: Comparación de diagramas de radiación de array 2D inicial y array 2D compensado tras aplicación del método (1 iteración) | 105 |
| Figura 5-11: Comparación de diagramas de radiación de array 2D inicial, array 2D (short 5,77 mm) tras 1 iteración y array 2D (short 5 mm) tras 2 iteraciones | 107 |
| Figura 5-12: Diagrama de radiación del array 2D final compensado mediante método de compensación de acoplos presentado en este PFC..... | 111 |
| Figura 5-13: Comparación diagrama de radiación array 2D inicial y array 2D final compensado..... | 111 |
| Figura 5-14: Comparación de diagramas de radiación arrays 2D inicial y con las principales etapas del método de compensación de acoplos..... | 112 |
| Figura 6-1: Prototipo del array 2D plano sobre SIW construido..... | 115 |
| Figura 6-2: Red de alimentación completa sobre SIW sin conector (izquierda) y detalle de la red de alimentación con conector (derecha) | 116 |
| Figura 6-3: Transición SIW-microstrip. Detalle sin conector (izquierda) y con conector SMA (derecha)..... | 116 |
| Figura 6-4: Detalle de elementos radiantes y vías antes de la metalización (izquierda) y tras la soldadura de los remaches (derecha) | 116 |
| Figura 6-5: Array plano montado en Cámara Anecoica para su medición | 117 |
| Figura 6-6: Coeficiente de reflexión de la agrupación plana medida y simulada | 118 |
| Figura 6-7: <i>Axial Ratio</i> de la agrupación plana medida y simulada..... | 119 |
| Figura 6-8: Diagrama de radiación del array 2D final medido y simulado a 17 GHz..... | 120 |
| Figura 6-9: Diagrama de radiación del array 2D final medido y simulado (corte vertical $\phi=90^\circ$) | 121 |
| Figura 6-10: Diagrama de radiación del array 2D final medido para 16.3, 17 y 17.7 GHz | 121 |
| Figura 6-11: Ganancia de la antena (medida y simulada) y eficiencia de radiación | 122 |
| Figura B-1: Máquina de fresado de circuitos impresos LPFF ProtoMat S100 | XIII |
| Figura B-2: Esquema sobre el proceso de diseño software para la construcción de un prototipo | XIV |
| Figura C-1: Cámara Anecoica, EPS (UAM)..... | XVII |
| Figura C-2: Material absorbente piramidal | XVIII |
| Figura C-3: Analizador de Redes modelo E5071C de Agilent Technologies propiedad de la EPS | XVIII |
| Figura C-4: Contenido del kit de calibración 85052D de Agilent Technologies | XIX |
| Figura C-5: Cables de medida Agilent 85131E/F/H NMD-3.5mm -f- to 3.5mm | XX |
| Figura C-6: Plataforma giratoria | XXI |
| Figura C-7: Accesorios DAMS 6000..... | XXI |
| Figura C-8: Captura de pantalla del software Antenna Measurement Studio | XXII |
| Figura C-9: Amplificador ZVE-8G Minicircuits | XXII |
| Figura C-10: Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B | XXII |
| Figura C-11: Esquema de montaje de la Cámara Anecoica EPS - UAM | XXIII |
| Figura C-12a: Banda de trabajo 2-8 GHz..... | XXIV |

INDICE DE TABLAS

| | |
|--|------|
| Tabla 2-1: Banda de frecuencias | 8 |
| Tabla 2-2: Banda de frecuencias en el rango de las microondas..... | 8 |
| Tabla 2-3: Descripción de los parámetros S en una red de dos puertos | 13 |
| Tabla 3-1: Distribución de amplitudes para un array lineal de 8 elementos con una distribución de Taylor de -20 dB..... | 54 |
| Tabla 4-1: Distribución de amplitud y coeficientes de acoplo para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB y una potencia desacoplada del 2% | 72 |
| Tabla 4-2: Niveles de campo eléctrico teóricos y de la antena diseñada con método multi-puerto..... | 75 |
| Tabla 4-3: Longitudes y valores de acoplo para el array lineal antes y después del ajuste de los elementos..... | 76 |
| Tabla 4-4: Esquema de la forma de división de la antena en secciones de 3 elementos..... | 82 |
| Tabla 4-5: Longitudes de los elementos para los diferentes arrays (inicial, tras cada una de las iteraciones, y array ideal final) | 86 |
| Tabla 4-6: Esquema de división del array en secciones de 4 elementos | 89 |
| Tabla 4-7: Tabla ilustrativa con número de simulaciones por cada iteración del método | 89 |
| Tabla 5-1: Distribución de amplitud y coeficientes de acoplo para un array lineal de 16 elementos acabado en cortocircuito..... | 97 |
| Tabla 5-2: Longitudes de los elementos del array 16x8 inicial..... | 101 |
| Tabla 5-3: Diferencias de acoplo para los elementos del array 2D inicial..... | 102 |
| Tabla 5-4: Longitudes de los elementos del array 16x8 compensado (short 5,77) tras 1 iteración | 104 |
| Tabla 5-5: Diferencias de acoplo para los elementos del array 2D compensado (short 5,77 mm) con 1 iteración | 106 |
| Tabla 5-6: Longitudes de los elementos del array 16x8 compensado (short 5 mm) tras 2 iteraciones..... | 107 |
| Tabla 5-7: Diferencias de acoplo para los elementos del array 2D compensado (short 5 mm) con 2 iteraciones..... | 108 |
| Tabla 5-8: Longitudes de los elementos del array 16x8 compensado (short 4 mm) tras 2 iteraciones y ajuste final | 109 |
| Tabla 5-9: Diferencias de acoplo para los elementos del array 2D compensado (short 4 mm) con 2 iteraciones y ajustes finales | 110 |
| Tabla A-1: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal con acoplos (multi-puerto) | V |
| Tabla A-2: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal compensado | VI |
| Tabla A-3: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal inicial | VII |
| Tabla A-4: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal compensado tras 1 iteración..... | VIII |
| Tabla A-5: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal inicial tras 1 iteración | IX |
| Tabla A-6: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal inicial tras 2 iteraciones | X |
| Tabla A-7: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal inicial tras 3 iteraciones | XI |

1

Introducción

Este documento describe el proyecto de ingeniería consistente en el diseño de una serie de antenas que operan en la banda de frecuencias Ku (12 – 18 GHz), así como de un método de diseño de este tipo de antenas basado en la compensación de acoplos. Este proyecto ha sido llevado a cabo íntegramente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior en la Universidad Autónoma de Madrid.

1.1 Motivación

En la actualidad, las comunicaciones constituyen uno de los factores más importantes para unir al mundo y mantener una conexión entre las personas. La aparición de nuevas tecnologías y su correspondiente mejora surge debido a los cambios y necesidades que tiene la sociedad para comunicarse. Los costes, el tamaño de los dispositivos o la adaptación al entorno son algunos de los motivos que llevan a realizar estas innovaciones. Cada vez más, se pretende ofrecer una comunicación con una buena calidad sin importar la persona o el lugar.

Debido a este fenómeno surgen las antenas de array, que se componen de varias antenas distribuidas y ordenadas de tal manera que, en su conjunto, se comportan como una única antena con un diagrama propio. Este tipo de antenas tienen la gran ventaja de que su diagrama de radiación puede ser adaptado a diferentes necesidades, surgiendo así la idea de las antenas programables o inteligentes.

Por otra parte, el diseño y la fabricación de este tipo de antenas adquiere cada vez un mayor protagonismo en la tecnología de antenas impresas, que nos ofrece la posibilidad de construir antenas de alta ganancia sobre sistemas de dimensiones más reducidas y con costes de fabricación bastante menores que los que ofrece la tecnología tradicional.

1.2 Objetivos

Como objetivo principal de este Proyecto Fin de Carrera (PFC) se propone el diseño y caracterización de una serie de antenas de array, lineales y bidimensionales. La alimentación progresiva de las mismas se realizará a través de redes corporativas en tecnología SIW. Además, se desarrollará y aplicará un método de compensación de acoplos entre elementos radiantes basado en la observación de las componentes de campo eléctrico radiado por cada uno de ellos en condiciones de campo en la apertura. La asociación de varias agrupaciones lineales provocará un aumento de la directividad en el

1. Introducción

plano ortogonal al de propagación de la señal, generando a su vez un aumento considerable de la ganancia total de la antena.

Los objetivos concretos de este proyecto se detallan a continuación:

1. Estudio y aplicación de un método de compensación de acoplamientos mutuos entre elementos radiantes adyacentes y caracterización de los mismos para evitar degradaciones en el diagrama de radiación global, tanto en términos de anchura de haz y nivel de lóbulos secundarios como en la dirección de apuntamiento de la antena.
2. Diseño de una agrupación lineal compuesta por 16 elementos radiantes mediante la utilización del método de compensación de acoplos mencionado.
3. Diseño de una agrupación bidimensional plana utilizando 8 agrupaciones lineales de onda progresiva de 16 elementos radiantes cada una (agrupaciones similares a las diseñadas anteriormente).
4. Integración de la antena plana bidimensional con una red de alimentación en SIW.
5. Fabricación y medida de la respuesta en frecuencia y en radiación de la antena plana diseñada.
6. Medida de las características radioeléctricas de las antenas (adaptación, acoplamiento de señal, ganancia, etc.), utilizando para ello el Analizador de Redes, propiedad del Grupo RFCAS; y la Cámara Anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

1.3 Organización de la memoria

La documentación del proyecto estará estructurada según los siguientes apartados:

- **Capítulo 1:** Introducción, motivación y organización de esta memoria.
- **Capítulo 2:** Se hace referencia al Estado del Arte actual, destacando especialmente las agrupaciones de antenas, las tecnologías impresas microstrip y SIW, así como el resto de parámetros básicos utilizados a lo largo de este PFC.
- **Capítulo 3:** Se describe el método de compensación de acoplos desarrollado y utilizado en el proyecto.
- **Capítulo 4:** Se describe el proceso de diseño y caracterización del array lineal, así como los diferentes métodos de verificación del funcionamiento del método desarrollado.
- **Capítulo 5:** Se describe el proceso de diseño y caracterización del array bidimensional.
- **Capítulo 6:** Se presentan los resultados de las medidas de las antenas realizadas y se comparan con las simulaciones de los capítulos anteriores.
- **Capítulo 7:** Se abordan las conclusiones finales extraídas a lo largo de todo el proceso de diseño y fabricación de los dispositivos expuestos, así como un apartado de posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.

2

Estado del arte

2.1 Introducción

En este capítulo se va a realizar una introducción a los conceptos básicos de las antenas necesarios para la comprensión del resto de capítulos de este PFC, así como las principales características y propiedades utilizadas para el análisis de dichas antenas. Además, se realizará un repaso de la teoría de guías de onda, líneas microstrip y SIW. Por último una descripción de los programas y de las herramientas utilizadas en el desarrollo y la simulación de todas las antenas de este proyecto.

2.2 Principios básicos de antenas

2.2.1 Concepto de antena

Una antena es, según el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE), una parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas.

Los dos parámetros principales que caracterizan una antena son la longitud de onda de la señal (λ) y sus dimensiones. Según el tamaño de estas dimensiones, se pueden distinguir tres grupos diferentes de antenas. Las antenas elementales son aquellas cuyas dimensiones son mucho menores que la longitud de onda, si las dimensiones están en el orden de media longitud de onda ($\lambda/2$) se denominan antenas resonantes y si su tamaño es mucho mayor que la longitud de onda se conocen como antenas directivas.

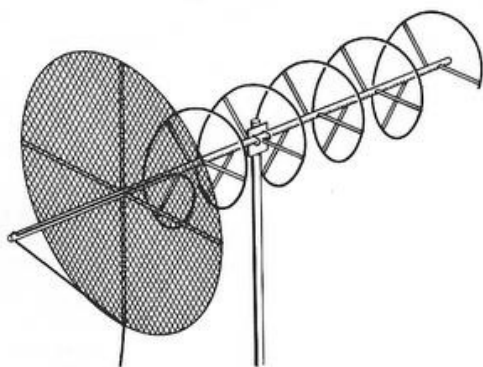


Figura 2-1: Antena helicoidal (resonante a frecuencia fundamental)



Figura 2-2: Antena de tipo Yagi de 10 elementos (directiva)

2. Estado del arte

Una buena antena estará caracterizada por una buena adaptación entre la antena y la línea de transmisión y por tener un buen rendimiento de radiación y un diagrama de radiación adecuado a las necesidades.

Bandas de frecuencias

Las bandas de frecuencias son intervalos del espectro electromagnético asignados a diferentes tipos de comunicaciones dentro de las radiocomunicaciones. Dependiendo de la frecuencia/longitud de onda cada banda será más adecuada para un tipo de aplicación u otra. El uso de estas bandas está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) y abarca el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro de microondas.

| Abreviatura | Banda | Longitud de onda | Rango de frecuencia | Ejemplos de uso |
|-------------|-------------------------|------------------|---------------------|--|
| VLF | Muy baja frecuencia | (100 – 10) km | (3 - 30) kHz | Radioayuda, sónar |
| LF | Baja frecuencia | (10 – 1) km | (30 - 300) kHz | Navegación aérea y marítima |
| MF | Frecuencia media | (1000 – 100) m | (0.3 - 3) MHz | Radiodifusión en AM |
| HF | Alta frecuencia | (100 – 10) m | (3 - 30) MHz | Comunicaciones a media y larga distancia |
| VHF | Muy alta frecuencia | (10 - 1) m | (30 - 300) MHz | Televisión, Radiodifusión FM |
| UHF | Ultra alta frecuencia | (1000 - 100) mm | (0.3 - 3) GHz | Televisión, comunicaciones por satélite, radar |
| SHF | Súper alta frecuencia | (100 - 10) mm | (3 - 30) GHz | Radar, comunicaciones por microondas |
| EHF | Frecuencias extra-altas | (10 - 1) mm | (30 - 300) GHz | Radar, enlaces de radio |

Tabla 2-1: Banda de frecuencias

| Banda | Rango de frecuencia | 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 | (1.11 - 0.75) cm |
| mm | (40 - 300) GHz | (0.75 - 1) mm |

Tabla 2-2: Banda de frecuencias en el rango de las microondas

2.2.2 Tipos de antenas

Tal y como se indica en [1] existen varios tipos de antenas según la forma en la que radian, se puede ver en el siguiente esquema:

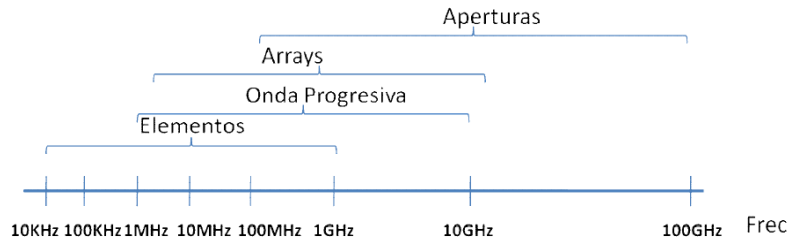


Figura 2-3: Clasificación de antenas respecto a sus frecuencias de operación

2.2.2.1 Antenas de elementos

Las antenas de este tipo están construidas con hilos conductores que tienen un diámetro muy pequeño en comparación con la longitud de onda. Se utilizan sobre todo en las bandas MF, HF, VHF y UHF. Algunos de los ejemplos más comunes de este tipo de antenas son los monopolos, los dipolos, las antenas en espira o las antenas helicoidales.



Figura 2-4: Dipolo en V para FM



Figura 2-5: Antena UHF de 22 elementos para TV digital

2.2.2.2 Antenas de onda progresiva

Normalmente construidas con hilos conductores eléctricamente largos (del orden de varias longitudes de onda) terminados en cargas adaptadas o con guías eléctricas.

2.2.2.3 Antenas de array

Las antenas de array se componen de un conjunto de antenas idénticas (o muy similares) colocadas de la manera adecuada para formar una única antena con un único

2. Estado del arte

diagrama de radiación. Esto es extremadamente útil cuando se necesita un diagrama de radiación diferente para cada aplicación. Modificando el diseño de la antena tendremos el diagrama deseado. Esto se consigue mediante la variación de la amplitud y de la fase de alimentación de cada uno de los elementos que conforman el array.

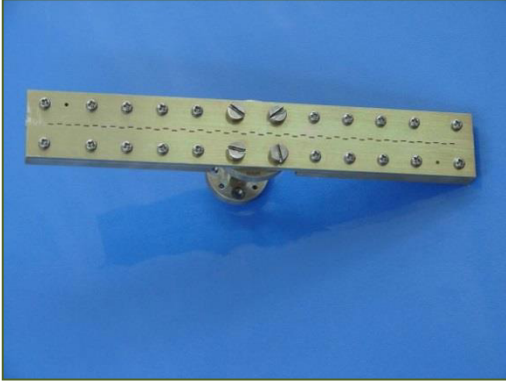


Figura 2-6: Array lineal de ranuras para banda



Figura 2-7: Array bidimensional de ranuras con alimentación

Un ejemplo de utilización de los arrays son las antenas inteligentes, que pueden configurar su diagrama de radiación según las necesidades del cliente y funcionar así para diferentes aplicaciones, así como proporcionar una mayor cobertura y un mejor servicio en cada momento.



Figura 2-8: Ejemplo de apuntamiento de lóbulos de array inteligente en comunicación móvil

2.2.2.4 Antenas de apertura

Son las antenas capaces de concentrar su emisión o recepción en una dirección concreta, para ello utilizan superficies o aperturas que les permitan direccionar las ondas electromagnéticas del medio hacia donde se desee.

El ejemplo más conocido son las antenas parabólicas, muy utilizadas en comunicaciones radio-terrestres y por satélite. Su funcionamiento se basa en la reflexión de las ondas electromagnéticas que emanan del dispositivo emisor sobre la superficie parabólica. Otro tipo de antenas de apertura, muy utilizadas en el espectro de las microondas, son las de tipo bocina.



Figura 2-9: Antena parabólica 18 metros



Figura 2-10: Antena de bocina de 1 a 18 GHz

2.2.3 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente que existe entre sus terminales. Consta de una parte real $R_a(\omega)$ conocida como resistencia de la antena, y un parte imaginaria $X_a(\omega)$ denominada reactancia de la antena, ambas dependientes de la frecuencia.

$$Z_a = R_a(\omega) + j \cdot X_a(\omega) \quad (2-1)$$

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

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2-2)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2-3)$$

siendo I_0 el valor de la corriente de entrada de la antena.

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

2.2.4 Parámetros de dispersión (Parámetros S)

Las antenas, como circuitos de microondas que son, pueden caracterizarse 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 2-11: Red de dos puertos

Los circuitos de microondas se pueden caracterizar de diversas maneras, tales como matrices de impedancia “Z” o matrices de admitancia “Y”, entre otras. Estas matrices, correspondientes a los parámetros que relacionan magnitudes de tensión y corriente, se obtienen considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos, algo difícil de obtener cuando se trabaja a altas frecuencias.

La manera más cómoda de solucionar este problema es mediante los parámetros S, puesto que son válidos para todas las frecuencias. Se basan en los niveles de potencia existentes en los puertos, según unas nuevas ondas de tensión incidente (a_n) y reflejada (b_n), ambas normalizadas a la impedancia del puerto correspondiente. Tal y como se observa en la Figura 2-11, las ondas incidentes se consideran las entrantes al circuito, y las ondas reflejadas las salientes del circuito.

En el caso de los circuitos de dos puertos, la relación existente entre la onda incidente y la onda reflejada se define según los parámetros S que se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{aligned} \quad (2-4)$$

Para calcular cada parámetro de dispersión S_{ji} es necesario colocar una carga con la impedancia la característica en cada uno de los puertos a excepción del puerto i -ésimo, en el que se colocará un generador que produzca una onda incidente a_i .

$$S_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0, \forall k \neq i} \quad (2-5)$$

En la siguiente tabla se muestra el significado de cada parámetro S, con una pequeña descripción y la forma de calcularlos:

| Parámetro | Coefficiente | Descripción | Fórmula |
|-----------------------|--------------------------------|--|---|
| S₁₁ | Reflexión a la entrada | Potencia que se refleja en el puerto 1 cuando se genera una onda incidente en el puerto 1 | $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right _{a_2=0}$ |
| S₁₂ | Transmisión o ganancia inversa | Potencia que llega al puerto 1 cuando la red se alimenta por el puerto 2 | $S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right _{a_1=0}$ |
| S₂₁ | Transmisión o ganancia directa | Potencia que llega al puerto 2 cuando la red se alimenta por el puerto 1 | $S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right _{a_2=0}$ |
| S₂₂ | Reflexión a la salida | Potencia que se refleja en el puerto 2 cuando se genera una onda incidente en dicho puerto | $S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{a_1=0}$ |

Tabla 2-3: Descripción de los parámetros S en una red de dos puertos

A partir de estos parámetros S se pueden definir otros parámetros que pueden ser de utilidad para el análisis del circuito:

$$\text{Pérdidas de retorno (dB)} = -20 \cdot \log_{10}(S_{ii}) \quad (2-6)$$

$$\text{Pérdidas de inserción (dB)} = -20 \cdot \log_{10}(S_{ji}) \quad (2-7)$$

2.2.5 Adaptación

Para su correcto funcionamiento, la antena debe estar conectada, tanto al transmisor como al receptor, mediante una línea de transmisión.

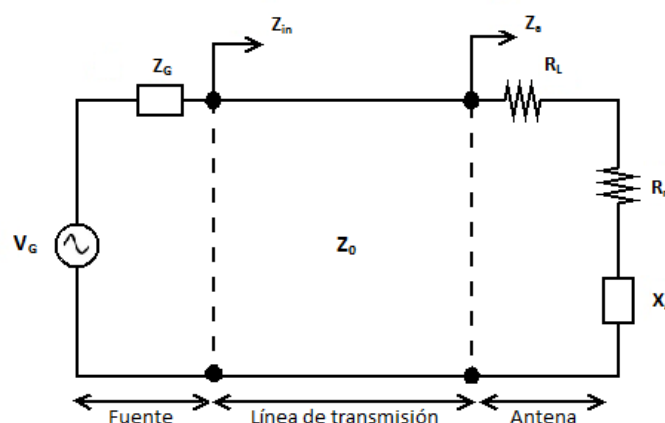


Figura 2-12: Antena conectada a un generador mediante línea de transmisión

2. Estado del arte

Al conectar la antena al circuito se transforma la impedancia característica de la antena en la impedancia vista en el circuito. Como se ha visto anteriormente, el parámetro S_{11} representa la cantidad de potencia reflejada en el puerto de entrada de la antena. Dicho parámetro se define, en términos de impedancias, de la siguiente manera:

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2-8)$$

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

$$Z_A = (R_L + R_r) + j \cdot X_A \quad (2-9)$$

El resto de parámetros que muestra la Figura 2-12 son la impedancia de la fuente Z_G , y la impedancia vista desde el generador $Z_{in} = R_{in} + j \cdot X_{in}$, lo que nos define la potencia de entrada en la red.

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_G}{Z_G + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2-10)$$

Se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia se produce cuando la línea está adaptada con $Z_G = Z_{in}^*$. Cabe destacar que esta adaptación no es la misma que 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 iguales.

De este modo, si se consigue adaptar la red de alimentación de la antena, se tiene la siguiente expresión de la potencia máxima disponible a la entrada:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_G}{Z_{in}^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{R_G} \quad (2-11)$$

2.2.6 Relación de Onda Estacionaria (SWR)

Cuando la carga no está adaptada a la línea de transmisión, la presencia de una onda reflejada provoca una onda estacionaria donde la magnitud de la onda del voltaje en la línea no es constante.

La ROE (Relación de Onda Estacionaria) o SWR (Standing Wave Ratio) se define como el cociente entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o de corriente que se forma a la salida del generador que veíamos en la Figura 2-12.

$$\text{SWR} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2-12)$$

Tal y como se ha visto en la ecuación (2.8), $|S_{11}| = |\Gamma|$, por lo que el valor de SWR será un buen indicativo de la desadaptación entre la impedancia del transmisor y de la antena, es decir, ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga, o la reflexión que se ha producido en la carga por falta de adaptación. El valor de SWR es un número real comprendido entre $1 \leq \text{SWR} \leq \infty$. Un valor de $\text{SWR}=1$ indica que la antena está perfectamente adaptada ($S_{11}=0$).

2.2.7 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de unas determinadas coordenadas espaciales.

Este diagrama se define en regiones de campo lejano. Se considera campo lejano a la distribución del campo angular que no depende de la distancia de la antena. En valores numéricos, se define el campo lejano cuando la distancia de la antena es superior a $\frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$, donde D es la dimensión máxima de la antena y λ , como ya se ha visto, la longitud de onda de funcionamiento de dicha antena. Además de esta región se consideran otras (campo cercano) cuando la distancia de la antena es menor que el valor citado.

Las dos formas básicas de representación del diagrama de radiación son en dos (2D) y tres dimensiones (3D), esta última utilizando diferentes técnicas gráficas, o mediante cortes en planos. Ambas formas se muestran muchas veces normalizadas a su valor máximo.

En la representación en 3D, el sistema de referencia más utilizado es el sistema de coordenadas esféricas, que está definido por tres magnitudes: el radio r, en ángulo polar Θ y el azimut ϕ . En cuanto a la representación mediante cortes en planos, los más utilizados son los planos E y H, correspondientes al campo eléctrico en la dirección de máxima radiación (E), y el campo magnético en esa misma dirección (H).

2. Estado del arte

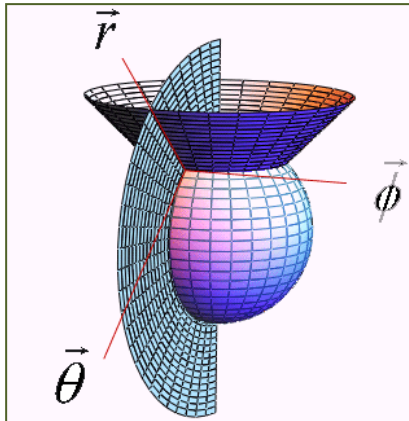


Figura 2-13: Representación del diagrama de radiación en coordenadas esféricas

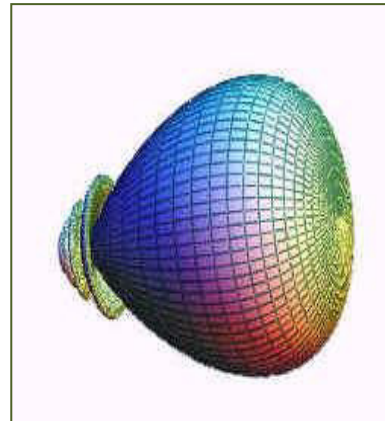


Figura 2-14: Diagrama de radiación en 3D de una antena direccional

En cuanto a la representación en 2D, se utilizan coordenadas polares y cartesianas. En las polares el espacio se representa como una circunferencia y el modo en que las ondas se disipan en el entorno está representado en grados. Muestran una visión clara de la distribución de la potencia en los diferentes puntos del espacio, donde se puede apreciar claramente la directividad de la antena bajo observación. Las coordenadas cartesianas o rectangulares representan la densidad de potencia (eje de ordenadas) con respecto a la variable angular (eje de abscisas), esta representación nos va a permitir apreciar ciertos parámetros importantes a la hora de estudiar una antena.

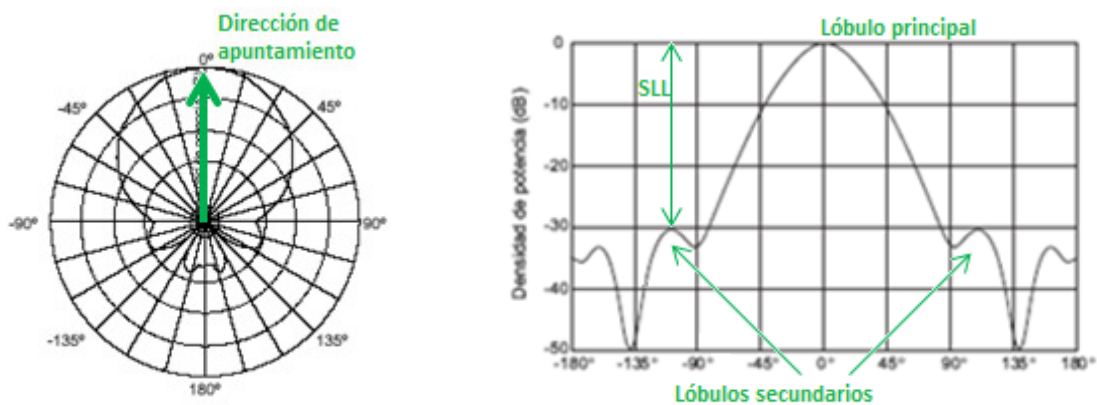


Figura 2-15: Diagrama de radiación en 2D en coordenadas polares (izquierda) y cartesianas (derecha)

Los parámetros más importantes del diagrama de radiación son los siguientes:

- **Dirección de apuntamiento:** Es la dirección de máxima radiación.
- **Lóbulo principal:** Es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Define la dirección de máximo apuntamiento.
- **Lóbulos secundarios:** Son los dos máximos relativos que rodean al principal y que tienen una amplitud menor.

- **Anchura de haz a -3 dB:** Es la separación angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma el valor de la mitad del máximo. Es muy útil para determinar visualmente la directividad de una antena.
- **Relación de lóbulo principal a secundario (SLL):** Es el cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario. Es recomendable tener un valor de SLL alto, lo que implica una mayor potencia en la dirección deseada frente al resto de direcciones.

Dependiendo de la directividad de la antena y del servicio que se desee dar con la misma, se pueden distinguir tres tipos de diagramas de radiación:

- Isotrópicos: Se radia la misma densidad de potencia en todas direcciones.
- Omnidireccionales: Presentan una simetría de revolución en torno a un eje.
- Directivos: El máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.

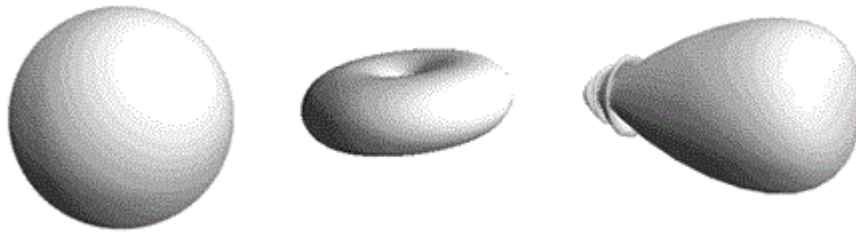


Figura 2-16: Tipos de diagrama de radiación. Isotrópico (izquierda), omnidireccional (centro) y directivo (derecha)

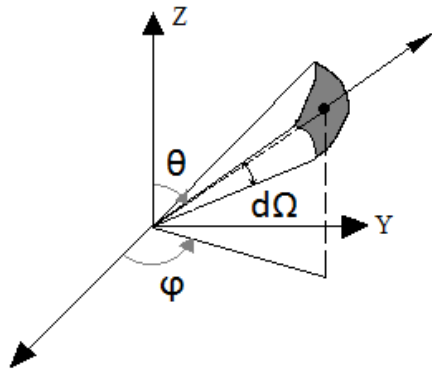
2.2.8 Intensidad de radiación

Se define la intensidad de radiación como la potencia radiada por la antena por ángulo sólido. Esta intensidad será útil a la hora de calcular la directividad de la antena. Esta intensidad se mide en condiciones de campo lejano y es igual al producto de la densidad de potencia radiada (W_{rad}) y el cuadrado de la distancia (r).

$$U = W_{\text{rad}} \cdot r^2 \quad (2-13)$$

A continuación se definen los diferenciales y , sabiendo que la intensidad de radiación será independiente de los ángulos θ y ϕ para una antena cuyo diagrama de radiación es isotrópico, la potencia radiada por la antena será:

2. Estado del arte



$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \text{sen}(\theta) d\theta d\varphi \quad (2-14)$$

$$dS = r^2 \cdot \text{sen}(\theta) d\theta d\varphi \quad (2-15)$$

$$P_{rad} = \iint_{d\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \iint_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2-16)$$

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2-17)$$

2.2.9 Directividad y Ganancia

La **directividad** de una antena es la habilidad para concentrar la energía en una sola dirección. Se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección (U) con respecto a la intensidad de radiación que produciría la antena si fuera isotrópica, es decir, si radiara en todas direcciones (U_0).

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (2-18)$$

Dado este fenómeno, lo más habitual es hablar de directividad de una antena en la dirección de máximo apuntamiento.

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{rad}} \quad (2-19)$$

La **ganancia** de una antena es, por su parte, la relación entre la intensidad de radiación en una determinada dirección y la intensidad de radiación en todas direcciones (antena isotrópica), ambas alimentadas con la misma potencia de entrada P_{in} .

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2-20)$$

2.2.10 Eficiencia

La eficiencia de radiación es un parámetro muy importante a la hora de caracterizar cualquier antena. Nos da una idea sobre el rendimiento de radiación del sistema radiante. Se define como la relación entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia que llega a la antena (P_{in}).

$$\eta_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} \quad (2-21)$$

A partir de este parámetro, se puede encontrar una relación directa entre directividad y ganancia de una antena:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{\text{in}}} = \eta_{\text{rad}} \left[\frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{\text{rad}}} \right] \rightarrow G(\theta, \varphi) = \eta_{\text{rad}} \cdot D(\theta, \varphi) \quad (2-22)$$

2.2.11 Polarización

La polarización de una antena en una dirección determinada es la variación temporal del campo radiado en esa misma dirección. Esta variación del campo, tanto su dirección como su sentido de giro, dibuja virtualmente en el espacio una figura, que será la que defina el tipo de polarización. Para el caso general, esta figura es una elipse.

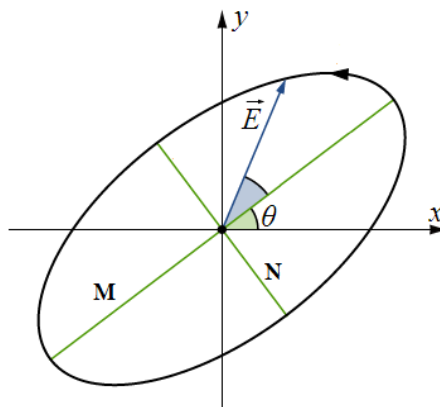


Figura 2-17: Elipse de polarización

No obstante, a pesar de que la polarización suele tener una forma elíptica, existen otros casos particulares:

- **Polarización lineal:** El vector de campo eléctrico se mueve en una dirección u otra, formando un segmento. Esta polarización puede ser vertical u horizontal.
- **Polarización circular:** En este caso el campo se mueve sobre una circunferencia. Dependiendo del sentido de giro, puede ser circular a derechas o a izquierdas.

La propagación del campo radiado a lo largo del tiempo se puede ver en la Figura 2-18, donde se aprecia en su base la proyección que produce, figura que da lugar al nombre de cada tipo de polarización.

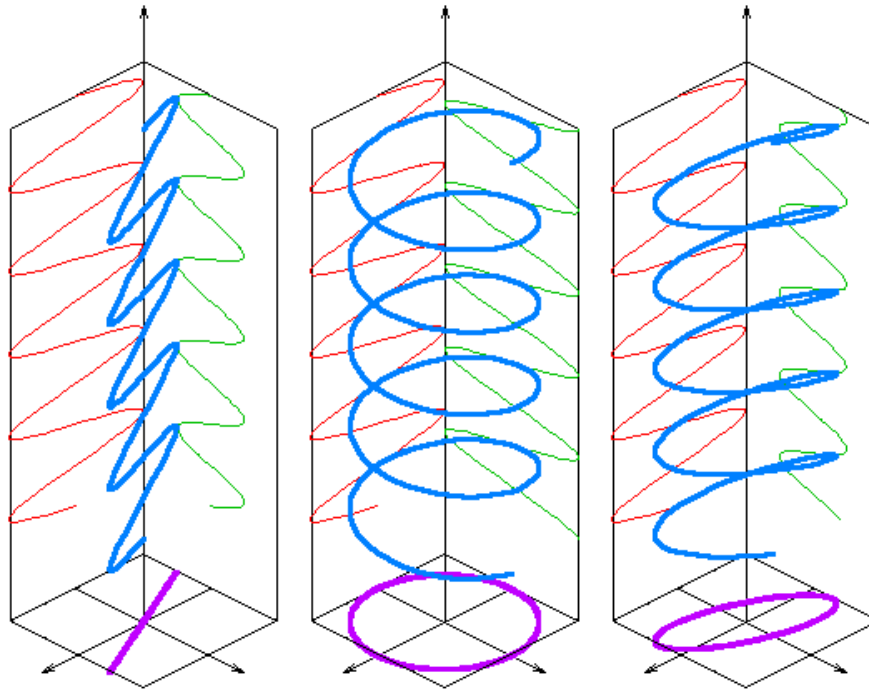


Figura 2-18: Tipos de polarización. Lineal (derecha), circular (centro) y elíptica (derecha)

Para conocer el tipo de polarización que tenemos bajo estudio se define un parámetro denominado **Relación Axial** o **Axial Ratio (AR)**, que es el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización, es decir, los valores de M y N en la Figura 2-17.

$$AR = \frac{M}{N} \quad (2-23)$$

Este valor AR estará comprendido siempre entre $1 \leq AR \leq \infty$, donde los extremos de este rango nos darán lugar a los casos particulares mencionados:

- Si $AR = \infty$ → Polarización lineal
- Si $AR = 1$ → Polarización circular
- $1 \leq AR \leq \infty$ → Polarización elíptica

2.2.12 Ancho de Banda

Las antenas están diseñadas para funcionar en una cierta banda de frecuencias, pero es imposible que funcionen correctamente en todo el espectro electromagnético debido a su geometría finita. Es por esto que se define el ancho de banda como la región de frecuencias donde la antena funciona con unas determinadas características. Se puede representar este parámetro como el cociente de las frecuencias entre las que opera, en porcentaje.

$$BW(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2-24)$$

donde f_0 es la frecuencia central del rango de frecuencias delimitado por f_{max} y f_{min} .

2.2.13 Elementos radiantes

Los elementos radiantes de una antena pueden ser de múltiples y muy diferentes formas. Cabe destacar dos tipos de elementos muy importantes para las antenas sobre tecnología impresa [2]: los parches y las ranuras.

2.2.13.1 Parches

Las líneas microstrip no fueron diseñadas para disipar demasiada potencia en forma de radiación. Sin embargo, es inevitable que esto suceda, por lo que surge un nuevo concepto de este tipo de línea: la *antena microstrip*.

Los parches radiantes son una extensión de las antenas microstrip. La estructura básica consiste en un parche metálico, de dimensiones comparables a la longitud de onda, sobre un sustrato colocado sobre un plano de masa.

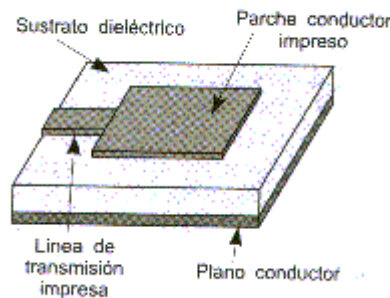


Figura 2-19: Antena microstrip con parche radiante

Las dimensiones del parche son elegidas de tal manera que la potencia disipada se radie de la manera deseada. Existen multitud de formas para los parches, algunas de ellas son cuadradas, rectangulares, circulares, etc.

Uno de los mayores inconvenientes de este tipo de elementos radiantes es su estrecho ancho de banda. Para mejorar este factor se utilizan técnicas de diseño como utilizar varios parches a frecuencias de resonancia cercanas para formar una antena de banda más ancha.

2. Estado del arte

Alimentación

Los parches se pueden alimentar de diferentes maneras tales como:

- A través de una línea de transmisión en el mismo plano del parche.
- Mediante un conector coaxial entrando verticalmente en el sustrato por el plano de masa. El alma de dicho conector debe llegar hasta el parche.
- Por acoplamiento de la señal en estructuras de varias capas.

2.2.13.2 Ranuras

Las ranuras son pequeñas hendiduras realizadas en uno de los planos de masa de la línea de transmisión. La señal se escapa por ellas en forma de radiación. Son el equivalente eléctrico a un dipolo de longitud equivalente.

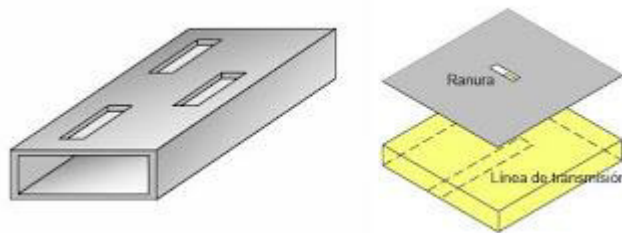


Figura 2-20: Ejemplos de ranuras en diferentes antenas

En cuanto a las dimensiones, uno de sus lados debe ser necesariamente mucho menor que la longitud de onda de la señal, y el otro debe ser ligeramente inferior a $\lambda/2$ para conseguir resonancia.

Una de las principales ventajas frente a los parches es que no sobresale del emplazamiento donde estemos colocando la ranura puesto que, como se ha dicho, es una apertura en uno de los planos. Esto es de gran utilidad en los aviones, donde una ranura rellena de algún material aislante es mucho más conveniente que otro tipo de elemento debido a la velocidad que alcanza y al efecto de la resistencia del aire.

Alimentación

Las ranuras pueden ser alimentadas mediante:

- Líneas Microstrip: La ranura se sitúa en el plano de masa y la línea termina en circuito abierto a una distancia $\lambda/4$ de la ranura. Se puede ver un ejemplo de este tipo de alimentación en la Figura 2-20 (parte derecha).

- Guías de onda: Las ranuras interrumpen el flujo de corrientes a través de la guía de onda y producen un acoplamiento de potencia hacia el exterior de la guía. Una ranura acoplará más potencia cuanto más perpendicular se encuentre su dimensión mayor a las líneas de densidad de corriente que circulan por la guía de onda.

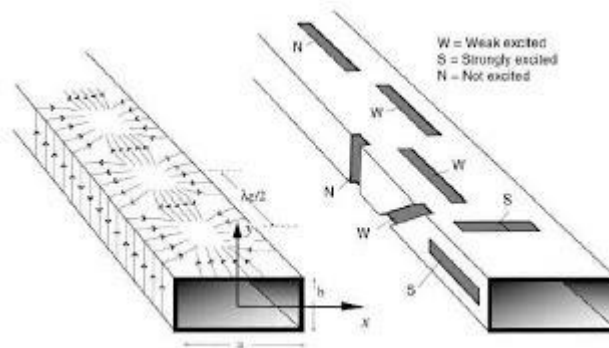


Figura 2-21: Alimentación de diferentes tipos de ranuras en guía de onda

Como se observa en la Figura 2-21, se pueden diferenciar varios tipos de ranuras según se coloquen sobre la guía:

- *Ranuras S* (excitación fuerte): Dispuesta sobre el eje X y colocada en el centro de la parte superior de la guía. Acopla mucha potencia ya que en esa zona las líneas de densidad de corriente se distribuyen en la dirección de propagación de la onda.
- *Ranuras W* (poca excitación): La ranura acoplará más potencia a medida que nos acercamos al borde. Esto se debe a que las líneas de campo van girando y, en el borde de la guía, se encuentran giradas 90° con respecto a las líneas que atraviesan el centro de la guía.
- *Ranuras N* (excitación nula): Esta dispuesta sobre el eje Z. No acopla prácticamente nada de potencia puesto que las líneas de densidad de corriente van paralelas a su dimensión mayor.

En las caras laterales de la guía, sólo una ranura dispuesta sobre el eje Z conseguirá acoplar potencia, a no ser que la giremos hasta un ángulo en el que la ranura acople la potencia deseada (que siempre será menor). Este es el procedimiento que se utiliza para controlar la potencia radiada de una antena de array con ranuras.

2.3 Teoría de Guías de Onda

Una guía de onda es una estructura física que permite la propagación de una onda electromagnética a su través mediante el confinamiento de dicha onda dentro de la guía. La transmisión de señales por guías de onda reduce la disipación de energía, por lo que son apropiadas para aplicaciones en altas frecuencias, concretamente en el rango de las microondas.

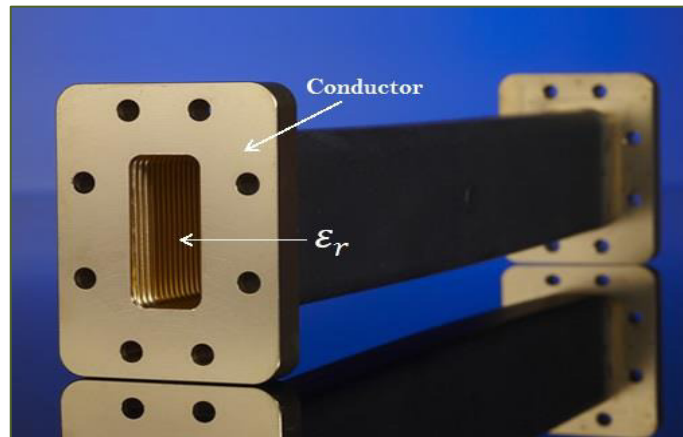


Figura 2-22: Ejemplo de guía de onda

Una guía de onda está formada por un conductor cerrado y un dieléctrico (ϵ_r) en su interior, tal y como muestra el ejemplo de la Figura 2-22.

2.3.1 Modos de propagación

Las ondas electromagnéticas viajan a través de la guía de onda en diferentes modos de propagación. Un modo es la manera en la que la energía se puede propagar a lo largo de una guía. Para que estos modos existan, se deben satisfacer ciertas condiciones de frontera. En teoría existen un número infinito de modos de propagación y cada uno tiene su frecuencia de corte a partir de la cual existe.

Los modos de propagación dependen de la longitud de onda, de su polarización y de las dimensiones de la guía. Como cada modo tiene una frecuencia de corte asociada, la frecuencia de la señal a transmitir deberá ser mayor que dicha frecuencia de corte, de esta manera la energía electromagnética se transmitirá a través de la guía sin atenuación.

Según las características geométricas de la guía, se permitirá que se propague un modo u otro o varios a la vez. Los modos con una frecuencia de corte superior a la

frecuencia de operación reciben el nombre de *evanescentes* y se atenúan tan rápidamente que se considera que no se propagan por la guía.

Se denomina *modo fundamental* al primer modo que se propaga por la guía, y *modo superior* al primer modo que no se propaga. De esta manera, dependiendo del rango de frecuencias en el que trabaje la guía, ésta podrá ser:

- **Monomodo:** Sólo se propaga un único modo.
- **Multimodo:** Se propagan varios modos.

Un parámetro importante en las guías de onda es el *ancho de banda monomodo* (BW_{monomodo}). Se trata del rango de frecuencias en el que la guía propaga un solo modo, es decir, en el que la frecuencia superior es la frecuencia de corte del modo superior, y la frecuencia inferior es la frecuencia de corte del modo fundamental.

Tal y como se describe en [3] y [4], las soluciones de las ecuaciones de Maxwell se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético, dando lugar a los siguientes tipos de modos:

- **Modo Transversal Electromagnético (TEM):** Las dos componentes longitudinales del campo, eléctrico y magnético, son nulas ($E_z = H_z = 0$).
- **Modo Transversal Eléctrico (TE):** La componente longitudinal del campo eléctrico es nula ($E_z = 0$).
- **Modo Transversal Magnético (TM):** La componente longitudinal del campo magnético es nula ($H_z = 0$).
- **Modos Híbridos:** Aquellos donde existen componentes de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

Los modos TEM se propagan únicamente por medios de transmisión con dos conductores diferenciados. Al tener un único conductor cerrado, las guías de onda sólo pueden propagar los modos TE y TM. Los modos híbridos, por su parte, son propios de fibras ópticas.

2.3.2 Tipos de guías de onda

Atendiendo a la geometría, existen diferentes tipos de guías de onda. Las más habituales son las guías rectangulares y circulares, aunque es posible modelar guías con formas elípticas, triangulares o, incluso, de formas totalmente arbitrarias. Todos los conceptos y fórmulas electromagnéticas sobre los dos tipos básicos de guías están ampliamente desarrollados en [4].

2.3.2.1 Guía rectangular

Este tipo de guía se caracteriza básicamente por las dimensiones de la misma, donde normalmente, el lado mayor de la guía se llama “a”, y el lado menor “b”. En la Figura 2-23 se puede ver este tipo de estructura.

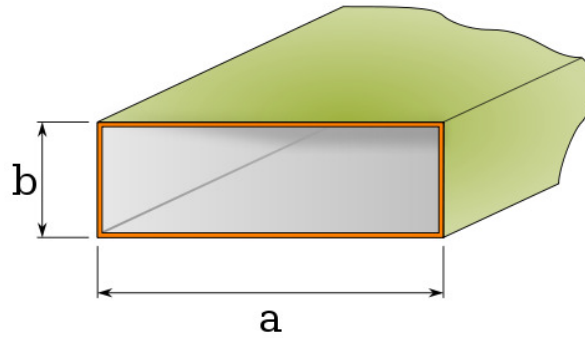


Figura 2-23: Guía de onda rectangular

Como ya se ha visto, por la guía de onda rectangular sólo se pueden propagar los modos $TE_{m,n}$ y $TM_{m,n}$. Las frecuencias de corte de dichos modos se pueden calcular con la siguiente fórmula, dependiente de las dimensiones de la guía y de la constante dieléctrica (ϵ_r):

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}, \quad c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-25)$$

$$TE_{m,n}: \quad m, n \geq 0$$

$$TM_{m,n}: \quad m, n \geq 1$$

A partir de esta frecuencia de corte, se define la expresión de la longitud de onda de la guía de onda para cada uno de los modos que se propaguen por la misma como:

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f_0}\right)^2}}, \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-26)$$

En la Figura 2-24 se puede apreciar cómo se propagan las líneas de campo sobre la guía para diferentes modos de propagación.

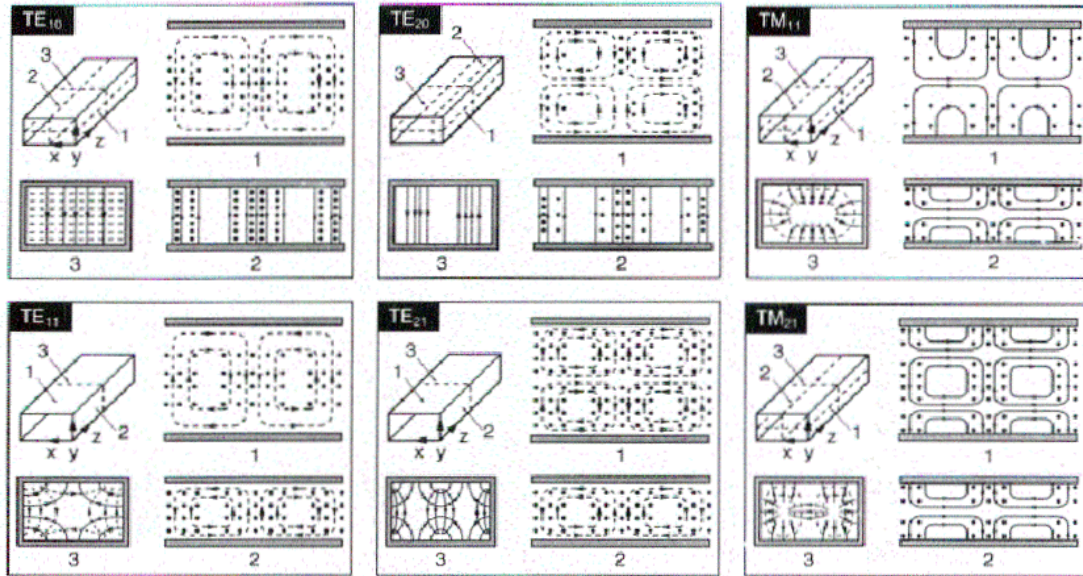


Figura 2-24: Modos de propagación en guía rectangular

2.3.2.2 Guía circular

El otro tipo de guía más utilizada en aplicaciones de microondas es la guía circular. Se trata de un tubo hueco de metal que, al igual que la rectangular, sólo puede soportar modos TE y TM. En la Figura 2-25 se presenta un esquema básico de una guía rectangular, donde se aprecia que el parámetro que caracteriza fundamentalmente la guía es el radio de su sección interior “a”.

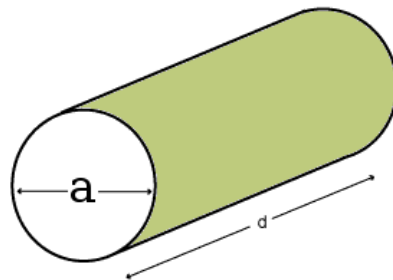


Figura 2-25: Guía de onda circular

Gracias a las funciones de Bessel, y a partir de sus raíces ($p_{n,m}$ y $p'_{n,m}$), se pueden desarrollar las expresiones para el cálculo de las frecuencias de corte de los modos de la guía circular.

$$\text{Modos TE: } f_{c_{m,n}} = \frac{p_{n,m}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2-27)$$

$$\text{Modos } TM: f_{c_{m,n}} = \frac{p'_{n,m}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2-28)$$

De nuevo, se puede ver en la Figura 2-26 la forma en la que se propagan las líneas de campo para diferentes modos en una guía circular.

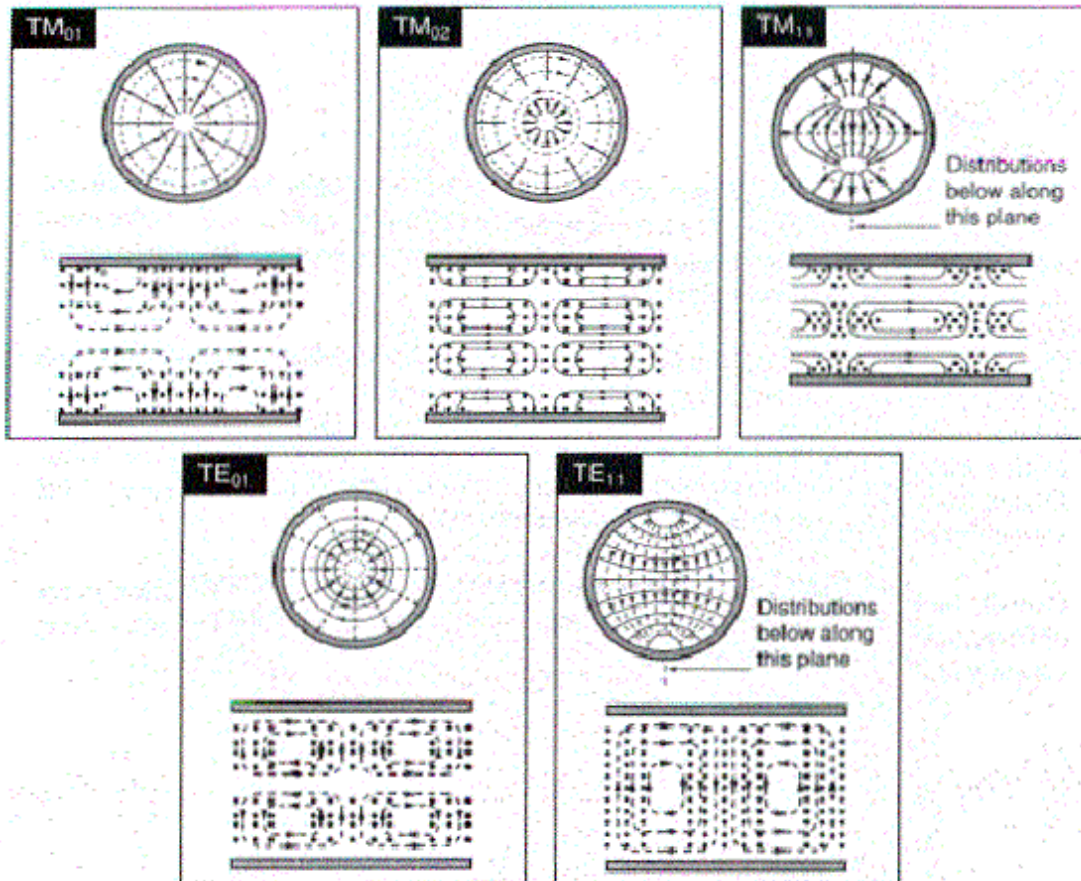


Figura 2-26: Modos de propagación en guía circular

2.3.3 Alimentación en guía de onda

La forma más utilizada para alimentar una guía de onda es mediante un conector coaxial que entra al sustrato por una de las caras de la guía. El conductor exterior se conecta al conductor de la guía, estableciendo el plano de masa del coaxial, y el conductor interior (*alma*) entra dentro de la guía alimentándola a modo de monopolo.

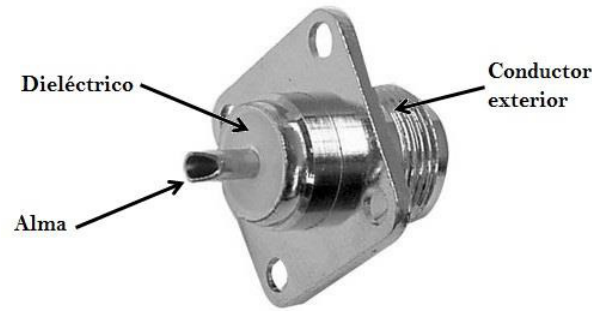


Figura 2-27: Conector chasis para guía de onda

La posición y la longitud del alma del conector van a ser dos puntos determinantes a la hora de obtener la máxima adaptación a la frecuencia de trabajo. En cuanto a la posición, este se debe conectar a una distancia $\lambda_g/4$ del principio de la guía de onda para que la onda que emite el monopolo hacia atrás llegue a la pared de la guía con amplitud cero. Así, la onda se reflejará totalmente, es decir, tendremos $\rho = -1$, o lo que es lo mismo, un desfase de 180° . Por lo tanto, la onda viajará hacia la pared metálica, sufrirá un desfase de $\lambda_g/4$ de ida, un desfase de $\lambda_g/2$ al reflejarse, y un último desfase de $\lambda_g/4$ de vuelta, es decir, en su regreso al monopolo la onda habrá recorrido una longitud de onda (λ_g). Esta onda se encontrara entonces con la onda que emite el monopolo, se sumarán en fase, y se formará una onda progresiva.

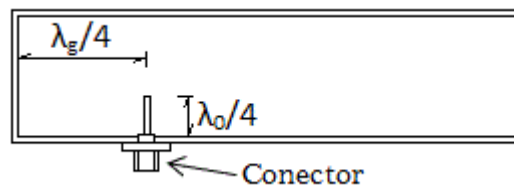


Figura 2-28: Posición y longitud del conector vertical

El funcionamiento del monopolo dentro de la guía debe establecerse como un monopolo de longitud $\lambda_0/4$. Sin embargo, al estar radiando dentro de la guía, el alma del conector no radia a λ_0 , sino a la longitud de onda de la señal que se propaga por la guía (λ_g).

Si la posición del monopolo no es $\lambda_g/4$ se produce una desadaptación entre la guía y el coaxial que se traduce en reflexiones no deseadas. La onda no va a recorrer una longitud de onda de λ_g , por lo que no se sumará en fase, y no se transportar toda la energía posible a través de la guía.

2.4 Teoría línea microstrip

Las líneas microstrip (*μstrip*) son un tipo de líneas de transmisión eléctrica que pueden ser fabricadas utilizando placas de circuito impreso, y se utilizan para transmitir señales de microondas.

Consiste en una franja de conducción separada de la franja de masa por una capa de sustrato dieléctrico. La tira metálica (muy fina en comparación a la longitud de onda λ que se propaga por la línea) tiene un espesor " T " y una anchura " W ". Está separada del plano de masa por una capa de sustrato de altura " H " y constante dieléctrica " ϵ_r ", tal y como se puede ver en la siguiente figura.

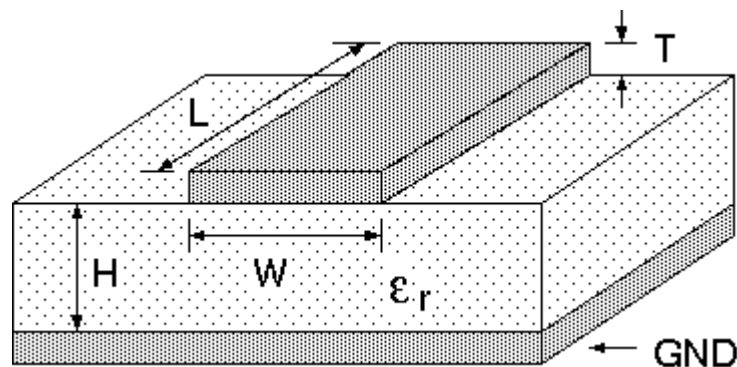


Figura 2-29: Esquema general de una línea microstrip

La línea microstrip es, hasta ahora, más barata que la tecnología tradicional de guía de onda, además de ser mucho más ligera y compacta. Las desventajas de la microstrip en comparación con la guía son su baja capacidad de manejo de energía y el hecho de tener mayores pérdidas. Además, este tipo de líneas no están cerradas y por lo tanto son susceptibles de captar gran cantidad de ruido.

A diferencia de la guía de onda, la línea microstrip consta de dos conductores diferenciados, por lo que entre ellos se establecerá una diferencia de potencial y sólo se propagarán los modos TEM, y no lo harán los modos TE y TM.

La onda electromagnética llevada por la microstrip existe, en parte, en el sustrato dieléctrico, y en parte en el aire que hay sobre él. Es por este motivo que el modo que se propaga por la microstrip no es un TEM puro, sino el conocido como quasi-TEM. En general, la constante dieléctrica del sustrato será mayor que la del aire, de modo que la onda viaja en un medio no homogéneo. En consecuencia, la velocidad de propagación se halla en algún punto entre la velocidad de las ondas de radio en el sustrato y la velocidad de las ondas en el aire. Este comportamiento se describe comúnmente declarando la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) de la microstrip.

$$\varepsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12H}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{H}\right)^2 \right], & \frac{W}{H} \leq 1 \\ \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12H}{W}\right)^{-0.5}, & \frac{W}{H} \geq 1 \end{cases} \quad (2-29)$$

$$\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2-30)$$

2.4.1 Alimentación en línea microstrip

Las líneas microstrip suelen estar alimentadas por conectores coaxiales, y esta alimentación puede ser mediante la inserción vertical del conector en el sustrato, o de manera horizontal.

Sonda coaxial vertical

En este tipo de alimentación, el conector coaxial entra verticalmente en el sustrato. El conductor exterior se conecta a la placa de masa y el conductor interno se extiende hasta la propia línea microstrip.

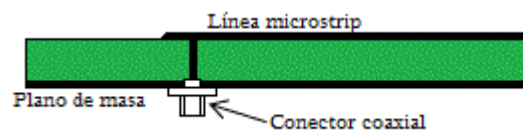


Figura 2-30: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip

La posición del conector, respecto al final de la pista, también puede ser controlada para adaptar la impedancia de entrada.

Coaxial horizontal

La otra forma de alimentar las líneas microstrip es horizontalmente. En esta ocasión basta con conectar el conductor externo del coaxial al plano de masa y colocar el alma sobre la pista microstrip, tal y como muestra el esquema de la Figura 2-31.

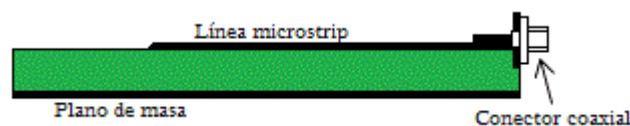


Figura 2-31: Alimentación por coaxial horizontal de la línea microstrip

Esta manera de alimentar la microstrip es muy sencilla, pero tiene la desventaja de que, al estar el alma del conector desprotegida, esto puede provocar muchas pérdidas por radiaciones inesperadas hacia el exterior, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia.

2.5 Teoría SIW (Substrate Integrated Waveguide)

La tecnología conocida como SIW (Guía de onda Integrada en Sustrato) es una tecnología relativamente nueva, se basa en la integración de una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico, esto es, utilizando la tecnología impresa que caracteriza a las líneas microstrip.

Este tipo de tecnología se desarrolló principalmente para solucionar los principales problemas de las guías de onda, como pueden ser, su gran tamaño, su peso, la dificultad de integración en un sistema y, sobre todo, su precio. Con estas guías de onda integradas en sustrato se conservan las ventajas de propagación y pérdidas de las guías tradicionales, además de añadir la facilidad de construcción gracias a las técnicas de circuitos impresos, lo que es una gran ventaja frente a sus predecesoras.

En cuanto a la estructura, consiste en una serie de orificios (vías) sobre el sustrato que sirven para, mediante su posterior metalización, confinar la señal entre las placas metálicas superior e inferior y las propias vías.

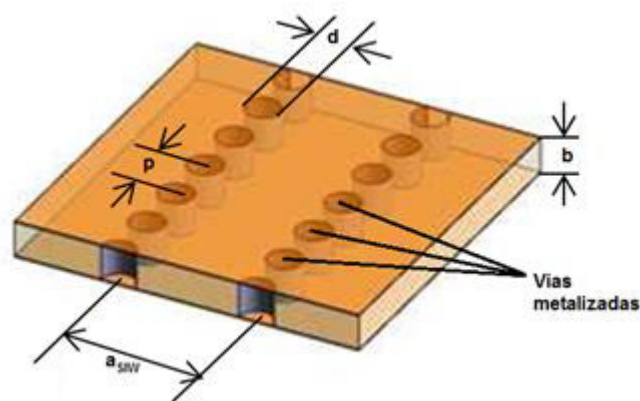


Figura 2-32: Guía de onda con tecnología SIW

Cada una de las vías que forman las paredes laterales de la guía tienen un diámetro “d” y están separadas una distancia “p” entre ellas. Los valores de estos parámetros deben respetar una serie de reglas, ampliamente analizadas en [5], para no generar excesivas pérdidas (pérdidas por “leakage”) ni provocar efectos indeseados en la guía. Un valor razonable, que cumple dichas restricciones, es $p = 2d$, que ha sido el valor utilizado en, prácticamente, la totalidad de las guías SIW diseñadas en este PFC.

El resto de parámetros, como la anchura de la guía (a_{SIW}), también deben cumplir una serie de reglas o restricciones. Para el cálculo de esta anchura, hay que tener en cuenta que la guía SIW no tiene las mismas características que la guía convencional, por lo que su

valor deberá ser convertido mediante una serie de fórmulas descritas en [6], y que establecen una equivalencia de anchuras entre la guía convencional y la SIW, con un error del 1%.

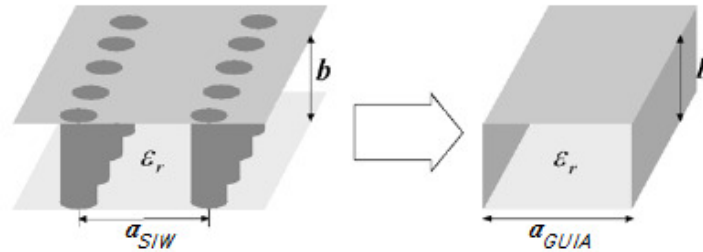


Figura 2-33: Equivalencia de anchuras entre SIW y guía convencional

La relación entre las anchuras es, por tanto:

$$a_{GUIA} = a_{SIW} \cdot \bar{a} \quad (2-31)$$

donde:

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{(\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)}{(\xi_3 - \xi_1)}} \quad (2-32)$$

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a}{p} - 1.0684} \quad \xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a}{p} - 1.2010} \quad \xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a}{p} - 0.2152} \quad (2-33)$$

La tecnología SIW fue creada para trabajar a altas frecuencias, ya que si para bajas frecuencias los tamaños de la SIW serían similares a los de la guía convencional, y nos tendríamos los mismos problemas que afectan a estas.

2.5.1 Alimentación en SIW

La forma de alimentar este tipo de guías de onda es igual que en las guías convencionales, es decir, con conectores coaxiales. Además, son muy apropiadas para ser alimentadas mediante líneas microstrip, puesto que ambas utilizan la misma tecnología de fabricación.

Sonda coaxial vertical

Al igual que se explicaba anteriormente en el apartado 2.4.1, cualquier guía de onda, incluida la SIW, se puede alimentar mediante un conector coaxial que entre verticalmente al interior de la guía.

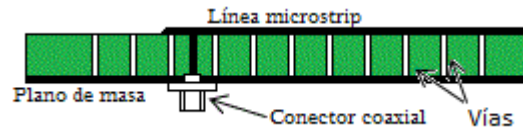


Figura 2-34: Alimentación por sonda coaxial vertical en SIW

Línea microstrip

Como se ha comentado en los apartados anteriores, tanto la línea microstrip como la SIW se construyen utilizando tecnología impresa. Esto puede llevar a pensar en integrar ambas en un mismo sustrato, y conectarles mediante una zona de transición o chaflán, como podemos ver en [7]. Este chaflán es el encargado de transformar el modo quasi-TEM de la microstrip en un modo TE_{10} , el modo fundamental de una guía rectangular.

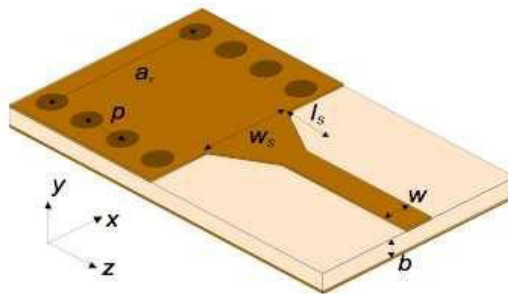


Figura 2-35: Transición de línea SIW a microstrip

Este tipo de alimentación de guía de onda rectangular es válido tanto para SIW como para guías de onda convencionales. Sin embargo, estas últimas, a diferencia de las tecnologías con sustrato dieléctrico, utilizan anchuras de sustrato mucho mayores que la tecnología de circuitos impresos. Este hecho influye muy negativamente sobre las pérdidas de radiación de la microstrip y suprime las grandes ventajas de fabricación y coste que nos ofrecía esta transición en tecnología impresa.

2.6 Arrays de antenas

El diagrama de radiación de un elemento no suele ser muy bueno en términos de ganancia, además de ser relativamente ancho, lo que no nos interesa. Puesto que muchas de las aplicaciones demandan el uso de antenas de alta ganancia y gran directividad, se busca una forma de mejorar estas especificaciones. Esto se puede conseguir de dos maneras: aumentando el tamaño de la antena o mediante la agrupación de varios elementos radiantes.

Esta última forma es la que da lugar al concepto de array, en el que, como veíamos en el apartado 2.2.2.3, los elementos se disponen de diferentes maneras para conseguir que la antena alcance el objetivo deseado mediante el acoplamiento de estos elementos.

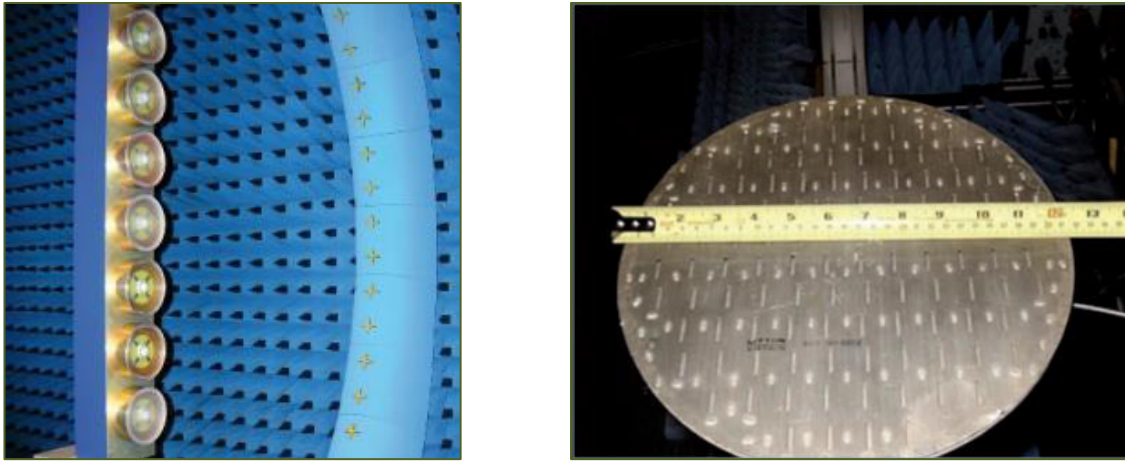


Figura 2-36: Ejemplos de array. Lineal (izquierda) y plano (derecha)

Un array está definido matemáticamente por varios parámetros: un vector de posición \vec{r}_i , las corrientes de alimentación I_i , y el diagrama de radiación de cada uno de los elementos que lo integren $\vec{E}_i(\theta, \phi)$.

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \vec{r} \cdot \vec{r}_i} \quad (2-34)$$

El campo radiado por el array se calcula como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado.

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \vec{r} \cdot \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2-35)$$

donde $F_A(\theta, \phi)$ se denomina Factor de Array.

Para obtener diagramas que sean muy directivos es necesario que los campos interfieran constructivamente en las direcciones deseadas. Esto se controla mediante 5

2. Estado del arte

parámetros básicos, que van a dar lugar a diferentes tipos de antenas de arrays con diferentes prestaciones:

- Posición geométrica de los elementos dentro del array
- Posición relativa entre los elementos
- Amplitud de alimentación de cada elemento
- Fase de alimentación de cada elemento
- Diagrama de radiación de cada elemento radiante

2.6.1 Arrays lineales

En los arrays lineales los elementos se disponen a lo largo de una línea recta. Se pueden distinguir dos tipos de arrays dependiendo de la separación que existe entre los elementos: equiespaciados o no equiespaciados.

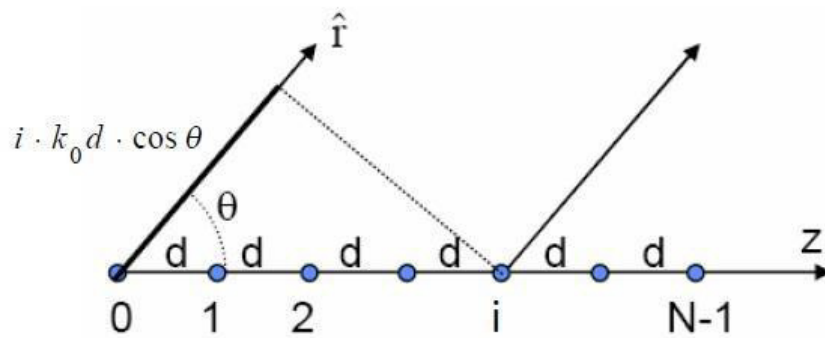


Figura 2-37: Esquema de array lineal con N elementos equiespaciados

El caso más sencillo es el de un array lineal, en el que el número “N” de elementos equiespaciados se disponen en un eje Z separados por una distancia “d”. El Factor de Array vendrá dado por:

$$\left. \begin{aligned} \vec{r}_i &= \mathbf{i} \cdot \mathbf{d} \cdot \hat{\mathbf{z}} \rightarrow \hat{\mathbf{r}} \cdot \vec{r}_i = \mathbf{i} \cdot \mathbf{d} \cdot \cos \theta \\ A_i &= a_i \cdot e^{j\alpha_i} \end{aligned} \right\} F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{jk_0 \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha_i)} \quad (2-36)$$

Las distribuciones más utilizadas para este tipo de arrays son:

- Fase progresiva: $A_i = a_i \cdot e^{j(i \cdot \alpha)}$
- Amplitud y fase uniformes: $A_i = 1 \ (\forall i)$
- Amplitud uniforme y fase progresiva: $A_i = e^{j(i \cdot \alpha)}$
- Amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

En el caso concreto de este PFC, las antenas de arrays lineales serán de amplitud simétrica y decreciente del centro al borde. Además, los elementos no estarán

equiespaciados puesto que todos son diferentes para compensar los acoplos necesarios en cada posición del array. La distancia entre estos elementos se desarrollará más adelante en el apartado “Método de compensación de acoplos”.

2.6.2 Arrays planos

Los arrays planos disponen sus elementos en una matriz rectangular. Estos arrays ofrecen más versatilidad que los lineales puesto que pueden obtener diagramas que apunten en cualquier dirección del espacio.

Para un array plano de $M \times N$ elementos, como el mostrado en la Figura 2-38, el Factor de Array se define según:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} e^{jmk_0 d_x \sin(\theta) \cos(\phi)} e^{jnk_0 d_y \sin(\theta) \cos(\phi)} \quad (2-37)$$

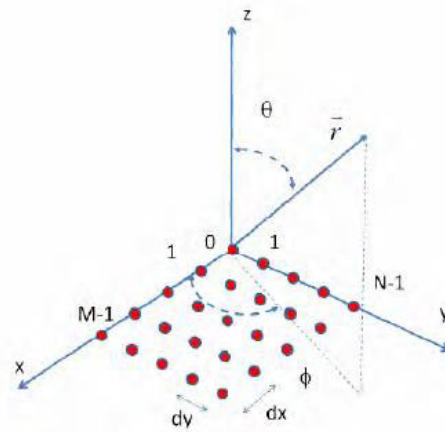


Figura 2-38: Retícula de $M \times N$ elementos dispuestos sobre el plano XY

2.6.3 Phased Arrays

Los arrays de exploración o phased arrays son aquellos cuyo diagrama de radiación está controlado por la fase de los elementos del array, que puede ser lineal o plano. Es decir, se puede barrer todo un plano ϕ variando el desfase progresivo α para el caso de un array lineal, o barrer todo el espacio variando α_x y α_y para un array plano.

2. Estado del arte

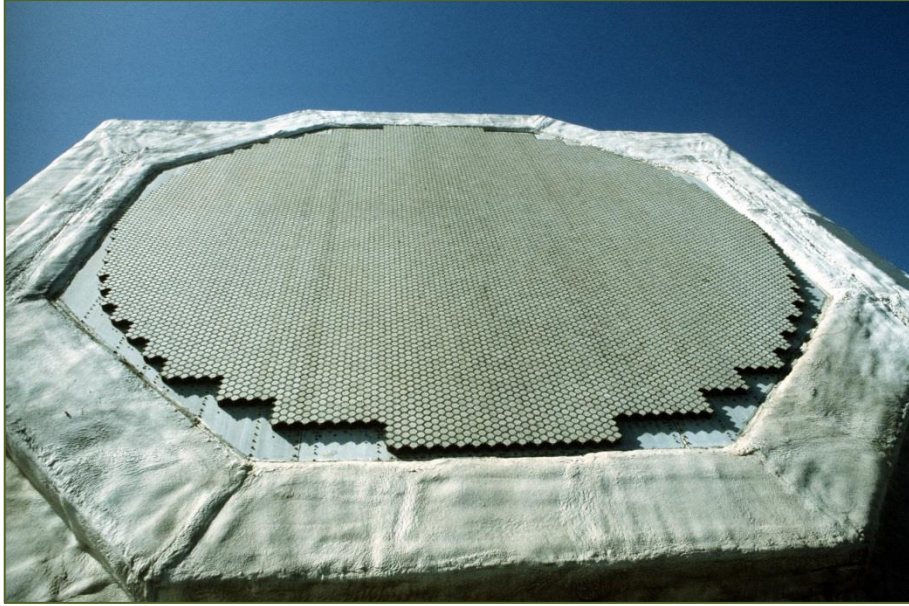


Figura 2-39: Phased array para sistema de radar en un barco

Así, por ejemplo, el Factor de Array de una retícula plana cuyos elementos tienen amplitudes de alimentación reales y positivas y fases progresivas, se puede calcular como el factor de array del plano X por el factor de array del plano Y, siendo estos independientes:

$$\left. \begin{aligned} A_{mn} &= a_m \cdot e^{jm\alpha_x} \cdot a_n \cdot e^{jn\alpha_y} \\ \Psi_x &= k_0 d_x \text{sen}\theta \cos\phi + \alpha_x \\ \Psi_y &= k_0 d_y \text{sen}\theta \text{sen}\phi + \alpha_y \end{aligned} \right\} F_A(\Psi_x, \Psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{jm\Psi_x} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\Psi_y} = F_{A_x}(\Psi_x) \cdot F_{A_y}(\Psi_y) \quad (2-38)$$

2.7 Métodos de compensación de acoplos

En este apartado se van a mostrar diferentes métodos de compensación de acoplos encontrados en la bibliografía referente al estudio de antenas de array. En dicha bibliografía se estudian diversos métodos para calcular los coeficientes de acoplo de los elementos radiantes del array, cada uno de ellos con sus ventajas, inconvenientes y restricciones según el tipo de antena estudiado. A continuación se muestran los métodos que se han considerado más oportunos de cara al posterior estudio y desarrollo del método que se va a presentar en este documento.

2.7.1 Método multi-puerto

En este método de compensación de acoplos, desarrollado en [8], se establecen dos puertos (de entrada y salida) de los elementos radiantes. De esta forma, es posible establecer las ondas de tensión que entran y salen a cada elemento a partir de los parámetros S. Se realiza, por tanto, el estudio de acoplamientos en el centro de 2 elementos mediante el estudio de las ondas en los puertos.

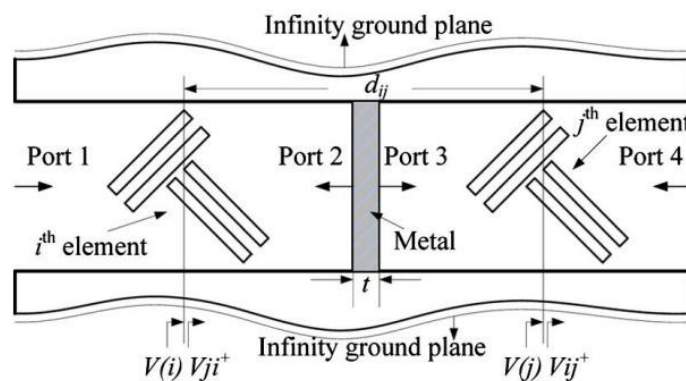


Figura 2-40: Modelo de simulación de acoplos mutuos para 2 elementos

La importancia de este método reside en el posterior desarrollo del mismo (siguiente apartado) para múltiples elementos, lo que nos va a permitir un cálculo más exacto de los acoplamientos a la vez que un ahorro de tiempo de simulación al no tener que analizar individualmente cada elemento radiante.

2.7.2 Método multi-puerto desarrollado con polarización

En este caso, este método consiste en una mejora del método anteriormente mencionado. Se establecen de nuevo puertos de entrada/salida en los elementos radiantes,

2. Estado del arte

al igual que las ondas de potencia que entran y salen a cada uno de ellos. Consiste en una modificación del modelo de compensación de acoplos presentado en [9]. El estudio de acoplamientos entre elementos adyacentes se plantea siguiendo el esquema de la Figura 2-41.

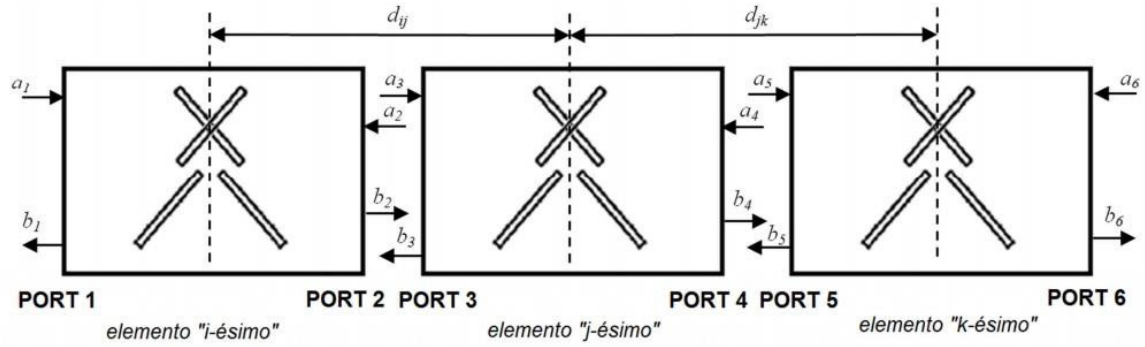


Figura 2-41: Modelo de acoplamiento de señal mutuo entre elementos adyacentes

Si siguiendo este esquema, el acoplamiento de una ranura j se encuentra bajo la influencia tanto del elemento anterior como del posterior, por lo que la cantidad de señal que sale respecto a la que entra (T_j) se puede calcular siguiendo la ecuación (2-39).

Si se considera que la agrupación lineal se alimenta por el puerto 1, los valores de a_i con " i " impar se corresponderán con los valores de la función de alimentación de la antena, es decir, su distribución de amplitudes. En cambio, los valores de a_i con " i " par se considerarán 0 por simplicidad del método, pretendiendo que cada uno de los elementos radiantes presente la menor reflexión posible. Así, la fórmula queda reducida a (2-40) y la potencia acoplada por el elemento central del modelo presentado se calcula según (2-41).

$$T_j = \frac{b_4}{a_3} = s_{41} \frac{a_1}{a_3} + s_{42} \frac{a_2}{a_3} + s_{43} \frac{a_3}{a_3} + s_{44} \frac{a_4}{a_3} + s_{45} \frac{a_5}{a_3} + s_{46} \frac{a_6}{a_3} \quad (2-39)$$

$$\left. \begin{array}{l} a_2 = a_4 = a_6 = 0 \\ b_1 = b_3 = b_5 = 0 \end{array} \right\} T_j = \frac{b_4}{a_3} = s_{41} \frac{a_1}{a_3} + s_{43} + s_{45} \frac{a_5}{a_3} \quad (2-40)$$

$$Coupling (dB) = 20 \cdot \log_{10} \left(\sqrt{1 - [(s_{jj})^2 + (T_j)^2]} \right) \quad (2-41)$$

Este método, conocido como multi-puerto, presenta una forma bastante eficaz a la hora de realizar la compensación de acoplos en un array de elementos radiantes. No obstante, requiere de una cantidad considerable de recursos y un elevado tiempo de simulación para el cálculo de cada una de las potencias acopladas.

2.7.3 Otros métodos de compensación de acoplos

En [10] se presenta un método de compensación de acoplos basado en una cuadrícula de valores de acoplo mutuos. Se proponen métodos para calcular rápidamente y medir los coeficientes de acoplamiento mutuo transitorios, esto es, a lo largo de la cuadrícula. El nuevo método de compensación puede proporcionar mejor compensación de efectos de acoplo mutuos tanto en estructuras de una dimensión como de dos, ambos casos están verificados en el artículo mediante la simulación de los mismos. De todas formas, este método es sólo aplicable a antenas de array con elementos con valores mínimos de dispersión.

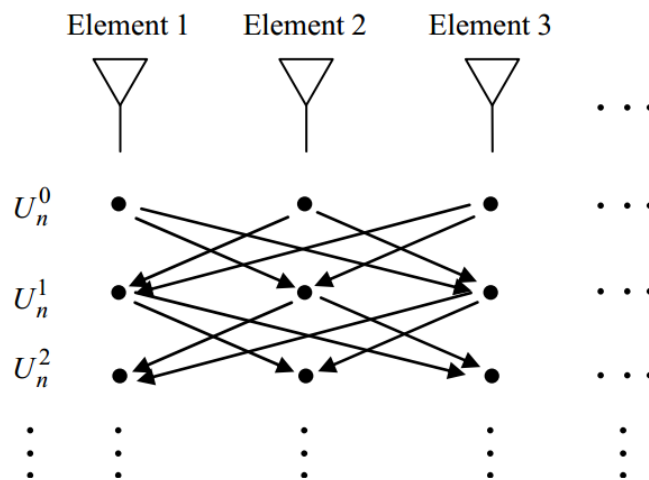


Figura 2-42: Cuadrícula de acoplamientos mutuos de un array utilizado en [10]

En [11] se propone un modelo para una antena excitada por una corriente eléctrica I_0 en el espacio libre. Esta antena es caracterizada por su impedancia de entrada y su diagrama de radiación del campo. En un array, la tensión de entrada de cada elemento es proporcional tanto a la corriente de entrada de la antena como al resto de corrientes que alimentan el array. La manera que presenta este artículo de obtener los parámetros necesarios para aplicar el método de compensación de acoplos es mediante la medida de los mismos. Por tanto, se presenta un modelo general para caracterizar y compensar efectos de acoplamiento mutuo en cualquier antena de array. Este modelo está basado en las propiedades de linealidad de los arrays de elementos y tiene en cuenta la excitación del modo fundamental de cada elemento del array. Los efectos de acoplamiento en el diagrama de radiación y en la reflexión de entradas se pueden compensar introduciendo pistas en la red de alimentación. Es un método eficaz, pero el hecho de tener que calcular todos los parámetros mediante medidas físicas de la antena lo convierte en algo tedioso y no siempre fácil de hacer.

Una técnica para compensar efectos de acoplamiento mutuo en arrays de fase mínima ha sido desarrollada y verificada mediante simulación en [12]. Esta técnica se basa en el cálculo de los coeficientes de acoplo, obtenidos mediante las medidas de los

2. Estado del arte

diagramas de elementos aislados. La técnica es aplicable a arrays lineales, así como a arrays planos. Lo destacable de este método es que la matriz de acoplamientos se evalúa independientemente, y puede ser fácilmente implementado para formar antenas con valores de lóbulos concretos.

La mayoría de estos métodos son válidos para analizar y solucionar, en gran parte, efectos de acoplamiento mutuo. Sin embargo, cada uno de ellos tiene sus ventajas e inconvenientes, como puede ser que sólo sea aplicable a ciertos tipos de antenas, o que los tiempos de análisis y estudio del método sean demasiado elevados.

2.8 Herramientas de diseño y simulación

2.8.1 CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es una herramienta especializada para la simulación EM en 3D de componentes de alta frecuencia y la versión disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM es la 2010. Esta ha sido la principal herramienta de diseño que se ha utilizado para la realización de este PFC.

El programa cuenta con un análisis rápido y preciso de aparatos de alta frecuencia tales como antenas, filtros, estructuras de diversas capas, etc. También ofrece grandes posibilidades de modificación del comportamiento EM de los diseños de alta frecuencia y promueve una tecnología completa y de alta calidad para EM en 3D. Además, brinda a los usuarios una gran flexibilidad mediante un rango de aplicación muy amplio, gracias a la variedad de tecnologías disponibles.

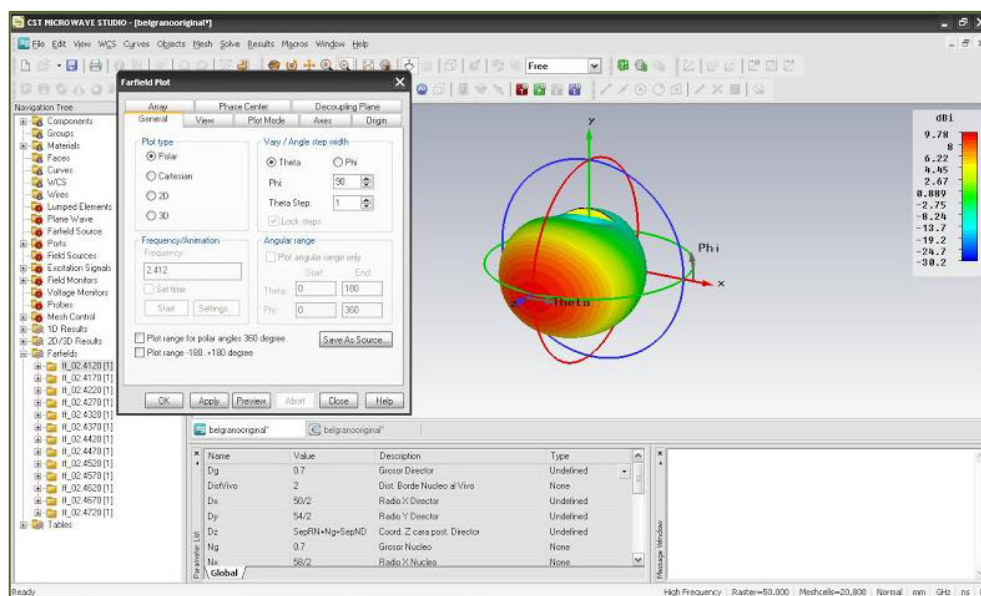


Figura 2-43: Interfaz gráfica de trabajo de CST Microwave Studio

Además cuenta con filtros para la importación y exportación de archivos CAD específicos, lo que mejora las posibilidades de diseño y además fomenta el ahorro de tiempo. Este hecho ha sido muy beneficioso para nuestro fin, ya que los ficheros CAD son necesarios para la construcción de nuestros componentes. Además este programa de simulación se adapta a las necesidades del usuario, gracias a sus diversos campos de aplicación.

2.8.2 Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) es un programa de simulación circuital para una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores, osciladores, etc. Este programa ha sido creado por Agilent Technologies y la versión utilizada para este PFC es la 2008, disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

Este software lleva a cabo simulaciones de gran precisión, a nivel de circuitos, basándose en las densas librerías que posee. Además de disponer de dos tipos de ventanas donde trabajar con circuitos y los resultados de sus simulaciones, ADS también permite tratar Layouts, por lo que el usuario puede examinar cómo será su circuito físicamente a partir de los elementos que lo integran.

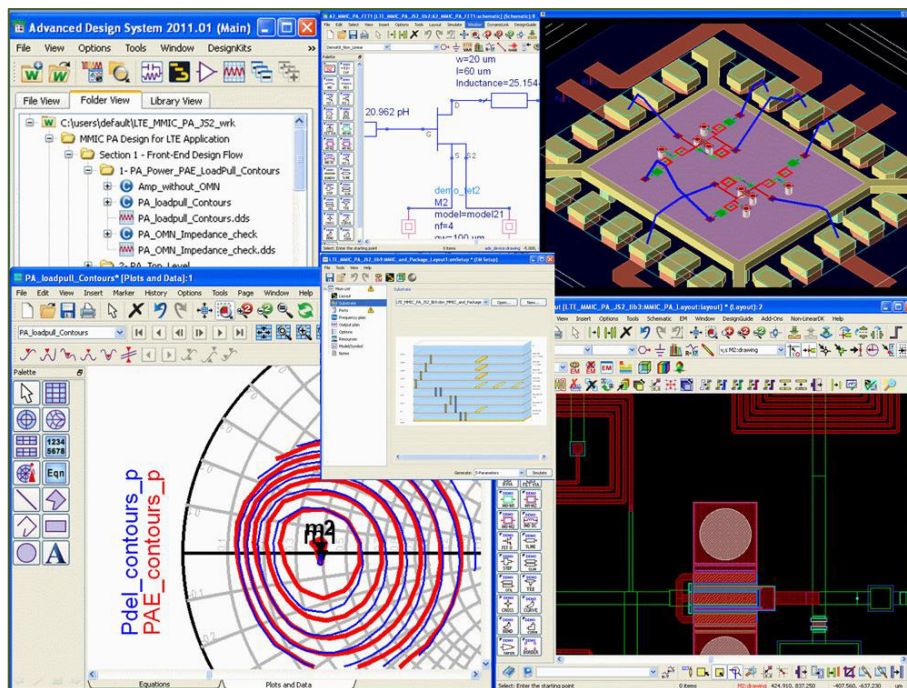


Figura 2-44: Diferentes entornos de trabajo en ADS

ADS también permite la importación/exportación de diversos tipos de ficheros tales como archivos CAD, TOUCHSTONE, etc. Este hecho ha resultado imprescindible para el tratamiento de nuestros diseños a nivel físico y, sobre todo, para la generación de archivos “Gerber” (formato de impresión creado por Gerber System Corporation), necesarios para la construcción de los circuitos impresos de este PFC.

2.8.3 Ensemble 1D Array Synthesis

El software *Ensemble 1D Array Synthesis* es un programa muy sencillo, pero eficaz, de modelado de arrays lineales (sólo sirve para arrays de una sola dimensión).

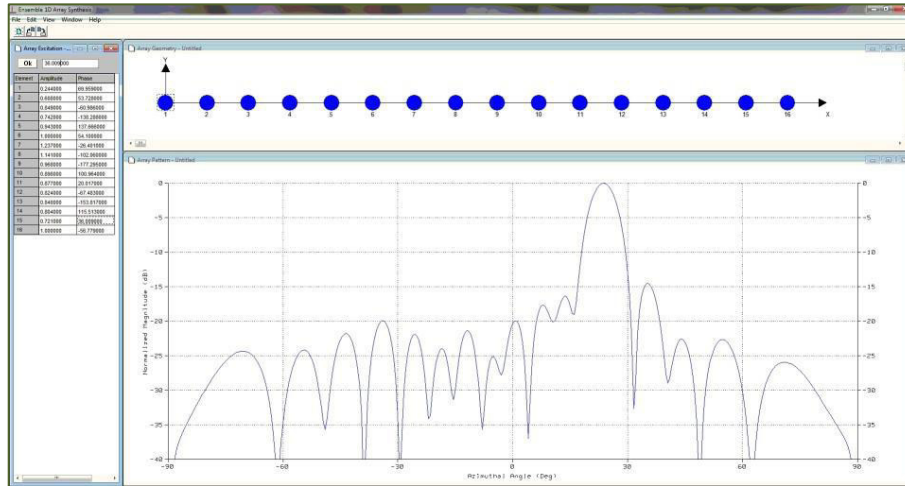


Figura 2-45: Entorno de trabajo del software *Ensemble 1D Array Synthesis*

El programa nos muestra el diagrama de radiación normalizado (abajo), un esquema de los elementos posicionados (arriba) y las amplitudes de cada elemento radiante (izquierda) correspondientes a un array lineal con una distribución y un número de elementos que el usuario introduce previamente.

2.8.4 DAMS Antenna Measurement Studio

Software de captura de diagramas de radiación multi-frecuencia DAMS Antenna Measurement Studio. Utilizando este programa el usuario puede configurar el plano de corte radiante que desea tomar del dispositivo de medida. En cada una de las posiciones en el eje angular se toman muestras del parámetro S_{21} a través del VNA conectado al sistema. El programa proporciona los datos medidos en texto plano correspondientes al sistema radiante bajo estudio. También permite la representación de la medida en coordenadas polares y 3D.

2. Estado del arte

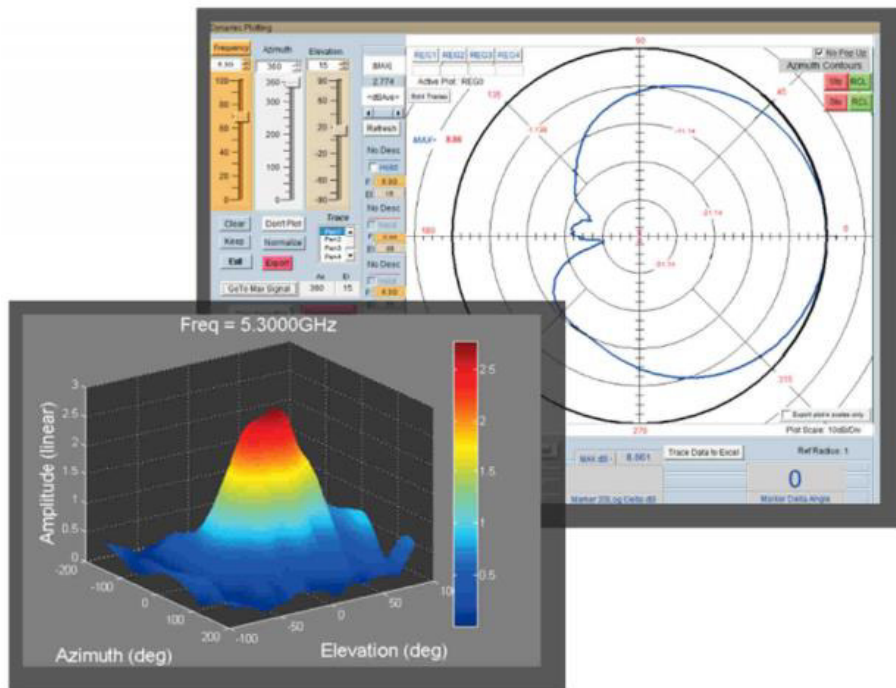


Figura 2-46: Software DAMS Antenna Measurement Studio

3

Método de compensación de acoplos

3.1 Introducción

En el proceso de diseño de las antenas de array es muy importante considerar los efectos de acoplamiento de señal entre elementos. En este capítulo se va a explicar el desarrollo de un método de compensación de acoplos mutuos entre elementos radiantes, que es el objetivo principal de este PFC.

En primer lugar, se hará una pequeña introducción acerca de qué son estos efectos de acoplamiento mutuo entre elementos, y a continuación una pequeña descripción del método en sí, justificando las imposiciones que acata dicho método. Se describirán además las diferentes pruebas y aplicaciones del método, y se contrastará con el resto de métodos estudiados en el Estado del Arte.

Tal y como se verá en apartados posteriores, este método se ha aplicado al diseño de dos antenas: un array lineal de 16 elementos, y un array bidimensional compuesto por 8 arrays lineales, ambos sobre SIW y para la banda de frecuencias Ku .

3.2 Proceso de diseño de un array de elementos radiantes

Existen una serie de pasos en el proceso de diseño de un array de elementos. Se deben seleccionar correctamente los elementos que formarán parte del array con el fin de caracterizar la antena lo más fielmente posible al modelo teórico.

1. Caracterizar el elemento radiante. Cada elemento radiante va a acoplar una cantidad determinada de señal y, por tanto, se va a poder calcular un coeficiente de acoplo. Estos coeficientes de acoplo teóricos van a definir la forma del diagrama de radiación. En función de ellos se definen los parámetros característicos de los diagramas de radiación (anchura de haz, lóbulos secundarios, etc.). A partir de estos valores de acoplo se confecciona un array con los elementos que acoplen la cantidad concreta necesaria para cada posición del array. Es decir, si necesitamos que el elemento de la posición X tenga un coeficiente de acoplo de -15 dB, elegiremos un elemento que presente unas características lo más parecidas posible a este valor.
2. Cálculo de las distancias entre elementos (d_n) según la formula descrita y utilizada en [13]:

$$d_n = \left(1 + \frac{\phi_n^{[S_{21}]}}{2\pi} + \frac{\Delta\theta_n}{2\pi} \right) \cdot \lambda_g \quad (3-1)$$

3. Método de compensación de acoplos

donde d_n es la distancia entre el elemento n y el $n+1$, $\phi_n^{[S_{21}]}$ es la fase del parámetro S_{21} del elemento n (en un array de onda progresiva), y $\Delta\theta_n$ es la diferencia de fase entre el ERHCP (componente circular a derechas del campo radiado) de los elementos n y $n+1$.

3. La antena obtenida se simula con el CST Microwave Studio. Se introducen todas las características de los elementos, así como la anchura del plano reflector de la antenna, según se haya calculado.

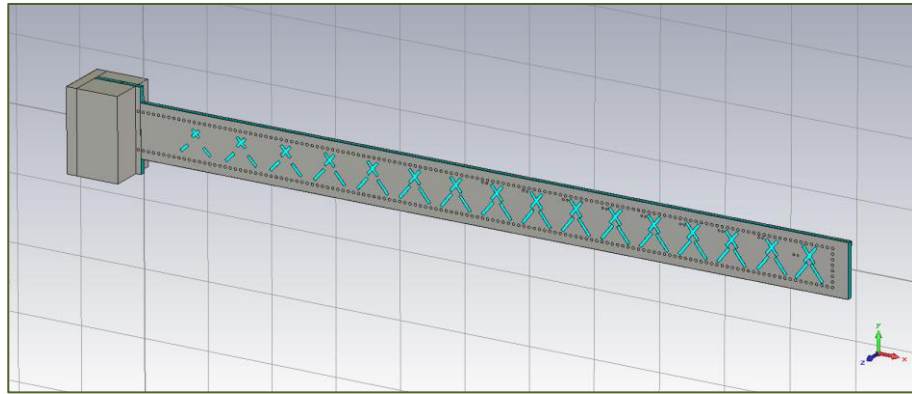


Figura 3-1: Ejemplo de array lineal de ranuras en el entorno de CST

4. Tras la simulación, es necesario contrastar si los resultados son coherentes con la teoría, concretamente, en temas de diagrama de radiación, potencia residual (potencia no radiada), potencia acoplada, etc.
5. Si estos resultados no son los esperados, una de las causas más comunes en este tipo de antenas es el acoplo de señal entre elementos adyacentes, tal y como se comenta en [13] y [8]. Por ello, se lleva a cabo un estudio de acoplos en el que se tiene en cuenta la influencia de los elementos cercanos. Estos efectos se detallan en el siguiente apartado (3.3), y el método que estudia y soluciona estas anomalías en el apartado 3.4.
6. Una vez modificados los elementos según nos indique el método, se vuelve a generar la nueva antena con los nuevos valores. Como se verá, este método es iterativo, ya que al modificar un elemento estamos modificando también cómo éste afecta a los elementos adyacentes.

3.3 Efectos de acoplamiento mutuo

Uno de los efectos de mayor importancia en el proceso de diseño de agrupaciones de antenas es el acoplamiento de señal que existe entre cada uno de los elementos de la antena. Este hecho es debido a la distancia entre los elementos y a la forma del diagrama de radiación del elemento. Si el ancho de haz del diagrama del elemento unitario es mayor en vertical que en horizontal, habrá más acoplo mutuo entre los elementos verticales que entre los horizontales.

Este hecho genera una degradación considerable del diagrama de radiación global, tanto en términos de anchura de haz y nivel de lóbulos secundarios, como en la dirección de apuntamiento de la antena. Este efecto es muy importante en antenas de onda progresiva, como son las que se estudian en este proyecto.

En el proceso de diseño de una agrupación de elementos radiantes se requiere la evaluación de los efectos de acoplo mutuo entre elementos adyacentes para evitar, como se ha comentado, degradaciones en el diagrama de radiación de la antena, en términos de anchura de haz, nivel de lóbulos secundarios (*SLL*) y dirección de apuntamiento. En el diagrama de radiación que se muestra en la Figura 3-2 se puede apreciar las características citadas que, a su vez, pueden verse modificadas debido al acoplamiento mutuo. El acoplo de señal entre elementos hace que cada uno de ellos radie de manera diferente respecto a su caracterización de manera individual y que, por lo tanto, se desvíe de los niveles de radiación teóricos buscados.

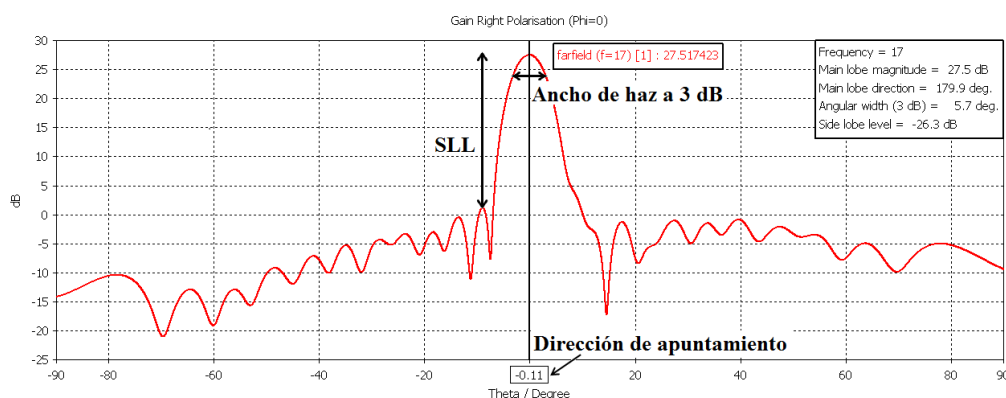


Figura 3-2: Diagrama de radiación de un array de ranuras bidimensional con parámetros básicos

Por estos motivos se hace imprescindible el desarrollo y la aplicación de un método de estudio de dichos factores de acoplamiento mutuo para el posterior redimensionamiento de cada uno de los elementos del array en función del nivel de interacción con los elementos vecinos. En este proyecto se ha definido y aplicado un modelo iterativo basado en el uso de monitores de campo eléctrico en condiciones de campo en la apertura sobre cada elemento radiante.

3.4 Descripción del método

El método de compensación de acoplos que se pretende describir en este punto se basa en el estudio del campo eléctrico radiado por las antenas de elementos. Los elementos radiantes pueden ser de diferentes formas, tal y como se veía en el apartado 2.2.13. El campo eléctrico radiado por cada uno de los elementos radiantes es el parámetro fundamental utilizado en el estudio y el análisis de este método de compensación de acoplos.

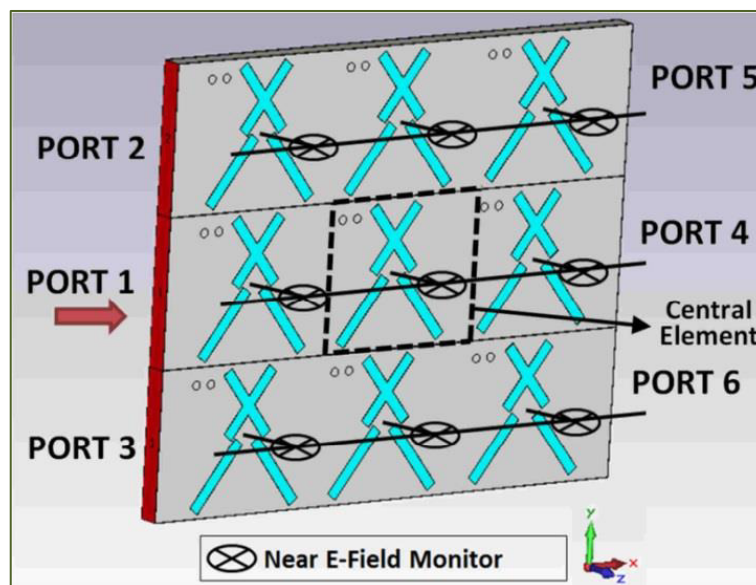


Figura 3-3: Estructura 3x3 del método de compensación de acoplos mutuos con monitores de campo eléctrico (*Near E-field Monitor*)

Debido a las propiedades de radiación de los elementos, cada uno de ellos se verá afectado por el acoplamiento de señal de los elementos que se encuentran a su alrededor (acoplamiento mutuo). Asimismo, cada elemento sufrirá más acoplamiento por parte de los elementos que están más cerca. Además, según se verá más adelante, los elementos radiantes de mayor tamaño radiarán más potencia que los de tamaño menor.

Tal y como se veía en el Apartado 2.2.7, la forma más utilizada de representar gráficamente las propiedades de radiación de una antena es mediante su diagrama de radiación. Este diagrama de radiación se define en regiones de campo, y para el estudio de las antenas de este PFC se han tomado muestras del campo eléctrico radiado por la antena en dicho entorno.

Para la medida de este campo eléctrico, se inserta un monitor en el software de simulación CST a una distancia que cumpla los requisitos para ser considerado campo cercano. En la Figura 3-4 se puede ver la forma en la que el software mide el campo de la antena de la Figura 3-1.

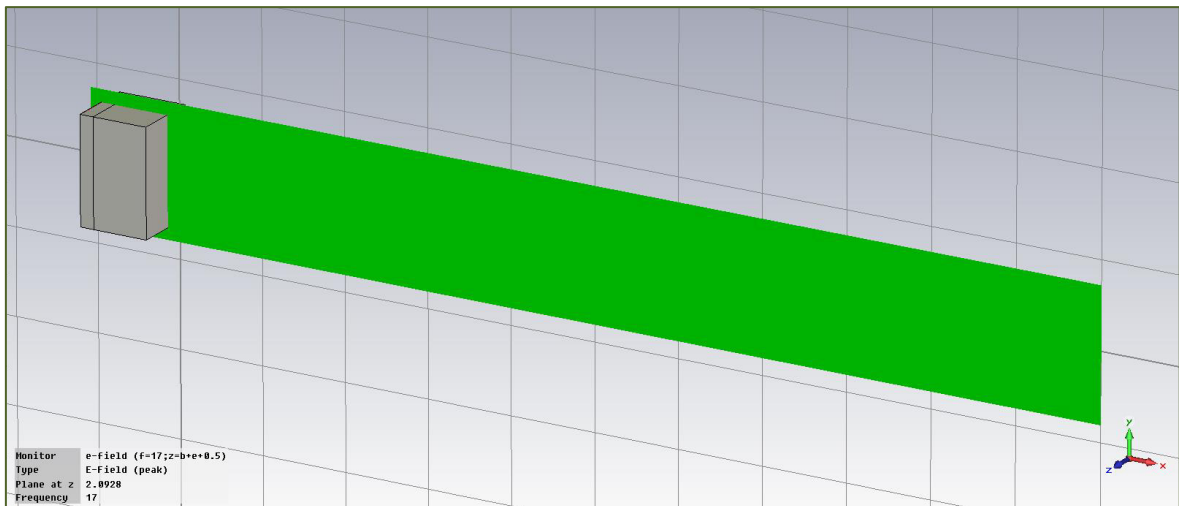


Figura 3-4: Ejemplo de situación del campo cercano en CST

Gracias al software *Ensemble 1D Array Synthesis* se puede observar el diagrama de radiación teórico y la distribución de amplitudes para el array lineal de 16 elementos radiantes con una distribución de Taylor de -26 dB. Estos coeficientes de amplitud F_k se utilizarán más adelante para compararlos con los extraídos de la antena simulada y poder modificarlos para conseguir acercarnos lo máximo posible al diagrama de radiación teórico que se muestra en la Figura 3-5.

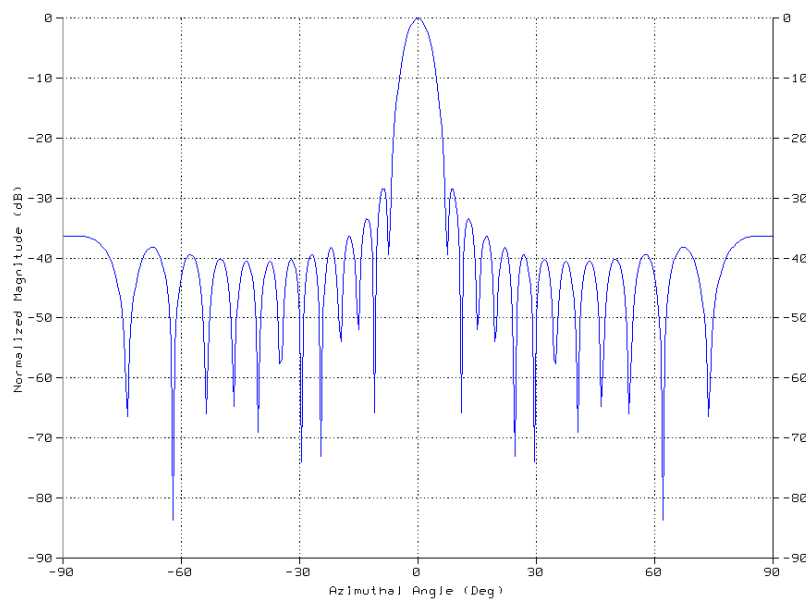


Figura 3-5: Diagrama de radiación teórico para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB

3.4.1 Cálculo de los coeficientes de acoplo (S_k) y la función de alimentación (F_k) de los elementos radiantes

El factor de array (o función de alimentación) y los coeficientes de acoplo de los elementos de un array son dos parámetros fundamentales a la hora de analizar y diseñar una antena. Tal y como se comentó anteriormente, las características del diagrama de radiación global del array vendrán determinadas por los coeficientes de alimentación (amplitud y fase) de cada uno de los elementos radiantes. Así, en el caso del método que aquí se presenta, dichos coeficientes van a ser los factores principales en el estudio de la antena a diseñar y, por lo tanto, los parámetros donde nos vamos a fijar para acercar nuestra antena a la correspondiente antena teórica ideal que se desea obtener.

3.4.1.1 Cálculos teóricos

Como se ha visto, el método de compensación de acoplos propuesto en este PFC consiste en analizar el campo eléctrico cercano de la antena, y a través de este parámetro calcular otros como los coeficientes de acoplo de cada elemento y la función de alimentación de los mismos. Estos parámetros son los que se van a comparar con los equivalentes teóricos que nos facilita el programa *Ensemble 1D Array Synthesis*.

| Element | Amplitude | Phase |
|---------|-----------|----------|
| 1 | 0.354271 | 0.000000 |
| 2 | 0.629306 | 0.000000 |
| 3 | 0.864543 | 0.000000 |
| 4 | 1.000000 | 0.000000 |
| 5 | 1.000000 | 0.000000 |
| 6 | 0.864543 | 0.000000 |
| 7 | 0.629306 | 0.000000 |
| 8 | 0.354271 | 0.000000 |

Tabla 3-1: Distribución de amplitudes para un array lineal de 8 elementos con una distribución de Taylor de -20 dB

En este software se introducen las características del array de elementos radiantes que se desee, y el programa nos muestra el diagrama de radiación y una tabla (como la Tabla 3-1) con la alimentación que necesita cada uno de los elementos del array. Con estos datos, utilizando la fórmula definida en [14], podemos obtener los valores de potencia que deben acoplar cada uno de los elementos del array.

$$|s_k| = \frac{P_{rad,k}}{P_{in,k}} = \frac{F_k^2(x_k)}{\frac{\sum_{i=1}^M F_i^2(x_i)}{1-t} - \sum_{i=1}^{k-1} F_i^2(x_i)} \quad (3-2)$$

$$S_k(dB) = 10 \cdot \log_{10}(s_k) \quad (3-3)$$

donde los parámetros se pueden definir como:

- s_k : coeficiente de acoplo de cada elemento “k” del array.
- $P_{rad,k}$: potencia radiada por cada elemento “k” del array.
- $P_{in,k}$: potencia de entrada individual a cada elemento “k” del array.
- F_k : función de alimentación de los elementos del array (proporcionados por el software).
- M: número total de elementos que conforman el array (en este caso, 16).
- t: porcentaje de la potencia residual que no se acopla a la antena (en este caso, 2%).

Por tanto, gracias a la fórmula anterior, podemos obtener los coeficientes de acoplo que necesitan satisfacer los elementos de nuestro array para conseguir un diagrama de radiación como el de la Figura 3-5.

Una vez obtenidos estos valores, debemos compararlos con los que se obtendrán de las simulaciones de las distintas antenas, y modificar estos últimos para conseguir llegar a tener los valores más próximos posibles a los teóricos.

3.4.1.2 Cálculos a partir de la simulación

Para calcular los parámetros anteriormente mencionados, lo primero que debemos hacer es obtener el campo eléctrico radiado en el “centro eléctrico” de cada elemento, esto es, en el caso de una ranura como las que se utilizan en las antenas de este proyecto, el punto rojo señalado en la Figura 3-6.

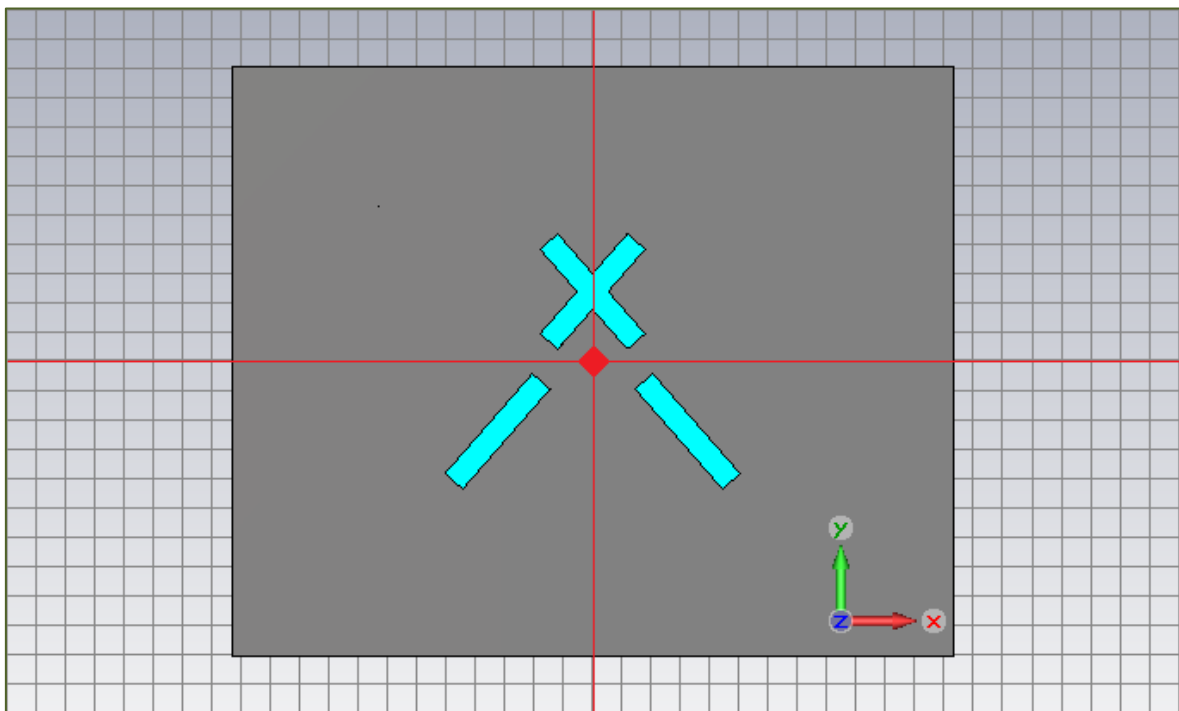


Figura 3-6: Posición central donde se mide el campo eléctrico en un elemento unitario

3. Método de compensación de acoplos

Gracias al software de diseño CST se puede extraer un archivo de datos (ASCII) que contiene los valores del campo eléctrico (E), tanto de la parte real (Re) como de la imaginaria (Im), para cada una de las tres coordenadas del plano (X, Y, Z).

En nuestro caso, al tener un diseño en polarización circular, la componente de campo eléctrico E , que denotaremos con el subíndice cp (*circular polarization*), tendrá únicamente componentes en X e Y , tal y como podemos ver en la ecuación (3-4).

$$E_{cp}(k) = \sqrt{Re(E_x)^2 + Re(E_y)^2 + Im(E_x)^2 + Im(E_y)^2} \quad (3-4)$$

$$E_{cp\,norm}(k) = \frac{E_{cp}(k)}{\sum_{i=1}^M E_{cp}(i)} \quad (3-5)$$

$$F(k) = \frac{E_{cp\,norm}(k)}{\max(E_{cp\,norm}(k))} \quad F_k (dB) = 20 \cdot \log_{10}[F(k)] \quad (3-6)$$

La ecuación (3-6) nos da el valor de la función de distribución que debemos comparar con los valores teóricos para cada elemento k .

Por otro lado, el otro parámetro que se ha visto que también servirá para comparar la antena simulada con los valores teóricos son los coeficientes de acoplo de cada elemento, S_k , que se calcula según las fórmulas (3-2) y (3-3), donde la función de alimentación será en este caso la obtenida según la ecuación (3-6).

Asimismo, otro de los parámetros que se ha calculado a través de los valores del campo eléctrico es el desfase entre las componentes X e Y de campo eléctrico, con la siguiente fórmula:

$$\varphi_x = \tan^{-1} \left(\frac{Im(E_x)}{Re(E_x)} \right) \cdot \frac{360}{2\pi}, \quad \varphi_y = \tan^{-1} \left(\frac{Im(E_y)}{Re(E_y)} \right) \cdot \frac{360}{2\pi} \quad (3-7)$$

$$\Delta_{fase_{XY}} = (\varphi_y - \varphi_x) - 360^\circ \quad (3-8)$$

Según se ha comprobado durante todo este proyecto, y como se puede apreciar en el Anexo A, este desfase está siempre en torno a los 90° . Además, queda supuesto el hecho de que cada elemento añade una cantidad de desfase pequeña, y puesto que todos los prototipos de antenas de este PFC están diseñados para apuntar en la dirección de *broadside*, se considera asumible este pequeño desfase. El desfase está en torno a 90° porque los elementos han sido diseñados para obtener polarización circular.

3. Método de compensación de acoplos

Todos estos parámetros calculados se pueden ver en el Anexo A, donde se muestran todas las componentes de campo, los parámetros descritos en este apartado y la comparación con los valores teóricos. Estas diferencias son valores que han permitido optimizar el diseño de las antenas, y decidir cómo hay que modificar cada elemento para aproximarse lo máximo posible a sus valores teóricos.

Este método nos permite por tanto comparar los valores de acoplamiento de cada elemento (obtenidos por simulación) con los valores teóricos, que son los que harían que la antena tuviese las propiedades de radiación deseadas. La principal ventaja frente al resto de métodos de compensación de acoplos que se mostraban en la sección 2.7 es la mejora en el tiempo de simulación así como la simplicidad del mismo. Es decir, este método nos va a permitir el diseño de nuevas antenas de elementos radiantes con un ahorro significativo de los recursos, ya sea en cuanto a tiempo de procesamiento de datos, tiempo de simulación, tiempo de análisis de resultados, etc.

Básicamente, el método consiste en dividir la antena que se desee diseñar en secciones de elementos más pequeños. Esto es, si se desea diseñar un array lineal de 16 elementos, el procedimiento a seguir será dividir dicho array en secciones de 3 o 4 elementos (un ejemplo de una simulación de 3 elementos se puede ver en la Figura 3-7). Si por el contrario queremos diseñar un array en dos dimensiones, una posible opción será elegir una matriz de elementos de menor tamaño que el array completo, por ejemplo, de 3x3 elementos.

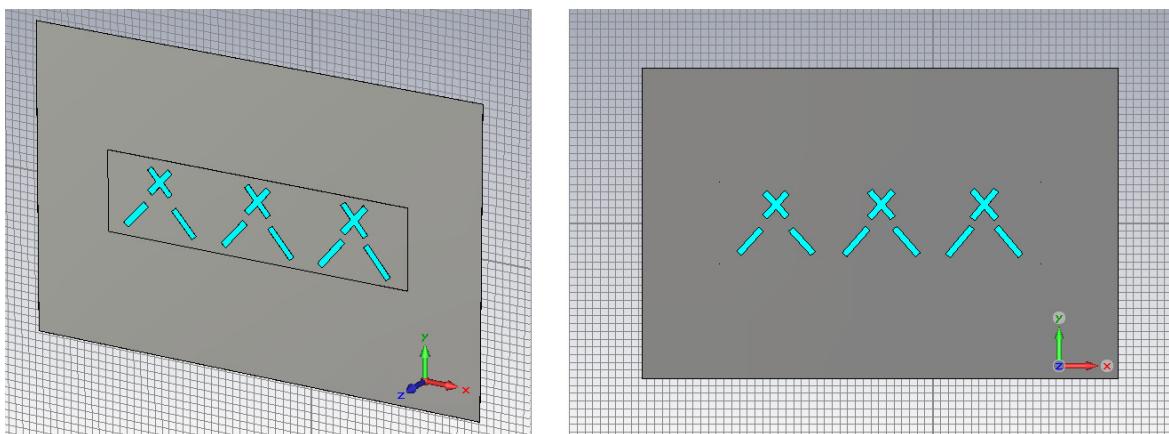


Figura 3-7: Agrupación de 3 elementos sobre sustrato. Perspectiva (izquierda) y vista frontal (derecha)

La simulación en el ordenador de estas agrupaciones de menor tamaño será mucho menos costosa en términos de tiempo y recursos que la de la antena completa, por lo que nos va a permitir ir diseñando la antena por partes, de una manera mucho más rápida y sencilla que si tuviéramos que simular la antena completa cada vez que realizamos alguna modificación en algún elemento. Referente a esto, cabe mencionar que cuanto mayor sea el número de elementos en el que seccionemos la antena completa para aplicar este método,

3. Método de compensación de acoplos

mayor será el tiempo de simulación empleado en cada iteración, pero mejor se ajustará a las características de la antena completa.

3.4.2 Aplicación del método a agrupaciones de menor tamaño. Método de compensación de acoplos por iteraciones

En este apartado se indica principalmente cuál es la forma de proceder a la hora de diseñar un array de elementos desde el principio con el método de compensación de acoplos presentado.

Tal y como se ha visto anteriormente, el primer paso será caracterizar el elemento radiante seleccionado de manera independiente para obtener distintos niveles de acoplo de señal (con una buena adaptación) en función de la optimización de sus parámetros físicos.

A continuación, se confecciona una agrupación de elementos en la que, cada uno de ellos, satisfaga el nivel de acoplo de señal demandado por cada uno de los coeficientes de acoplo derivados de la distribución de alimentación teórica.

En este punto, se procede a separar la antena en secciones para aplicar el método iterativo propuesto. Se simula la primera agrupación de elementos y se obtiene, a través del monitor de campo eléctrico, los coeficientes de acoplo (S_k) de los elementos de la agrupación según las fórmulas que se han visto anteriormente.

Una vez que se analizan estos valores, se realizan los cambios oportunos en los elementos. Normalmente se escogerá un elemento a modificar, y se estudiará el efecto de los demás elementos sobre éste. El elemento más comúnmente escogido será el que se encuentre en la posición central de la agrupación, de esta manera tendremos unos resultados de acoplamiento lo más parecidos posible a los que tendría el elemento si se estuviera analizando en la antena completa.

A continuación se conforma la siguiente agrupación con los siguientes elementos que correspondan, y se vuelve a realizar la simulación y el análisis de los elementos oportunos. De nuevo, se insiste en que este proceso es iterativo, y habrá que realizarlo para cada agrupación hasta analizar todos los elementos de la antena y, si fuera necesario, repetir el proceso varias veces hasta alcanzar los valores de acoplo de señal deseados.

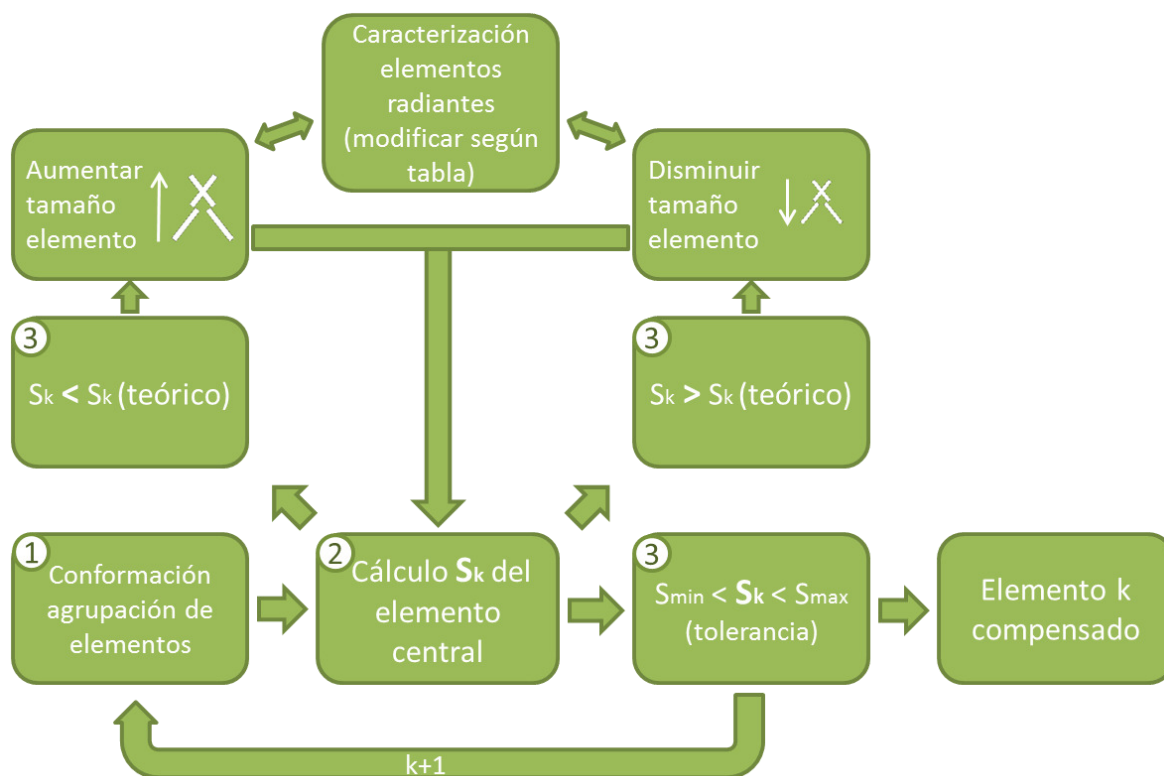


Figura 3-8: Diagrama de bloques. Etapas a realizar en el método de compensación de acoplos

En la Figura 3-8 se puede ver de forma más ilustrativa las etapas a seguir en la aplicación del método que se presenta en agrupaciones de elementos. Como ya se ha comentado, consiste en partir de un array (ya sea lineal o bidimensional) conformado por unos elementos que acoplen los valores más próximos a los calculados teóricamente. Una vez conformado este array, se divide en secciones de menor tamaño para estudiar cada una de ellas (1), se calcula el coeficiente de acoplo del elemento central de la agrupación (2) y se compara con el valor teórico que se está buscando. Aquí se pueden dar tres situaciones (3): si el valor obtenido de S_k es menor que el teórico, se aumenta el tamaño de la ranura; si es mayor, se disminuye; y si se encuentra entre unos valores de tolerancia aceptables, se considera que ese elemento está ya compensado. Si se debe modificar el elemento, se caracterizará según las tablas mencionadas y se escogerá el valor adecuado para conseguir un coeficiente de acoplo lo más próximo al buscado. Por último, cuando el elemento es considerado compensado, se pasa a la siguiente agrupación de elementos, eliminando el primer elemento de la agrupación e introduciendo el siguiente que corresponda ($k+1$).

El método que se ha decidido realizar consiste en realizar varias iteraciones de simulación de la antena por partes. Es decir, se decide empezar por un extremo de la antena y se simula la primera agrupación con el número de elementos que corresponda. Se modifica, si fuera necesario, el elemento de la posición central de la agrupación y se consigue que radie la potencia que buscamos.

3. Método de compensación de acoplos

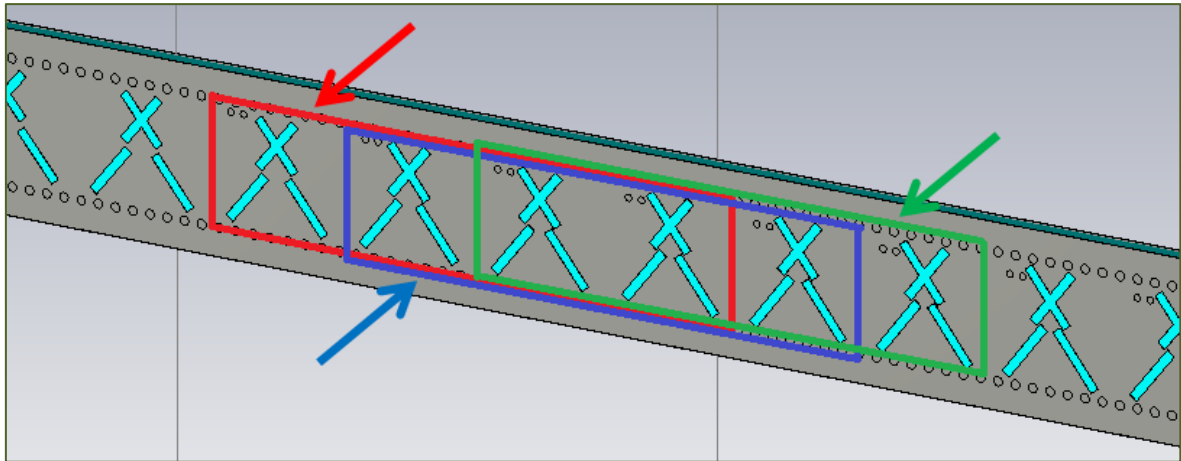


Figura 3-9: Agrupaciones de 4 elementos en un array lineal

Una vez que tenemos el primer elemento central optimizado y ajustado al valor teórico, nos movemos hacia el otro extremo de la antena, eliminando el primer elemento y añadiendo el siguiente que corresponda. Por ejemplo, si la primera simulación ha sido de una agrupación de un array lineal, con los elementos 1, 2, 3 y 4, donde hemos ajustado el elemento de la posición 2, el siguiente paso es hacer una sección con los elementos 2, 3, 4 y 5, y procederemos a ajustar el elemento de la segunda posición, en este caso el elemento 3 del array. En la Figura 3-9 podemos ver un esquema de cómo se va analizando la antena por secciones de 4 elementos. Se analizan los elementos de la primera sección (coloreada en rojo), a continuación se procede de la misma manera en la siguiente sección (azul), posteriormente la zona verde, y así sucesivamente.

Del mismo modo se realizaría en un array bidimensional (como el que más tarde se diseñará en este proyecto), pero en este caso según matrices de 3x3 elementos. Un ejemplo de proceder se muestra en la Figura 3-10. Se procede así hasta terminar el array completo y haber optimizado, uno a uno, todos los elementos.

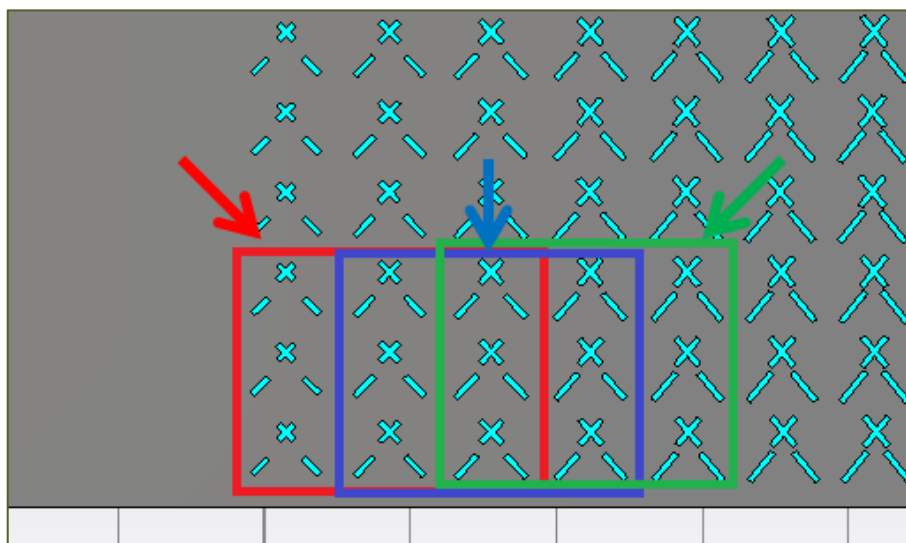


Figura 3-10: Agrupaciones de 3x3 elementos en array bidimensional

3. Método de compensación de acoplos

La forma de denominar el método *por iteraciones* se debe a que cuando hemos ajustado todos estos elementos uno a uno, se dice que se ha realizado *una iteración* a la antena.

El problema que nos provoca este método es que para ajustar un elemento en una sección se tienen en cuenta los elementos que están alrededor de dicho elemento. Por ejemplo, si estamos ajustando el elemento número 2, se tienen en cuenta los acoplos mutuos que provocan los elementos 1, 3 y 4. Entonces, en el siguiente paso, ajustamos y modificamos el elemento número 3. Ahora, la forma en que el elemento número 3 afecta al elemento número 2 es diferente de la que habíamos tenido en cuenta cuando analizábamos la sección anterior.

Por esto, habría que volver a analizar la sección anterior y comprobar cuánto se ha modificado el coeficiente de acoplo del elemento central anterior con respecto a lo que se había calculado anteriormente, y volver a modificarlo para que se aproxime lo máximo al valor buscado.

En vez de esto, que según se ha visto y comprobado durante la realización de este PFC, conlleva un gran número de simulaciones ya que se está constantemente modificando los elementos, y hay que estar volviendo a comprobar las secciones anteriores, se ha decidido hacer el método por iteraciones.

Esta forma de realizar el método consiste en hacer una única simulación de cada sección, optimizando el valor del coeficiente de acoplo del elemento central, y constituir así una iteración completa del array. Esta iteración no permite tener los valores de todos los elementos perfectamente compensados, pero sí una buena mejora con respecto a la antena inicial, y sobre todo, un tiempo de realización bastante bajo.

Ahora, sobre la antena modificada con una iteración, se pueden realizar de nuevo más iteraciones procediendo exactamente de la misma manera. Esto nos permite acercarnos cada vez más a los valores que estamos buscando para optimizar la antena. El diagrama de trabajo que veíamos en la Figura 3-8 sólo representa una de estas iteraciones, por lo que si se desea hacer una nueva iteración se debe partir del principio de este diagrama de bloques.

Una vez que se realizan varias iteraciones, se puede dar un último ajuste de los elementos viendo cómo responden a los acoplamientos mutuos en la antena completa, tal y como se describe a continuación en el apartado 3.4.3. El número de iteraciones a realizar depende de lo 'lejos' que estemos de los valores óptimos. Con la primera iteración la mejora es bastante grande, y a medida que se hacen más iteraciones, la antena continúa mejorando, pero en menor medida que en las primeras. Por tanto, llegará un momento en el que no sea oportuno ni necesario realizar más iteraciones. Esta forma de proceder tiene la ventaja adicional de que permite al diseñador seleccionar qué le conviene más: realizar

3. Método de compensación de acoplos

más iteraciones para que la antena tenga más similitud con la teórica a costa de un mayor tiempo de aplicación del método, o reducir el tiempo de simulación a costa de tener un diagrama menos parecido al teórico.

3.4.3 Aplicación del método a la antena completa

Otra de las posibilidades que nos ofrece este método para compensar los acoplos de un array de ranuras es que, una vez analizada dicha antena por agrupaciones de elementos, se puede hacer lo mismo con la antena completa ya compensada.

Esto es, después de realizar el método paso a paso que se verá en la siguiente sección 3.4.2, se puede simular la antena completa y calcular los parámetros que se veían previamente y compararlos con los valores teóricos, pero esta vez, en la antena completa. Esto nos permitirá ver cómo afectan realmente unos elementos a otros, y cómo se comporta cada elemento de manera individual, teniendo en cuenta los acoplamientos de todos los elementos del array. Una vez que vemos cuál es el comportamiento real de cada elemento, se puede proceder a modificarlos levemente para terminar de ajustar los valores, y hacerlos lo más próximos a los teóricos.

Este es un proceso más costoso que dividir la antena por partes, puesto que simular una antena completa requiere más tiempo y más recursos que simular una pequeña sección de la misma. Además de esto, retocar y ajustar cada uno de los elementos e intentar aproximarlos a su valor ideal es mucho más complicado si estamos simulando el array entero puesto que, como ya se ha dicho, los elementos radiantes afectan a sus elementos vecinos, y si se modifica uno para que tenga un valor concreto, también hay que modificar los de su alrededor teniendo en cuenta el cambio en el primero de ellos.

Estas son las dos principales razones por las que el método consiste en dividir la antena en secciones, y no realizar estos ajustes en la antena completa desde un principio. Es mucho más sencillo y menos costoso modificar y conseguir unos valores óptimos en una pequeña sección de la antena que en un array completo.

Gracias al método, también se puede analizar cuánto radia cada elemento de una antena completa. Esto es lo que nos va a permitir verificar el funcionamiento del método. Es decir, si se diseña una antena y los resultados en cuanto a diagrama de radiación o los coeficientes de acoplo de los elementos no son los esperados, se puede identificar fácilmente cuáles son los elementos concretos que han sido mal diseñados o que están sufriendo más el efecto de acoplamiento mutuo. La facilidad para encontrar y resolver los problemas de diseño es la gran ventaja que nos ofrece este método frente a otros métodos de diseño de antenas con compensación de acoplos.

3.5 Comparativa con otros métodos

Existen otros métodos de diseño de antenas basados en el estudio de la compensación de acoplos. En el apartado 2.7 del Estado del Arte se han visto algunos de ellos. Cada uno de ellos tiene sus peculiaridades y sus ventajas frente al resto. El método que se presenta intenta combinar un poco de cada uno de ellos, y realizar un estudio más completo y más eficiente de estos efectos de acoplamiento. Gran parte de esta comparativa se va a ceñir al método multi-puerto, pues es el que ha servido como base y principio a este proyecto.

El método de compensación de acoplos presentado sobre este trabajo presenta varias ventajas respecto al modelo multi-puerto empleado en [15] e ilustrado en la sección 2.7.2 de este documento.

En primer lugar, el método multi-puerto considera los efectos de acoplo mutuo internos a la guía de onda. Este hecho es muy importante en antenas de onda progresiva. Además, este método requiere un post-procesado haciendo uso de matrices de dispersión mientras que el nuevo método puede realizar una comparación directa entre el factor de alimentación teórico y la componente de campo eléctrico radiado por cada elemento.

La más destacada característica que ofrece este modelo de compensación de acoplos es la gran reducción del tiempo de simulación de cada una de las iteraciones del mismo. El método multi-puerto necesita establecer un puerto de entrada y uno de salida para cada uno de los elementos radiantes, ya que para obtener el nivel de acoplo compensado de cada elemento bajo estudio, es necesario obtener la respuesta por simulación de cada uno de ellos. Sin embargo el nuevo modelo, basado en monitores de campo eléctrico sobre la estructura, únicamente necesita alimentar el elemento radiante bajo análisis. En resumen, mientras que en cada iteración del método multi-puerto se debe simular un número de puertos igual al número de elementos radiantes presentes en la estructura, en el método de compensación de acoplos presentado, el número de puertos simulados en cada iteración siempre será uno: el puerto de alimentación del elemento radiante bajo estudio. Esto reducirá considerablemente el tiempo total de simulación y diseño de la antena.

3. Método de compensación de acoplos

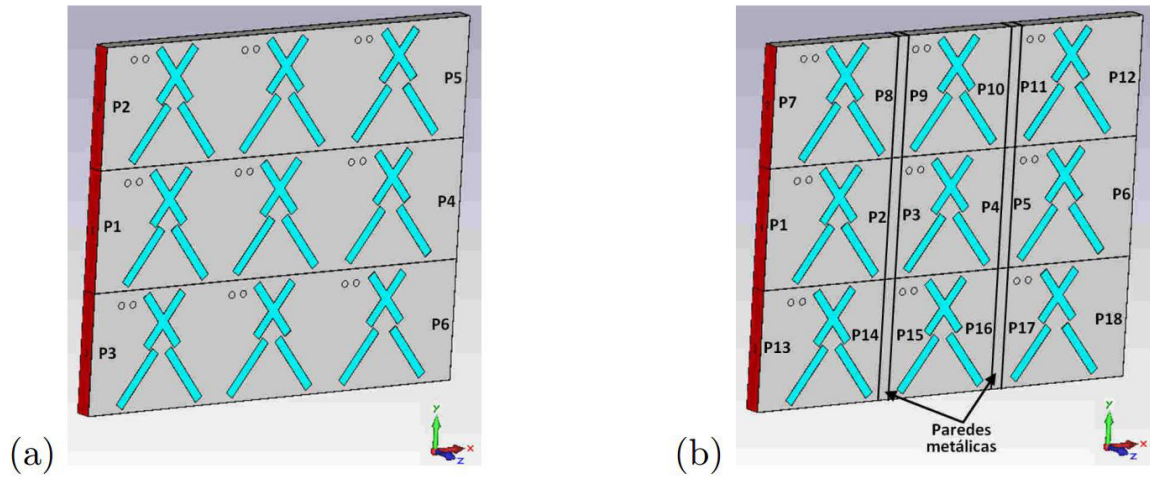


Figura 3-11: Entorno de simulación de la estructura de 3x3 elementos. Modelo de compensación de acoplos con monitores de campo eléctrico (a) y multi-puerto (b)

Así, tenemos en la figura anterior un ejemplo de una estructura de 3x3 elementos. Aplicar el método de compensación de acoplos multi-puerto sobre dicha estructura requiere simular 9 puertos diferentes (puertos impares de la Figura 3-11 (b)), mientras que el método basado en la monitorización del campo eléctrico radiado necesita ejecutar una sola simulación (puerto 1 de la Figura 3-11 (a)).

4

Array lineal

4.1 Estructura básica

En este Proyecto Fin de Carrera se ha llevado a cabo el diseño y estudio de dos antenas. El primero de ellos es un array lineal sobre una guía de onda ranurada de 16 elementos, que opera entre 16.3 y 17.7 GHz (banda Ku, según la Tabla 2-2), construida sobre la tecnología SIW y con polarización circular. El segundo es un array bidimensional que consta de 8 arrays lineales de 16 elementos con las mismas características que el array lineal, cuyo diseño se estudiará más adelante en este escrito.

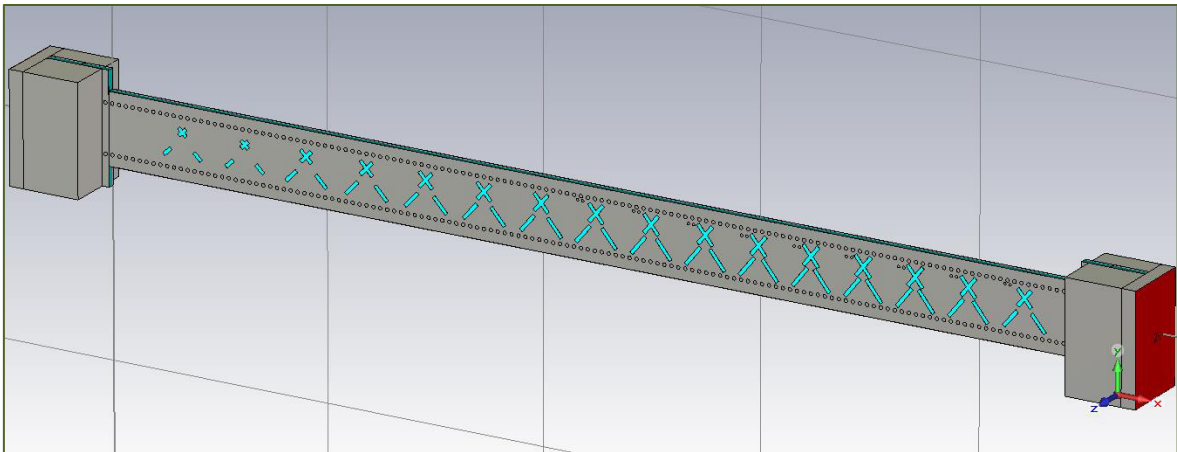


Figura 4-1: Aspecto general de un array lineal de ranuras en el entorno de simulación CST

El resto de características de ambos arrays están descritas en [15], donde se realiza el estudio y la caracterización de los elementos radiantes. Estos elementos, cuya estructura se detalla más adelante en el apartado 4.1.1.2, están reflejados en la Tabla A-1 del Anexo A.1, donde podemos ver las dimensiones optimizadas de cada elemento en función de su longitud, su nivel de acoplo de señal, y otros datos, que nos serán fundamentales a la hora de comenzar a diseñar un array con este tipo de elementos, para poder aplicar después el método de compensación de acoplos. Las antenas que en dicho documento se describen son las que han servido como punto de partida para la realización de las antenas de este PFC.

4.1.1 Características del array lineal

El sustrato utilizado para la realización de las antenas ranuradas sobre SIW ha sido el “*TLY-5A 0620 CH/CH*”, cuyos detalles se pueden ver en [16], y que tiene las siguientes características:

- Constante dieléctrica (d_k): $\epsilon_r=2.17$
- Anchura del sustrato: *1.5748 mm* de espesor

4. Array lineal

- Tangente de pérdidas: 0.0011 para 17 GHz

4.1.1.1 Caracterización de las guías de onda

En una guía de onda rectangular, el modo fundamental que se propaga cuando la altura es menor que la anchura ($a > b$) es el TE_{10} . De nuevo, en [15] queda demostrado que se debe cumplir que a debe ser mayor que b , y que la frecuencia de corte del modo fundamental quedará determinada únicamente por el valor de la anchura de la guía de onda.

El valor de la anchura a de la guía debe ser el mayor posible para que se puedan utilizar ranuras lo suficientemente grandes como para satisfacer la demanda de acoplo de potencia de la antena. Una vez calculado el valor de esta anchura a , debemos calcular, según se ve en [6] y en el apartado 2.5, el valor de la anchura equivalente para la SIW, a_{SIW} , que será el ancho real que tendrá la antena final.

Además, los valores escogidos para el diámetro de las vías que forman las paredes laterales de la SIW (d) es de 0.8 mm, y la separación entre dos vías consecutivas (p) es de 1.6 mm.

En el caso de nuestro sustrato, el valor de la anchura escogido para la guía de onda es $a = 10.4828$ mm, y la frecuencia de corte del modo fundamental será:

$$f_{cTE_{10}} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 9.714 \text{ GHz} \quad (4-1)$$

Se tiene entonces que, con $a = 10.4828$ mm y $b = 1.5748$ mm, el modo fundamental de propagación es el TE_{10} , y existe un margen de guarda entre la frecuencia de trabajo y la frecuencia de corte de dicho modo de $19.43 - 17$ GHz = 1.73 GHz.

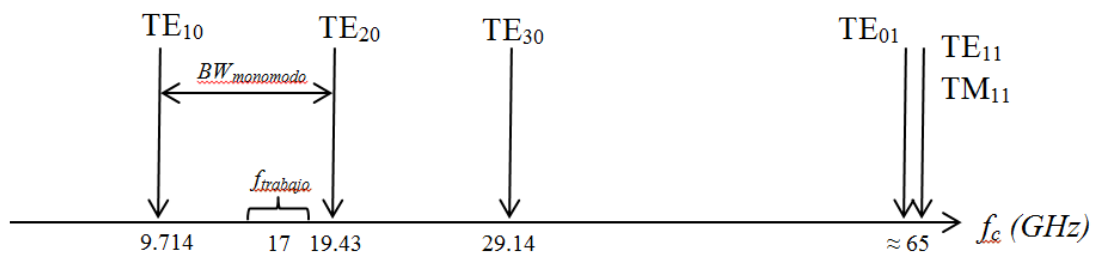


Figura 4-2: Esquema de frecuencias de corte de los modos de la guía

Por último, se calcula el valor de la anchura real de la guía utilizando las fórmulas descritas en [17]. Tenemos que $a_{SIW} = 11$ mm.

4.1.1.2 Elementos radiantes

Los elementos radiantes que conforman la antena constan de 4 aperturas entrecruzadas. El esquema básico de este elemento se puede ver en la Figura 4-3. Este elemento es una combinación de los elementos radiantes utilizados en [18] y [13] y sus simétricos, tal y como se ha diseñado anteriormente en [15].

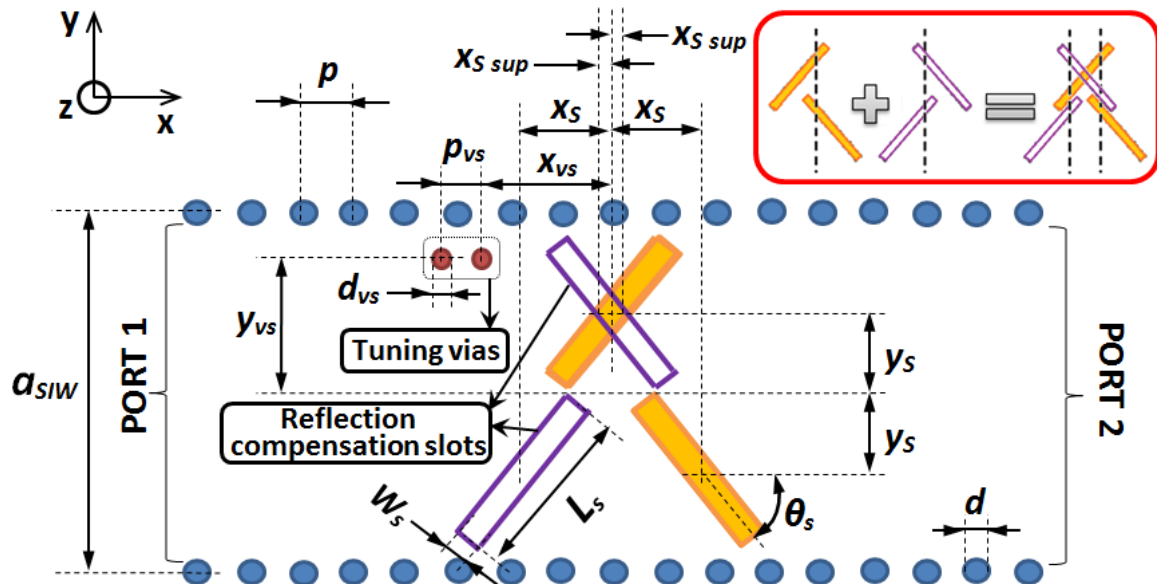


Figura 4-3: Esquema del elemento radiante utilizado para el diseño de las antenas

El parámetro l_s que define la ranura es la longitud de la misma. Acorde con la teoría, este valor debe ser algo menor que $\lambda/2$ para conseguir resonancia.

Un elemento que constituye una parte importante en el diseño de estos elementos radiantes son las *vías de sintonía* (o *tuning vias*). La adaptación de los elementos con mayor capacidad de acoplo, es decir, de mayor tamaño, es inferior a lo esperado. Por esto se introducen estos dos elementos de sintonización (vías) cerca del puerto de alimentación de las ranuras. La función de los mismos es corregir el carácter inductivo de los elementos radiantes que acoplan mayor cantidad de potencia, ya que estas vías tienen un comportamiento capacitivo. Dicho en otros términos, sirven para mejorar la respuesta en reflexión del elemento. El estudio de estas vías adicionales se puede consultar en [15]. Este tipo de elementos son muy utilizados en aplicaciones de microondas, como filtros o resonadores, para sintonizar la señal que atraviesa la guía de onda y conseguir que ésta resuene en la banda de trabajo.

El resto de variables y la posición de los elementos que se muestran en la Figura 4-3 sirven para proporcionar buenos niveles de adaptación y de *Axial Ratio* (AR).

4. Array lineal

4.1.2 Tipo de array

En este subapartado se detallan las características de los arrays diseñados a lo largo de este proyecto.

Los arrays lineales constarán de 16 elementos radiantes. Seguirán una función de alimentación decreciente desde los elementos centrales hacia los extremos según una distribución de Taylor de -26 dB con un 2% de potencia residual, tal y como se comentaba en la descripción del método utilizado, en el apartado 3.4. El software *Ensemble 1D Array Synthesis* nos facilita la siguiente tabla con las distribuciones de alimentación y fase para cada una de las 16 posiciones del array.

| Element | Amplitude | Phase |
|---------|-----------|----------|
| 1 | 0.151021 | 0.000000 |
| 2 | 0.278881 | 0.000000 |
| 3 | 0.426329 | 0.000000 |
| 4 | 0.581392 | 0.000000 |
| 5 | 0.729932 | 0.000000 |
| 6 | 0.857394 | 0.000000 |
| 7 | 0.950702 | 0.000000 |
| 8 | 1.000000 | 0.000000 |
| 9 | 1.000000 | 0.000000 |
| 10 | 0.950702 | 0.000000 |
| 11 | 0.857394 | 0.000000 |
| 12 | 0.729932 | 0.000000 |
| 13 | 0.581392 | 0.000000 |
| 14 | 0.426329 | 0.000000 |
| 15 | 0.278881 | 0.000000 |
| 16 | 0.151021 | 0.000000 |

Figura 4-4: Distribución de amplitudes para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB

Además, como ya se ha mencionado, se trata de un array de onda progresiva. Esto quiere decir que la onda se va a propagar desde un punto de origen, que en el caso de nuestro array lineal será el conector de entrada, hasta otro punto del entorno. La misma onda se propagará por todas las ranuras del array, y cada una de ellas radiará un determinado porcentaje de potencia dependiendo de la cantidad de señal incidente sobre la misma.

Obviamente, los arrays van a tener en cuenta el acoplamiento mutuo entre los elementos del mismo. De hecho, es condición necesaria para desarrollar el método que en este documento se presenta.

4.2 Agrupaciones de 4 elementos

En el caso del array lineal, la forma de proceder al dividir la antena en secciones para la posterior aplicación del método ha sido en agrupaciones de 4 elementos. Lo primero es partir de la tabla que podemos ver en el Anexo A.1, donde tenemos una lista de elementos de diferentes dimensiones y con diferentes parámetros característicos, y donde podemos ver cuál es el valor de acoplo de cada elemento. Con estos valores, conformamos un array lineal con los elementos cuyos valores de acoplo más se acerquen a los teóricos, es decir, a los que nos facilita la Tabla 4-1.

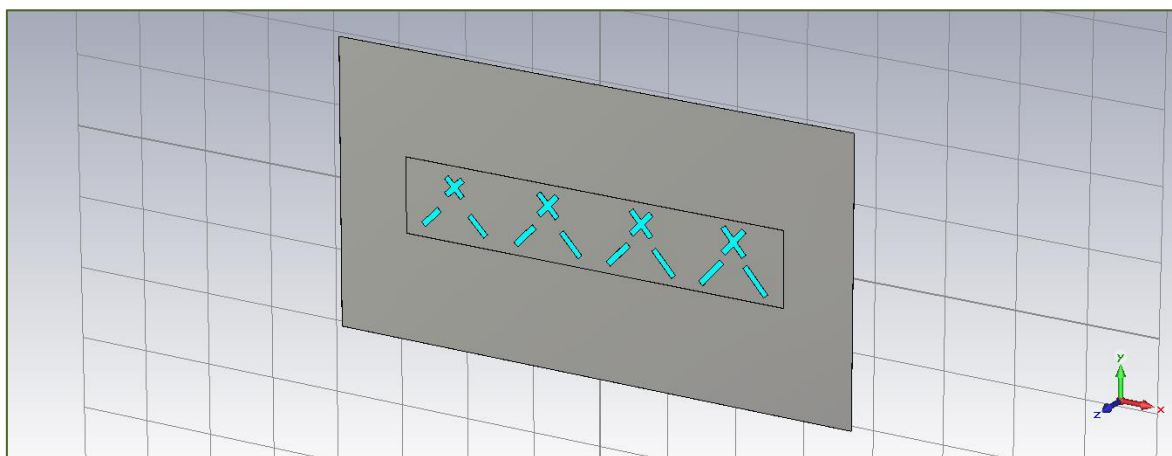


Figura 4-5: Sección de 4 elementos de un array lineal

A partir de estos valores, el array lineal se divide en secciones, como ya se ha dicho, de 4 elementos y se lanza una simulación de dicha agrupación. De esta simulación se obtiene el coeficiente de acoplo del elemento “central”. En este caso, al ser 4 elementos, se elige el elemento que está en la segunda posición. Se han realizado diferentes pruebas para agrupaciones de 3 y 4 elementos y, para este tipo de elemento concreto colocado en este array lineal, la influencia de un cuarto elemento en la agrupación es bastante notable. Sin embargo, la influencia de un quinto elemento no se nota tanto y genera unos resultados similares. Por tanto, se ha escogido realizar secciones de 4 elementos, lo que permite reducir el tiempo de simulación en cada sección.

Existen dos formas de analizar los resultados y compararlos con los valores teóricos. La primera es a través de los valores de campo eléctrico, y la segunda es mediante el coeficiente de acoplo. Ambos métodos son equivalentes e igualmente válidos, y ambos han sido utilizados a lo largo de este PFC para el diseño de las antenas, comprobando en todo momento que las modificaciones según una forma u otra generaban los mismos resultados.

4. Array lineal

4.2.1 Campo eléctrico

En este apartado se calcula a partir de la función de alimentación un parámetro del campo eléctrico que será, para el caso teórico:

$$f_{k_t} = \frac{F_k^2}{\sum_{i=1}^N [F_k(i)^2]} \quad F_{k_t}(\text{dB}) = 20 \cdot \log_{10}(f_{k_t}) \quad (4-2)$$

donde N es el número de elementos que conforman la agrupación (en este caso, 4), y F_k es el factor de array calculado según (3-6).

En la siguiente tabla se muestra la función de alimentación y los coeficientes de acoplo calculados según la fórmula (3-3).

| Elemento (k) | Función de alimentación, F_k | Coefficiente de acoplo, S_k (dB) |
|------------------|--------------------------------|------------------------------------|
| 1 | 0,151021 | -25,3061 |
| 2 | 0,278881 | -19,9657 |
| 3 | 0,426329 | -16,2351 |
| 4 | 0,581392 | -13,4361 |
| 5 | 0,729932 | -11,2583 |
| 6 | 0,857394 | -9,5225 |
| 7 | 0,950702 | -8,1112 |
| 8 | 1 | -6,9433 |
| 9 | 1 | -5,9626 |
| 10 | 0,950702 | -5,1328 |
| 11 | 0,857394 | -4,4392 |
| 12 | 0,729932 | -3,9002 |
| 13 | 0,581392 | -3,6044 |
| 14 | 0,426329 | -3,8111 |
| 15 | 0,278881 | -5,1632 |
| 16 | 0,151021 | -8,9134 |

Tabla 4-1: Distribución de amplitud y coeficientes de acoplo para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB y una potencia desacoplada del 2%

Del mismo modo, se calcula este parámetro para el caso simulado, es decir, sustituyendo en (4-2) la función F_k por su correspondiente E_{cp} calculado como se mencionaba anteriormente.

4.2.2 Coeficiente de acoplo

La otra forma de comparar la simulación con los cálculos teóricos es a partir del coeficiente de acoplo, que se calcula exactamente como veíamos en las ecuaciones (3-3) y (3-4).

Estos coeficientes de acoplo se calculan a partir del factor de array, tanto para el caso teórico como para el simulado. Por tanto, ambos métodos de comparación (campo eléctrico y coeficiente de acoplo) se refieren a los mismos parámetros, y simplemente podemos decir que son equivalentes.

Cabe mencionar que, como se ha visto, se ha supuesto una potencia desacoplada del 2%. A este parámetro le llamaremos t (t_{total}), y tendrá un valor de 0.02 para la antena completa. En el momento en el que dividimos el array lineal en una sección de menor tamaño (de menos elementos), este parámetro t cambia, puesto que la potencia residual que no se está acoplando en esa sección del array es diferente al 2% total que se busca.

La forma de tener en cuenta este fenómeno es calcular la t teórica ($t_{sección}$, en adelante) para cada agrupación de 4 elementos. Ésta además será diferente dependiendo de los elementos que estemos estudiando en cada caso. La forma de calcular esta potencia desacoplada por cada sección es la siguiente:

$$P_{in,total} = \frac{\sum_{i=1}^M F^2(i)}{1-t_{total}} \quad (4-3)$$

$$P_{in,sección}(E_{inic}, E_{fin}) = P_{in,total} - \sum_{j=1}^{E_{inic}-1} F^2(j) \quad (4-4)$$

$$P_{rad,sección}(E_{inic}, E_{fin}) = \sum_{i=E_{inic}}^{E_{fin}} F^2(i) \quad (4-5)$$

$$t_{sección}(E_{inic}, E_{fin}) = 1 - \frac{P_{rad,sección}(E_{inic}, E_{fin})}{P_{in,sección}(E_{inic}, E_{fin})} \quad (4-6)$$

donde E_{inic} y E_{fin} son los elementos inicial y final que forman nuestra agrupación de 4 elementos, es decir, si estamos analizando los elementos 1, 2, 3 y 4, tendremos que $E_{inic} = 1$ y $E_{fin} = 4$.

El parámetro F es el factor de array y $P_{in,total}$ es la potencia total que entra en la antena. Si a esta potencia se le quita la parte radiada correspondiente a los elementos anteriores a los que estamos calculando, nos queda la potencia que llega al primer elemento de la sección bajo estudio ($P_{in,sección}$). Si se divide la potencia acoplada por la sección ($P_{rad,sección}$) entre la potencia que llega a la misma ($P_{in,sección}$), es posible calcular el

4. Array lineal

porcentaje de potencia que no se acopla en dicha sección ($t_{sección}$), que es la que se sustituye en la fórmula (3-2) para calcular correctamente los coeficientes de acoplo.

Una vez se ha calculado el factor de array y/o los coeficientes de acoplo del elemento central de la sección que estamos evaluando (en realidad, el elemento que está en la segunda posición), se compara con el valor teórico. Si la resta del valor simulado menos el valor del parámetro teórico es negativa, significa que el elemento no está acoplando todo lo que debería, por lo que debemos aumentar el tamaño de dicho elemento, y modificar en consecuencia el resto de sus parámetros según las tablas del Anexo A.

En los siguientes apartados se van a mostrar todas las verificaciones y comprobaciones que se han realizado sobre el método de compensación de acoplos.

4.3 Verificación del método desarrollado frente a otros métodos (multi-puerto)

La primera parte de verificación del método de compensación de acoplos consiste en partir del array lineal final construido y presentado en [15]. Se trata de un array lineal de 16 elementos, compensados mediante el método del estudio de los puertos, en adelante, el método multi-puerto.

En esta parte, al ser de verificación, no se utiliza la división de la antena en partes de un menor número de elementos. Lo que se ha hecho ha sido partir del array lineal compensado mediante otro método, y compensarlo de nuevo mediante el método de compensación de acoplos basado en el campo eléctrico (y por consiguiente, en los coeficientes de acoplo). Esto nos va a permitir probar cómo funciona el método, comprobar el tiempo de simulación y recursos que permite ahorrar, y tener un resultado claro y definido de la mejora que supone frente a los otros métodos. También permite mostrar e identificar los errores que no se pueden compensar mediante otros métodos (como el multi-puerto), ya que este método nos permite mirar el campo eléctrico radiado en cada uno de los elementos dispuestos en la antena completa.

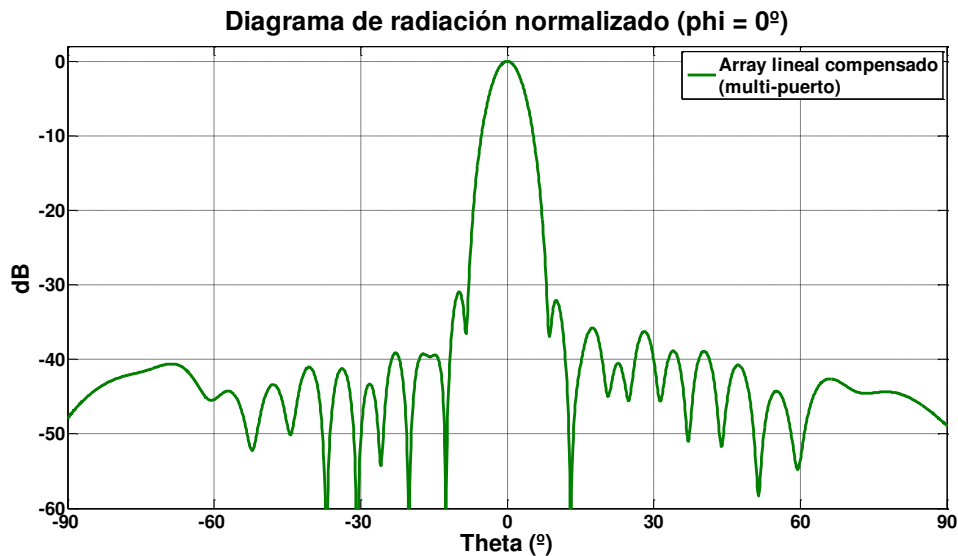


Figura 4-6: Diagrama de radiación normalizado del array lineal compensado mediante el método multi-puerto

La Figura 4-6 muestra el diagrama de radiación normalizado de la antena compensada con el método multi-puerto. Se puede apreciar que los lóbulos secundarios tienen unos niveles en torno a -31 dB (por debajo incluso de los -26 dB de la distribución de Taylor). El motivo de que el nivel de los lóbulos secundarios sea tan bajo está directamente relacionado con el ancho de haz del diagrama a -3 dB, cuanto más ancho sea dicho haz, más bajos serán los lóbulos secundarios. Lo que se pretende con el método de compensación de acoplos es mejorar este diagrama y acercarlo lo máximo posible al diagrama de radiación teórico, esto es, intentar acercar los lóbulos a -26 dB, estrechando el ancho de haz al mismo tiempo.

| Elemento (k) | Factor de array (teórico) | Factor de array (multi-puerto) |
|------------------|---------------------------|--------------------------------|
| 1 | 0,1510 | 0,0994 |
| 2 | 0,2789 | 0,1675 |
| 3 | 0,4263 | 0,3079 |
| 4 | 0,5814 | 0,4743 |
| 5 | 0,7299 | 0,6498 |
| 6 | 0,8574 | 0,7943 |
| 7 | 0,9507 | 0,8985 |
| 8 | 1 | 0,9500 |
| 9 | 1 | 0,9930 |
| 10 | 0,9507 | 1,0000 |
| 11 | 0,8574 | 0,9787 |
| 12 | 0,7299 | 0,8443 |
| 13 | 0,5814 | 0,6886 |
| 14 | 0,4263 | 0,4909 |
| 15 | 0,2789 | 0,2791 |
| 16 | 0,1510 | 0,1802 |

Tabla 4-2: Niveles de campo eléctrico teóricos y de la antena diseñada con método multi-puerto

4. Array lineal

Para realizar la verificación, se ha procedido tal y como se explica en 3.4.1 y, más concretamente, en 3.4.3. Esto es, se han calculado los parámetros del campo eléctrico y los coeficientes de acoplo para cada uno de los elementos del array completo, y se ha comparado con los valores teóricos, ajustando los diferentes parámetros de cada elemento para que acoplen la cantidad de potencia buscada. En la siguiente tabla podemos ver los niveles de campo eléctrico de la antena diseñada con el método multi-puerto. Se puede ver la desviación que muestran respecto a los valores teóricos.

De este modo, tras varios ajustes de los elementos de la antena, se ha conseguido llegar a unos valores de acoplo muy similares a los teóricos. A continuación se muestra en la Tabla 4-3 un resumen de las longitudes (l_s) de los elementos y la cantidad de señal que acopla cada uno de ellos para el array considerado como punto de partida. Se puede ver el coeficiente de acoplo (S_k) teórico que deseábamos tener (obtenido de la Tabla 4-1), y el que realmente tiene cada elemento, que es ligeramente distinto debido al acoplamiento mutuo. Las tablas con todos los parámetros detallados para cada elemento se encuentran en el Anexo A.2.

Gracias a este método, se puede afirmar que estos valores obtenidos tras el ajuste son los más cercanos a los valores ideales que buscamos, es decir, se llega al mejor caso posible en cuanto a compensación de acoplos se refiere.

| Elemento | l_s (multi-puerto) | l_s (método propuesto) | S_k (teórico) | S_k simulado (multi-puerto) | S_k (método propuesto) |
|----------|----------------------|--------------------------|-----------------|-------------------------------|--------------------------|
| 1 | 3 | 3 | -25,3061 | -28,9498 | -25,1788 |
| 2 | 3,82 | 3,7 | -19,9657 | -24,4117 | -20,0912 |
| 3 | 4,2 | 4,22 | -16,2360 | -19,1081 | -16,1976 |
| 4 | 4,67 | 4,54 | -13,4369 | -15,3015 | -13,4604 |
| 5 | 4,85 | 4,8 | -11,2592 | -12,4369 | -11,3102 |
| 6 | 5,07 | 5,03 | -9,5235 | -10,4377 | -9,4161 |
| 7 | 5,23 | 5,18 | -8,1123 | -8,9555 | -7,9914 |
| 8 | 5,4 | 5,33 | -6,9446 | -7,8806 | -6,8759 |
| 9 | 5,5 | 5,43 | -5,9642 | -6,7238 | -5,8848 |
| 10 | 5,58 | 5,54 | -5,1350 | -5,6246 | -5,0406 |
| 11 | 5,6 | 5,61 | -4,4424 | -4,4217 | -4,4716 |
| 12 | 5,61 | 5,67 | -3,9052 | -3,7580 | -3,9002 |
| 13 | 5,7 | 5,7 | -3,6128 | -3,1559 | -3,6050 |
| 14 | 5,67 | 5,68 | -3,8260 | -3,2260 | -3,8648 |
| 15 | 5,55 | 5,56 | -5,1886 | -5,3259 | -5,2519 |
| 16 | 5 | 5,2 | -8,9499 | -7,6180 | -9,0601 |

Tabla 4-3: Longitudes y valores de acoplo para el array lineal antes y después del ajuste de los elementos

En esta tabla tenemos por tanto las longitudes de los elementos previos al ajuste y las obtenidas después de aplicar el método sobre la antena completa. Podemos ver también los coeficientes de acoplo de ambos arrays, y se puede apreciar claramente como los coeficientes tras la compensación son más cercanos a los teóricos.

Esta mejora, que se traduce a su vez en una mejora del diagrama de radiación de la antena, es debida a la utilización de este método, y se ha conseguido únicamente con unos pequeños ajustes en los elementos. En la siguiente figura podemos ver el diagrama de radiación teórico del array lineal junto al array compensado (antes y después del ajuste).

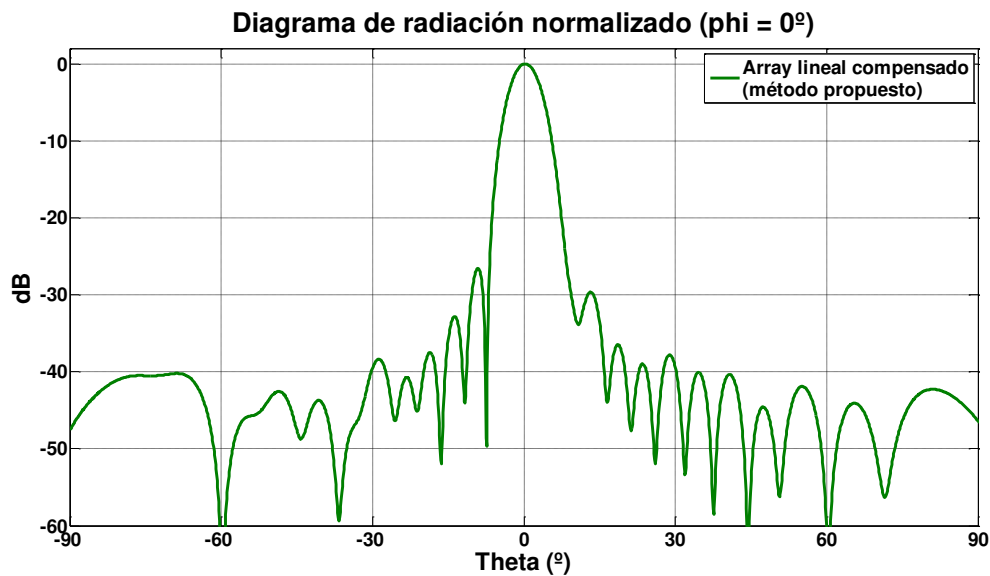


Figura 4-7: Diagrama de radiación normalizado del array lineal compensado mediante el método de compensación de acoplos

La Figura 4-7 muestra el diagrama de radiación normalizado del array lineal compensado a partir del array con compensación mediante el método multi-puerto. Esto nos permite comprobar cómo nuestro método mejora las características del array, y verificar que el método funcionará al aplicarlo sobre una antena no compensada.

En la Figura 4-8 podemos ver ambos diagramas superpuestos junto con el diagrama teórico, para hacernos una idea de las diferencias que provoca este método. Podemos apreciar cómo el ancho de haz se ha reducido al aplicar el método de compensación de acoplos. La posición de los lóbulos secundarios ha mejorado a pesar de que sean ligeramente más altos. Esto no quiere decir que las propiedades de la antena hayan empeorado, sino al contrario, ahora estos lóbulos se encuentran más cercanos a los -26 dB, que es el valor teórico que deberían tener. El lóbulo derecho en este caso parece que se ha deformado ligeramente respecto al inicial, pero este hecho se corregirá más adelante con posteriores ajustes del método e iteraciones adicionales (cabe mencionar que lo que se está demostrando en este apartado no es más que una mera verificación). Además, el lóbulo

4. Array lineal

secundario izquierdo mejora considerablemente, así como el resto de lóbulos, que empiezan a asemejarse más al diagrama teórico, precisamente lo que se está buscando.

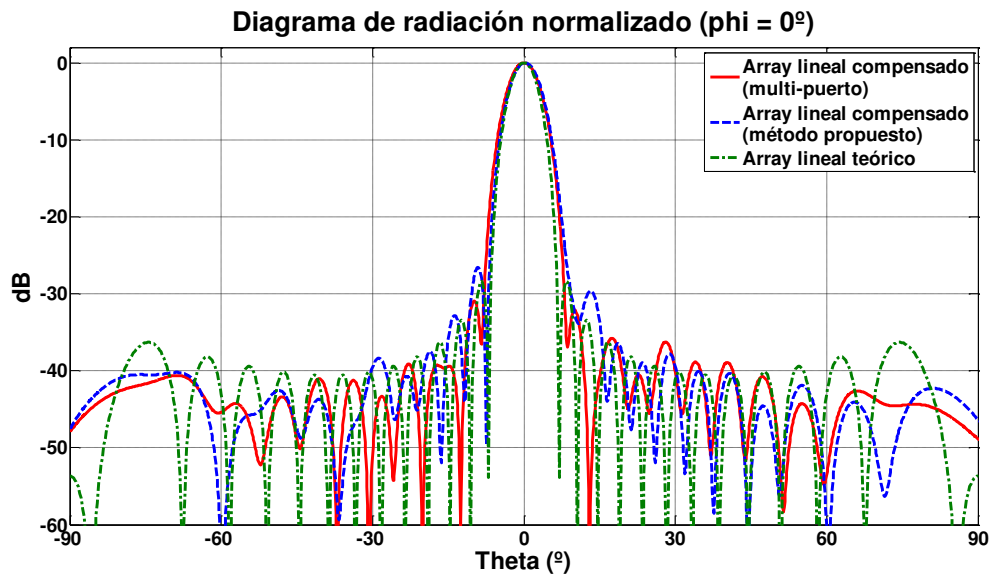


Figura 4-8: Comparación de diagramas de radiación normalizados compensados mediante método multi-puerto, método de compensación de acoplos propuesto y diagrama teórico

Puede parecer a simple vista que la aplicación del método multi-puerto ofrece mejores resultados que el método propuesto debido a la simetrización obtenida en la forma del diagrama, así como su bajo nivel de lóbulos secundarios (en torno a -31 dB). Sin embargo, es estrictamente necesario tener presente el tipo de diagrama teórico establecido como objetivo. En este caso, tal y como se ha dicho, se trata de una distribución de Taylor con lóbulos de -26 dB. Por tanto, a pesar de esa pérdida de simetría en la forma del diagrama, se considera que los resultados obtenidos con el método de compensación propuesto se encuentran más cerca de los niveles teóricos establecidos. Adicionalmente, se considera que la aplicación sucesiva del método propuesto convergerá en un diagrama de radiación con lóbulos muy cercanos a los niveles de -26 dB teóricos y con una simetría en la forma del diagrama similar a la obtenida tras la aplicación del método multi-puerto. Estos detalles se pueden apreciar de manera más clara en la Figura 4-9.

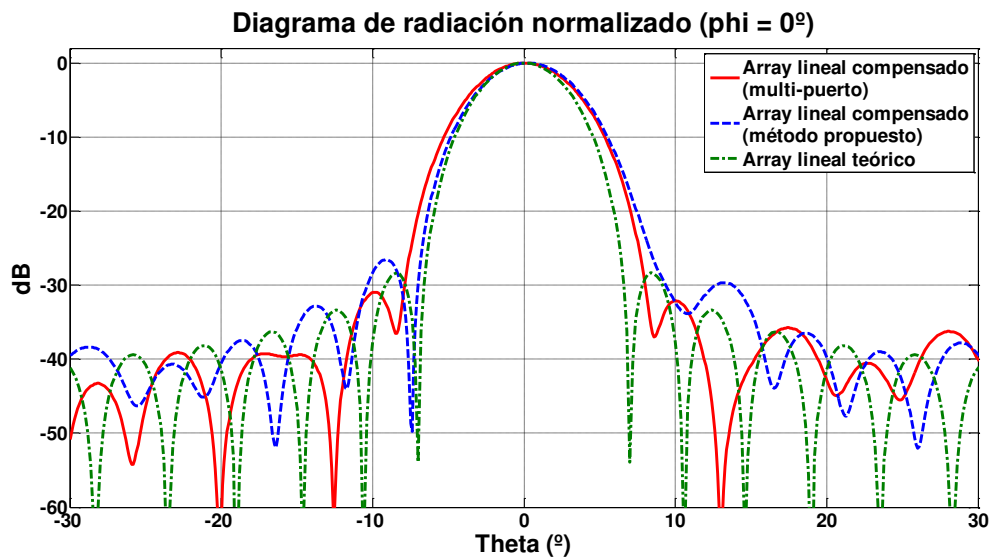


Figura 4-9: Detalle de los lóbulos principales de la comparación de diagramas de radiación

El parámetro Axial Ratio (AR), cuya definición ya vimos en la sección 2.2.11, nos va a reflejar la pureza de la polarización circular que tiene nuestro array. En nuestro caso, tenemos un array con polarización circular a derechas, por lo que debemos buscar que tenga el mejor comportamiento en este sentido, sin olvidar que cuanto mayor sea la diferencia entre la polarización circular a derechas y la polarización circular a izquierdas, mejor valor de AR tendremos. Esto implica, en el ámbito de los dB, que lo ideal es tener un valor de AR lo más cercano posible a cero. Tal y como se puede comprobar en la Figura 4-10, el valor de AR tras la compensación (0.5 dB) ha mejorado con respecto al que teníamos en el array compensado mediante el método multi-puerto (0.79 dB).

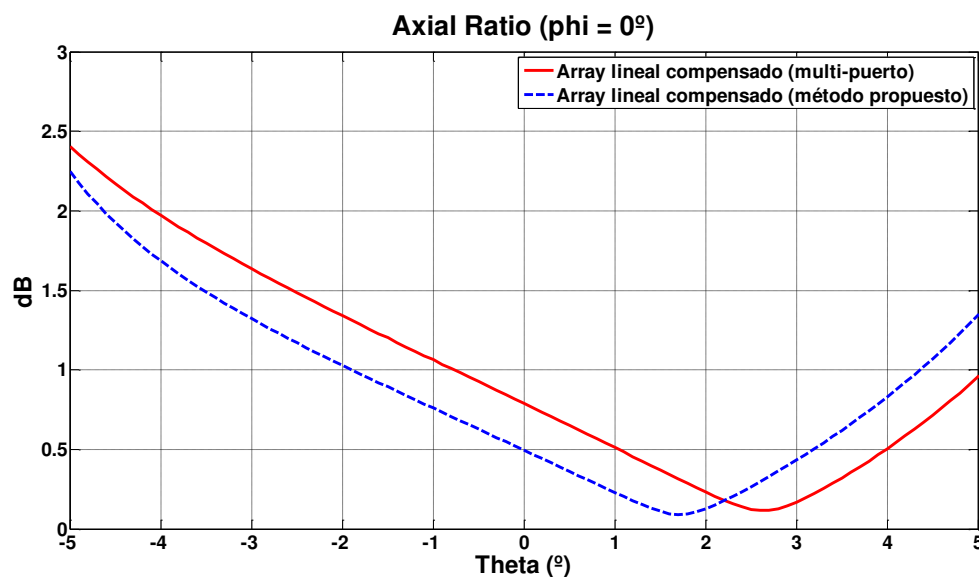


Figura 4-10: Niveles de Axial Ratio para arrays compensados mediante ambos métodos

4. Array lineal

Gracias a esta verificación hemos podido comprobar cómo, partiendo de un array lineal con una compensación previa de acoplos (con el método multi-puerto estudiado en [15]), y gracias al método que en este proyecto se presenta, se puede conseguir un array lineal de ranuras con las mismas características pero mejor compensado, cuyo diagrama se asemeja más al diagrama de radiación teórico. Además de esto, se puede comprobar el nivel de acoplo S_k de cada elemento en la antena previa, algo que no se puede hacer con otros métodos. Con el método multi-puerto es posible realizar este tipo de verificación, pero eso conllevaría lanzar una simulación de 16 puertos, por lo que es inviable computacionalmente realizar esa compensación final. Además, con el método multi-puerto no se tendrían en cuenta los acoplos internos a la guía de alimentación (ya que se establecen las paredes metálicas entre elementos y se considera que las reflexiones son cero).

Una de las mayores ventajas que supone este método es el ahorro de tiempo a la hora de simular la antena. La compensación previa con el método multi-puerto ha sido un trabajo complejo y ha llevado una gran cantidad de tiempo debido a que se han tenido que simular todos los puertos (tal y como se explica en [15]), y esto multiplica el tiempo de simulación. Gracias a esta verificación, se llega a un array compensado con mejores características de radiación y en un tiempo mucho menor comparado con el utilizado previamente. Es decir, conseguimos unas prestaciones a las que no nos podíamos acercar con otros métodos, y en un tiempo mucho más reducido, puesto que sólo se ha requerido la modificación de los elementos pertinentes y la posterior simulación del array completo con únicamente el puerto del elemento que estemos analizando.

Se puede decir por tanto que este método es más preciso en la obtención de unos valores teóricos predefinidos. Además, permite ahorrar un gran tiempo de simulación frente, por ejemplo, al método multi-puerto.

4.4 Comprobación del funcionamiento del método

En esta parte de verificación del método se va a comprobar el funcionamiento del mismo. En este caso vamos a partir del array previamente compensado y optimizado y vamos a comprobar el funcionamiento del método desde este punto.

Para ello se van a realizar dos comprobaciones, la primera consiste en seccionar el array completo en tramos de pocos elementos y analizar el campo eléctrico en dichos tramos, en la segunda parte se realiza una modificación a cada sección dividida en el punto anterior.

4.4.1 Comprobación del método dividiendo la antena en secciones de 3 elementos

Primero se va a dividir la antena compensada en tramos de 3 elementos y se van a calcular los coeficientes de acoplo de los 3 elementos. De esta manera, si nos fijamos en el valor de acoplo del elemento de la posición central de las 3 (círculo rojo en la Figura 4-11), podemos comprobar que el método nos da un resultado similar al que tendríamos si medimos ese mismo valor en la antena completa.

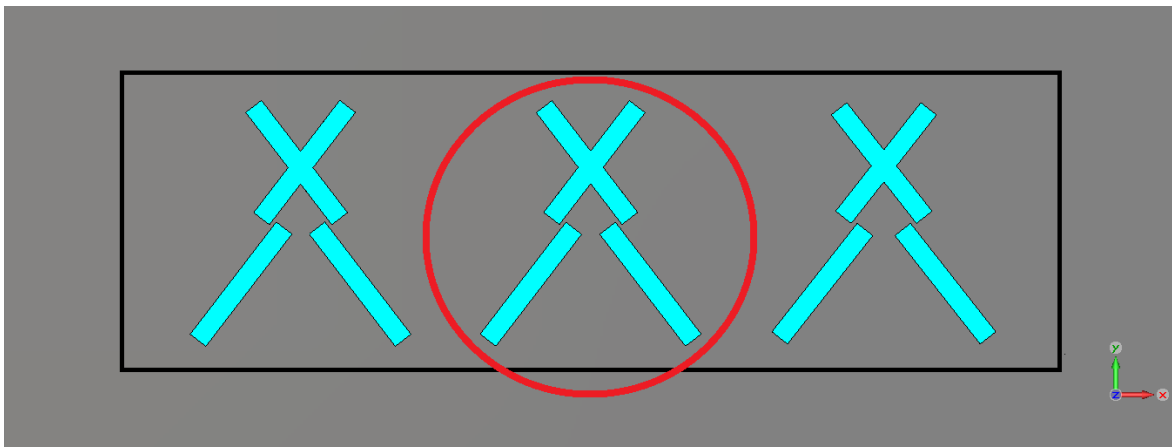


Figura 4-11: Representación del elemento que se va a analizar y modificar en una sección de 3 elementos (elemento central, en rojo)

A continuación, en la Tabla 4-4 se puede ver un esquema del proceso que se ha llevado a cabo en esta comprobación. Partiendo de los valores de las ranuras del array compensado (columna l_s), se divide el mismo en secciones y se va analizando el elemento central (en rojo, en el resto de columnas). Como casos especiales, en el primer y último

4. Array lineal

tramo, además del elemento central, también se analizan el primer y último elemento, respectivamente, del array.

| | l_s | l_s (en secciones de 3 elementos) | | | | | | | | | | | | | |
|----|-------|-------------------------------------|-------------|-------------|------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|------------|-------------|-------------|
| 1 | 3 | 3 | | | | | | | | | | | | | |
| 2 | 3,7 | 3,7 | 3,7 | | | | | | | | | | | | |
| 3 | 4,22 | 4,22 | 4,22 | 4,22 | | | | | | | | | | | |
| 4 | 4,54 | | 4,54 | 4,54 | 4,54 | | | | | | | | | | |
| 5 | 4,8 | | | 4,8 | 4,8 | 4,8 | | | | | | | | | |
| 6 | 5,03 | | | | 5,03 | 5,03 | 5,03 | | | | | | | | |
| 7 | 5,18 | | | | | 5,18 | 5,18 | 5,18 | | | | | | | |
| 8 | 5,33 | | | | | | 5,33 | 5,33 | 5,33 | | | | | | |
| 9 | 5,43 | | | | | | | 5,43 | 5,43 | 5,43 | | | | | |
| 10 | 5,54 | | | | | | | | 5,54 | 5,54 | 5,54 | | | | |
| 11 | 5,61 | | | | | | | | | 5,61 | 5,61 | 5,61 | | | |
| 12 | 5,67 | | | | | | | | | | 5,67 | 5,67 | 5,67 | | |
| 13 | 5,7 | | | | | | | | | | | 5,7 | 5,7 | 5,7 | |
| 14 | 5,68 | | | | | | | | | | | | 5,68 | 5,68 | 5,68 |
| 15 | 5,56 | | | | | | | | | | | | | 5,56 | 5,56 |
| 16 | 5,2 | | | | | | | | | | | | | | 5,2 |

Tabla 4-4: Esquema de la forma de división de la antena en secciones de 3 elementos

Con este esquema tenemos una idea clara de cómo funciona todo el proceso de esta comprobación del método. Primero seleccionamos los 3 primeros elementos (en este caso los que tienen longitudes de 3, 3.7 y 4.22 mm) y analizamos el/los elemento/s que correspondan. A continuación pasamos a los 3 siguientes elementos, es decir, dos de los anteriores y el siguiente que corresponda (en este caso las ranuras de 3.7, 4.22 y 4.54 mm). Procedemos así hasta completar el análisis de los 16 elementos que conforman nuestro array lineal.

Cuando el elemento central tiene un valor de acoplo inferior al valor teórico deseado, se incrementa la longitud de dicha ranura, lo que va a provocar que el elemento radie más potencia. Sin embargo, al aumentar (o disminuir) de tamaño un elemento, estamos modificando la forma en la que éste afecta a los elementos de su alrededor, por lo que éstos de alrededor ya no estarán acoplando la cantidad de señal que habíamos calculado. Este fenómeno provoca que cada vez que modificamos un elemento debemos volver a analizar cómo se comportan los anteriores cuando cambiamos el valor del elemento que hemos modificado. Al analizar secciones de 3 elementos, se ha llegado a la conclusión de que resulta muy difícil ajustar los valores de campo eléctrico de cada elemento a su equivalente teórico ya que simular únicamente 3 elementos no nos ofrece una visión del todo exacta de lo que estaría ocurriendo con esos elementos en una antena completa. Por todo esto, en los siguientes apartados de aplicación del método, vamos a considerar trabajar con secciones de 4 elementos. Las secciones de 4 elementos nos van a permitir una cierta convergencia del método, necesaria para analizar y compensar la antena completa.

4.4.2 Comprobación del funcionamiento sobre antena compensada (iteración)

En la segunda parte de esta comprobación se va a partir de la misma antena ya compensada y se va a realizar una *iteración*, esto es, se va a compensar uno a uno los elementos del array lineal mediante la división del mismo en secciones. Esta es simplemente una manera más de comprobar que los valores de acoplo que calculamos son una manera fiable de reflejar la realidad de lo que está ocurriendo en la antena final.

Tras proceder de tal forma llegamos a unos valores de las ranuras cercanos a los que teníamos anteriormente. Lógicamente, estos valores han cambiado respecto a los que teníamos antes, y que podíamos considerar que eran los más cercanos a los valores teóricos. Pero estas ligeras variaciones nos dan información de que el método funciona. Los valores cambian porque al simular una sección de 3 o 4 elementos, no estamos reflejando el comportamiento que tienen el resto de ranuras sobre las que estamos simulando en esa sección, lo que se traduce en un valor de acoplo de señal diferente del esperado. Estos cambios se pueden ver en la Tabla A-4 del Anexo A.4. Acerca de la forma de proceder en esta comprobación, es necesario comentar que cada vez que se realizaba algún cambio en algún elemento, se hacía una comprobación de los elementos anteriores. Ya se ha visto que cuando se modifica un elemento, éste afecta de manera diferente a los que tiene alrededor, por lo que en un principio se hizo una comprobación (y su posterior modificación si era necesario) de cómo afectaban los cambios de los elementos nuevos en las agrupaciones anteriores. Esta forma de proceder se cambió más adelante debido a que se comprobó que se conseguía un ahorro de tiempo si se modificaban todos los elementos una vez hasta terminar una iteración completa, y si fuera necesario, se realizarían más iteraciones más adelante.

Se muestra a continuación el diagrama de radiación del nuevo array compensado con una iteración frente al array compensado con el método. En él podemos ver que no varían excesivamente las propiedades del diagrama.

4. Array lineal

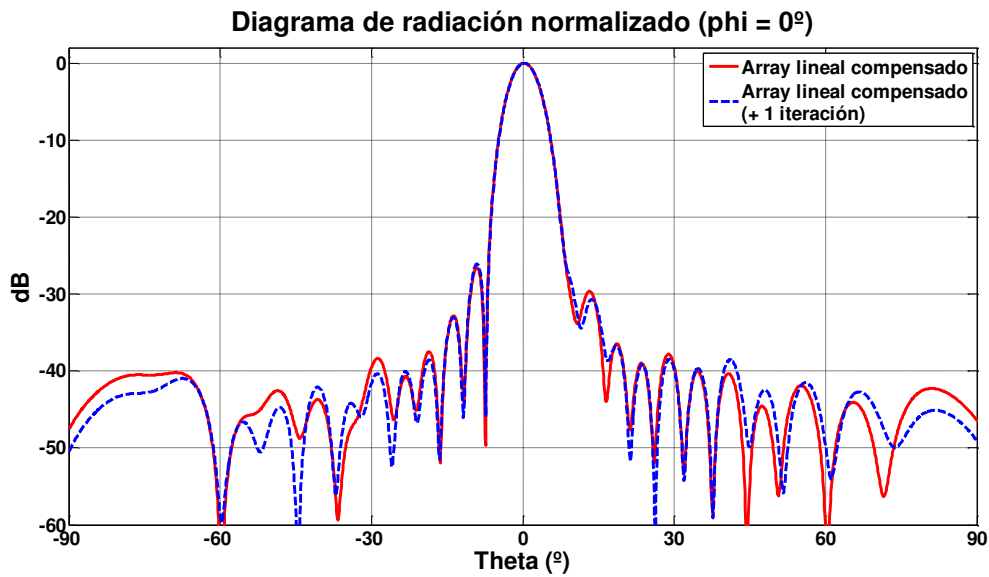


Figura 4-12: Diagrama de radiación normalizado de array lineal compensado y compensado con una iteración

Gracias a estos diagramas podemos concluir que el método está reflejando los resultados que se pensaban. No se aprecia una mejora notable en el diagrama de radiación del array, sin embargo podemos ver cómo algunas de las características del mismo varían, lo que nos va a permitir en un futuro realizar cambios en la antena según los requerimientos que tengamos mediante este método. Es decir, gracias a unas pequeñas modificaciones en algunos de los elementos radiantes de nuestro array, podemos llegar a un diagrama de radiación con unas características concretas, lo que nos facilitará encontrar el diagrama de radiación que más nos convenga dependiendo de la aplicación que necesitemos para nuestra antena. Este proceso es, además, un proceso sencillo y con un tiempo de simulación bajo, lo que nos corrobora el hecho de que el método diseñado es perfectamente válido para el diseño de este tipo de antenas.

El proceso que se hace en este apartado es el primer paso a la hora de desarrollar el método completo. Se hace la división de la antena en secciones, como veíamos en el apartado 4.4.1, y se modifica en este caso el elemento central. Tras modificar todos los elementos una vez, se considera que se ha realizado una *iteración*. Más adelante, para diseñar una antena desde un punto de partida, habrá que realizar varias iteraciones para llegar a ajustar los valores de acople que se deseen.

4.5 Aplicación del método a partir de la antena inicial

En este apartado se va a presentar la forma sistemática de proceder con este método, es decir, el flujo de procesos a realizar para diseñar un array de ranuras partiendo de unos valores teóricos iniciales, hasta conseguir unos valores optimizados. Esta es quizás la sección más importante en esta parte del proyecto, donde se explica cómo se aplicaría el método partiendo desde cero y hasta llegar a un array de elementos radiantes optimizado.

La primera parte va a consistir en conformar el array lineal con unas ranuras que tengan unos coeficientes de acoplo teóricos lo más cercanos posible a los que necesitamos (utilizando la caracterización individual del elemento), de la misma forma que se veía en la primera parte del apartado 4.2.

Luego se va dividiendo la antena en secciones más pequeñas y se irán analizando los parámetros de cada elemento. Este proceso se repetirá varias veces (varias iteraciones) hasta que se obtengan unos valores razonables en cuanto a acoplamiento de señal se refiere.

Adicionalmente se puede realizar un ajuste final a la antena completa, simulando el array con los resultados que se obtengan tras las iteraciones, y modificando ligeramente los elementos que convengan para ajustarse al máximo a los requerimientos de la antena.

4.5.1 Método por iteraciones

Nuevamente, lo primero que se debe hacer a la hora de diseñar un array de ranuras como el presentado en este PFC es elegir las características del mismo. En este caso, como ya se ha visto en secciones previas, los 16 elementos radiantes que conformarán el array lineal propuesto seguirán una distribución de Taylor de -26 dB con una potencia residual del 2%. A partir de dichas características se pueden extraer unos valores de potencia acoplada para cada elemento. Si se consiguen estos valores de acoplo al conformar la antena, el diagrama obtenido será muy similar al diagrama teórico, que es precisamente lo que se busca.

Una vez conformado el array con los elementos cuyos coeficientes de acoplo más se asemejan a los teóricos, siguiendo los niveles de acoplo obtenidos por simulación de la caracterización individual del elemento de 4 ranuras utilizado en este diseño [15], se debe comprobar cómo funciona realmente esta antena al juntar dichos elementos en un array, pues cada elemento provocará un efecto de acoplamiento mutuo sobre los de su alrededor,

4. Array lineal

y el diagrama se verá modificado. En la siguiente figura podemos ver claramente que dista mucho del diagrama de radiación teórico.

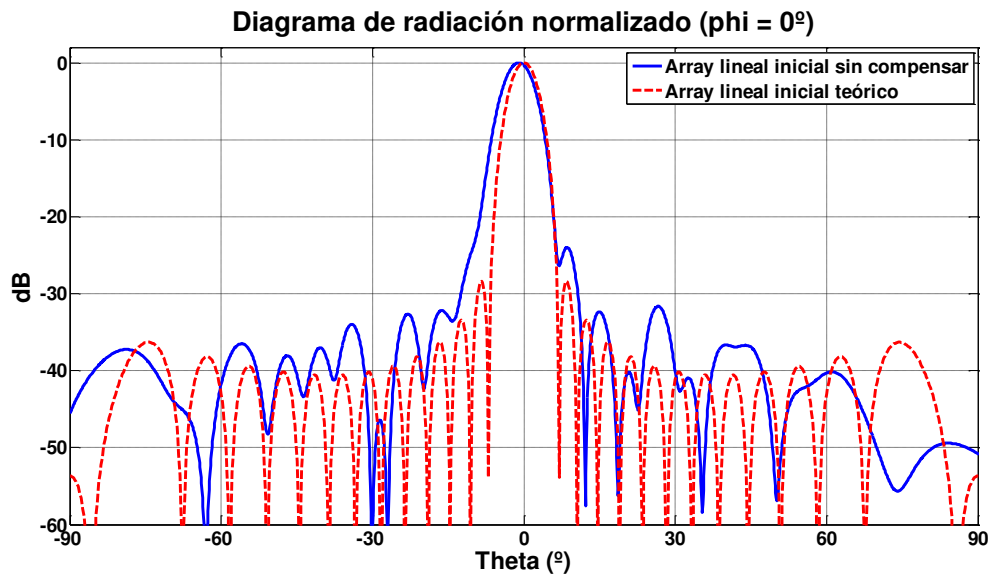


Figura 4-13: Comparación diagrama de radiación normalizado teórico y array lineal inicial

Tras ver estos resultados, se aprecia claramente que los efectos de acoplamiento mutuo entre elementos radiantes hacen necesario un ajuste de los mismos para conseguir un mejor rendimiento de la antena. Se procede entonces a realizar el método que se ha ido presentando a lo largo de este proyecto.

| Elemento | Inicial | 1ª iteración | 2ª iteración | 3ª iteración | Ideal |
|----------|---------|--------------|--------------|--------------|-------|
| 1 | 2,3 | 2,5 | 2,65 | 2,72 | 3 |
| 2 | 2,3 | 3,15 | 3,34 | 3,43 | 3,7 |
| 3 | 3,5 | 3,75 | 3,8 | 3,99 | 4,22 |
| 4 | 4,03 | 4,2 | 4,3 | 4,4 | 4,54 |
| 5 | 4,4 | 4,52 | 4,6 | 4,7 | 4,8 |
| 6 | 4,66 | 4,76 | 4,85 | 4,93 | 5,03 |
| 7 | 4,88 | 4,95 | 5,04 | 5,13 | 5,18 |
| 8 | 5,04 | 5,15 | 5,23 | 5,28 | 5,33 |
| 9 | 5,2 | 5,28 | 5,35 | 5,37 | 5,43 |
| 10 | 5,3 | 5,4 | 5,45 | 5,45 | 5,54 |
| 11 | 5,4 | 5,48 | 5,5 | 5,54 | 5,61 |
| 12 | 5,5 | 5,55 | 5,58 | 5,61 | 5,67 |
| 13 | 5,55 | 5,58 | 5,61 | 5,67 | 5,7 |
| 14 | 5,5 | 5,51 | 5,55 | 5,65 | 5,68 |
| 15 | 5,3 | 5,37 | 5,43 | 5,55 | 5,56 |
| 16 | 4,75 | 4,97 | 5,04 | 5,15 | 5,2 |

Tabla 4-5: Longitudes de los elementos para los diferentes arrays (inicial, tras cada una de las iteraciones, y array ideal final)

La primera parte se basa en realizar un número determinado de iteraciones para ir consiguiendo unos valores de acoplo cada vez más cercanos a los deseados. En la anterior Tabla 4-5 podemos ver los valores iniciales de las longitudes de los elementos que conforman el array inicial, y las longitudes tras las diferentes iteraciones que se han realizado, así como las medidas del array final (array compensado con el método propuesto, presentado en el apartado 4.3, partiendo del array previamente compensado con el método multi-puerto). Se puede ver que en la mayoría de casos se va aumentando el tamaño de las ranuras. Esto se debe a que los elementos necesitan acoplar más potencia de la que en realidad acoplan, y como se puede comprobar en la caracterización individual del elemento de 4 ranuras utilizado, una ranura de mayor tamaño acopla generalmente más potencia.

En nuestro caso concreto, como podemos observar, se han realizado tres iteraciones, tres pasadas del método. La forma de realizarlas ha sido de la misma manera que se veía en la Tabla 4-4, es decir, tomando secciones de 3 o 4 elementos, analizando el elemento central de cada sección, y modificando su tamaño si fuera necesario para que acople el valor de potencia deseado. Podemos ver cómo cada una de las iteraciones nos permite acercarnos más a los valores teóricos, y además, que a medida que la antenna se va acercando más a estos valores, es más difícil ajustar los elementos y, por consiguiente, llegar a los ideales. Aun así, se consiguen grandes mejoras respecto a los valores de partida. Esta mejora la podemos ver en la Figura 4-14, donde está la comparativa de cada una de las antenas tras las diferentes iteraciones, así como la antenna inicial.

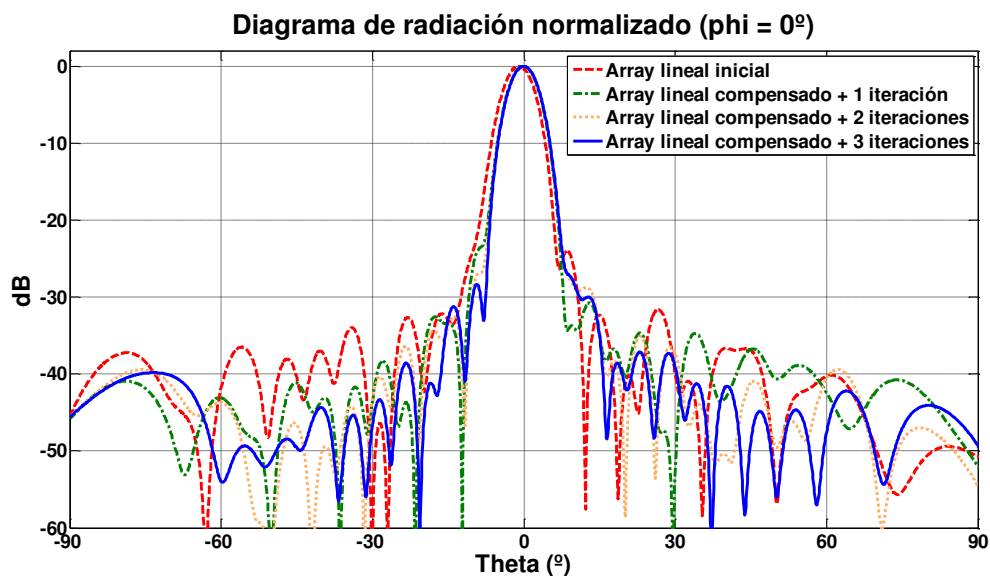


Figura 4-14: Comparación diagrama de radiación array lineal inicial y arrays compensados tras sucesivas iteraciones

Esta gráfica muestra el verdadero funcionamiento del método de compensación de acoplos diseñado. Se puede apreciar cómo cada iteración del método provoca una mejora en cada una de las diferentes propiedades que caracterizan el diagrama de radiación. Es

4. Array lineal

decir, se puede apreciar cómo al realizar una iteración sobre la antenna inicial desde la que partimos, conseguimos una mejora notable en el diagrama de radiación. Esta mejora se traduce en un estrechamiento del haz, una menor desviación en la dirección de máximo apuntamiento, así como una mejor definición de los lóbulos secundarios y del resto de lóbulos del diagrama. Estas son las características fundamentales que van a provocar que nuestro diagrama se parezca más al diagrama teórico, y por lo tanto, que la antenna tenga un mejor comportamiento para la aplicación que estemos buscando. Esto mismo se puede ver con mayor detalle en la siguiente figura.

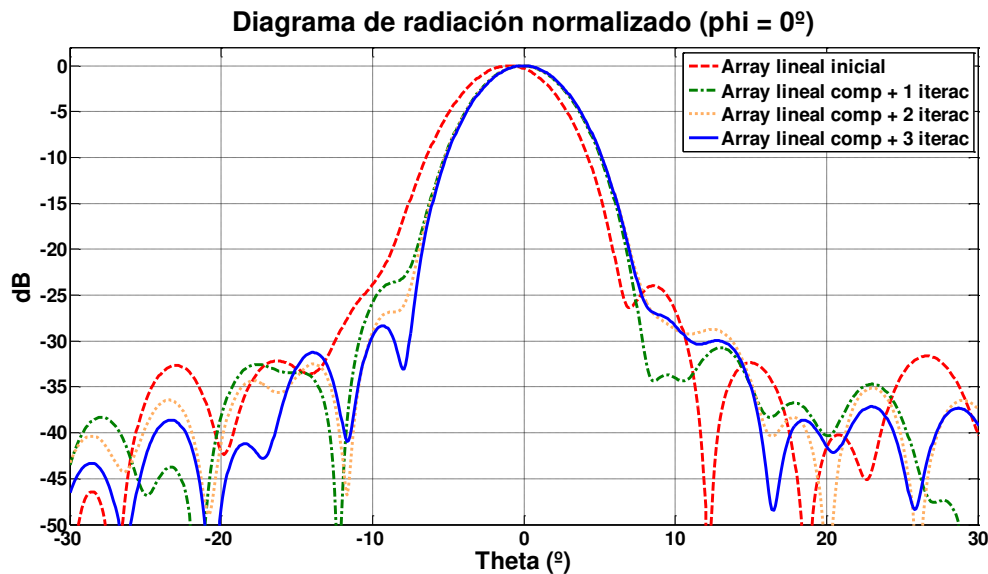


Figura 4-15: Detalle diagrama de radiación array lineal inicial y arrays compensados tras iteraciones

En la Tabla 4-1 veíamos la manera de dividir la antenna en secciones de 3 elementos. En este caso, tal y como se ha mencionado anteriormente, se ha seccionado el array en agrupaciones de 4 elementos (ya que permiten una representación más exacta de las propiedades de radiación de la antenna frente a agrupaciones de 3 elementos), y se han realizado dos simulaciones por cada agrupación. La primera de ellas es para calcular el valor de acoplo sobre el elemento 'central' (el que ocupa la posición segunda), y la segunda de ellas tras la modificación de dicho elemento, aumentándolo o disminuyéndolo según se necesite un valor de acoplo mayor o menor. Para ajustar el valor de los elementos de los extremos del array se utiliza la misma agrupación que para los que están inmediatamente a su lado.

| Elem | Is | Step 1 | Step 2 | Step 3 | Step 4 | Step 5 | Step 6 | Step 7 | Step 8 | Step 9 | Step 10 | |
|----------------------|------|---------|---------|---------|--------|---------|---------|---------|--------|---------|---------|------|
| 1 | 2,3 | 2,3 | 2,5 | | | | | | | | | |
| 2 | 2,3 | 2,3 | 3,15 | 3,15 | 3,15 | | | | | | | |
| 3 | 3,5 | 3,5 | 3,5 | 3,5 | 3,75 | 3,75 | | | | | | |
| 4 | 4,03 | 4,03 | 4,03 | 4,03 | 4,03 | 4,03 | 4,2 | 4,2 | | | | |
| 5 | 4,4 | | | 4,4 | 4,4 | 4,4 | 4,4 | 4,4 | 4,4 | 4,52 | 4,52 | |
| 6 | 4,66 | | | | | 4,66 | 4,66 | 4,66 | 4,66 | 4,66 | 4,66 | 4,76 |
| 7 | 4,88 | | | | | | | 4,88 | 4,88 | 4,88 | 4,88 | |
| 8 | 5,04 | | | | | | | | | 5,04 | 5,04 | |
| 9 | 5,2 | | | | | | | | | | | |
| 10 | 5,3 | | | | | | | | | | | |
| 11 | 5,4 | | | | | | | | | | | |
| 12 | 5,5 | | | | | | | | | | | |
| 13 | 5,55 | | | | | | | | | | | |
| 14 | 5,5 | | | | | | | | | | | |
| 15 | 5,3 | | | | | | | | | | | |
| 16 | 4,75 | | | | | | | | | | | |
| Diferencia de acoplo | | -1,087 | 0,1112 | -1,7554 | 0,1123 | -1,1668 | -0,0255 | -0,8993 | 0,1094 | -0,8861 | -0,0915 | |
| | | -7,0898 | -0,0178 | | | | | | | | | |

Tabla 4-6: Esquema de división del array en secciones de 4 elementos

Con todo esto podemos calcular el número total de simulaciones necesarias para realizar una iteración completa: se ha dividido la antena en 13 secciones de 4 elementos, cada una de ellas simulada dos veces, forman un total de 26 simulaciones. Podemos ver un esquema del procedimiento de división de la antena en secciones de 4 elementos en la Tabla 4-6. Cabe mencionar que pueden existir agrupaciones cuyo elemento analizado tenga un valor de acoplo similar al teórico buscado, por lo que no requiera de ninguna modificación, y asimismo, podemos encontrarnos con elementos que requieran de una o dos simulaciones extra hasta encontrar el valor deseado, por lo que concluiremos que una iteración completa requerirá de entre 25 y 30 simulaciones. En la siguiente tabla podemos ver de forma clara el número de simulaciones aproximado necesario para cada iteración, gracias a la cual, el diseñador puede llegar a un acuerdo entre el número de simulaciones que desea realizar y un ajuste más fino del diagrama de radiación. Es decir, viendo esta tabla y ayudándonos de los diagramas de radiación de las Figuras 4-14 y 4-15, el diseñador puede preferir hacer una iteración menos a costa de tener un diagrama de radiación menos parecido al teórico.

| | Nº de simulaciones por iteración | Nº simulaciones total | Diagrama de radiación (Figura 4-15) |
|---------------------|----------------------------------|-----------------------|-------------------------------------|
| Inicial | - | - | Curva Roja (---) |
| 1ª iteración | 25 - 30 | 25 - 30 | Curva Verde (-·-) |
| 2ª iteración | 25 - 30 | 50 - 60 | Curva Naranja (···) |
| 3ª iteración | 25 - 30 | 75 - 90 | Curva Azul (-) |

Tabla 4-7: Tabla ilustrativa con número de simulaciones por cada iteración del método

4. Array lineal

Por último, se realiza un ajuste final de la antena completa ya que la compensación de la antena por secciones provoca que nunca se compensen los pequeños efectos que hay entre los elementos lejanos. Es mucho más sencillo realizar un ajuste final después de varias iteraciones que hacerlo a una antena inicial sin compensar. Aquí ya se va a reflejar de verdad cómo se afectan unos elementos a otros y cuál es el coeficiente de acoplo real de cada uno de ellos, pudiéndolos modificar según convenga para acercarnos aún más a los valores deseados.

4.5.2 Ajuste final

Este último apartado se basa en realizar un ajuste final de algunos de los elementos del array, si fuera necesario, para conseguir unas propiedades y un diagrama de radiación algo más parecido al diagrama teórico.

La forma de realizarlo es, tras simular la antena completa, hallar los valores de campo eléctrico y coeficientes de acoplo de la misma manera que lo hacíamos en el resto de pasos, y únicamente variar ligeramente los elementos que se encuentren más alejados de los valores teóricos.

Esta variación no está sujeta a ninguna regla fija como ocurría en las agrupaciones de elementos. En ese caso, se sabía con certeza que si se modificaba un elemento de una cierta manera, el coeficiente de acoplo iba a cambiar a un valor que se podía intuir. En este caso no es así, puesto que si modificamos varios elementos a la vez, no sabemos cómo van a afectar los unos a los otros cuando los pongamos juntos y conformemos el array completo. No obstante, se puede también aproximar e intuir bastante bien los nuevos valores una vez que se realicen un par de ajustes y sus consecuentes simulaciones. Este ajuste no se ha realizado sobre el array lineal puesto que, tal y como se ha comentado en los apartados anteriores, este array ha servido únicamente como medio de comprobación y verificación del funcionamiento del método de compensación de acoplos.

Todas estas comprobaciones y verificaciones realizadas sobre el array lineal de 16 elementos sirven para presentar el método de compensación de acoplos, comprobar que funciona y que se puede aplicar en otras antenas de este mismo tipo. Se ha podido verificar que funciona correctamente ya que se ha comparado con un array lineal de idénticas características diseñado en [15] mediante otro método, y se puede observar las mejoras que este método presenta frente a otros.

Esta comprobación sirve también para asegurar el correcto diseño de un array de dos dimensiones, que se presenta en el siguiente apartado, y poder asegurar que la conformación de este array 2D mediante este método es viable, y va a generar unos resultados fiables, contrastados, y con mejores resultados que los que se podrían obtener con otros métodos de diseño.

5

Array 2D

5.1 Estructura básica

En esta sección se presenta el proceso de diseño de una agrupación plana de 128 elementos radiantes distribuidos en 8 arrays lineales de onda progresiva de 16 elementos cada uno, como los diseñados en el apartado 1. Este array bidimensional utiliza también la tecnología SIW, y está diseñado para funcionar en la banda de trabajo entre 16.3 y 17.7 GHz (banda Ku).

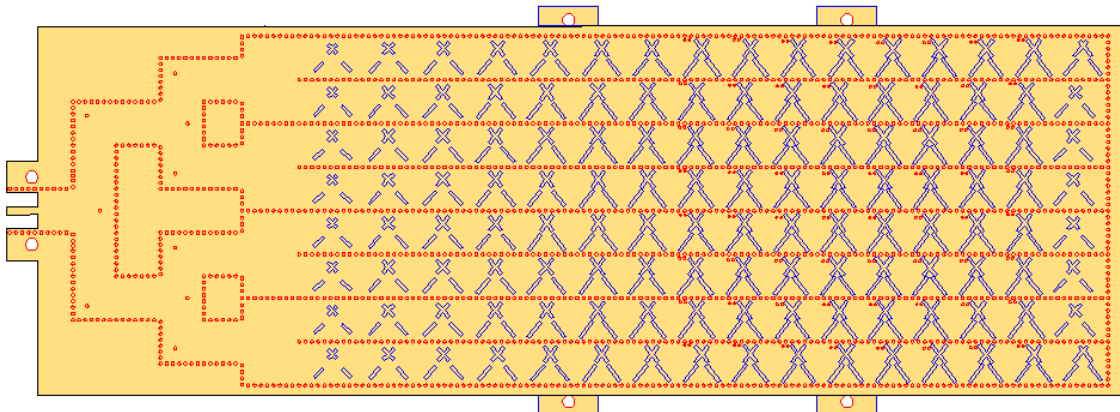


Figura 5-1: Aspecto general del array 2D diseñado

5.1.1 Características del array bidimensional

El sustrato utilizado en el caso de este array plano de dos dimensiones ha sido el mismo que se ha utilizado para el array lineal, es decir, el *TLY-5A 0620 CH/CH*, cuyas características ya nos son conocidas ($\epsilon_r=2.17$, $\tan \delta = 0.0011$ (17 GHz) y *espesor = 1.5748 mm*).

Asimismo, cada uno de los elementos radiantes está formado por 4 ranuras cruzadas, con una inclinación en torno a 45° , y dispuestas ortogonalmente para obtener polarización circular. Además, sobre los elementos de mayor tamaño y, por tanto, con mayor capacidad de acoplo de señal, se han introducido dos vías metálicas de sintonización para mejorar su respuesta en reflexión. Estas características han sido escogidas de tal forma de acuerdo a lo citado en [15].

5. Array 2D

5.1.1.1 Caracterización de las guías de onda

Se pretende que la antena opere en una banda de frecuencias entre 16.3 y 17.7 GHz, usando una frecuencia de diseño de $f_0 = 17 \text{ GHz}$.

La dirección de máximo apuntamiento del haz principal de la antena será la dirección de broadside (0°) en los dos planos de corte ortogonales al plano de radiación.

La componente copolar de la antena será la componente de polarización circular a derechas o *RHCP* (*Right Handed Circular Polarization*), así como la componente contrapolar será la *LHCP*.

El modo fundamental será el mismo que en el caso de la agrupación lineal, cuyos detalles los podemos ver en el apartado 4.1.1.1.

De nuevo, los elementos de cada agrupación lineal se alimentarán siguiendo una distribución de Taylor de -26 dB.

5.1.1.2 Red de alimentación

La antena contiene una red de alimentación corporativa sobre SIW, con postes de adaptación, para distribuir la señal de entrada entre los 128 elementos radiantes. Se pretende que la agrupación plana contenga 8 agrupaciones lineales, por lo que el divisor constará de 1 entrada y 8 salidas. Se pretende además que la alimentación en cada uno de los puertos de salida sea la misma, por lo que el divisor estará formado por 3 etapas divisores, tal y como se muestra en la Figura 5-2. La simetría de la estructura garantizará que todos los coeficientes de transmisión sean iguales, tanto en amplitud como en fase.

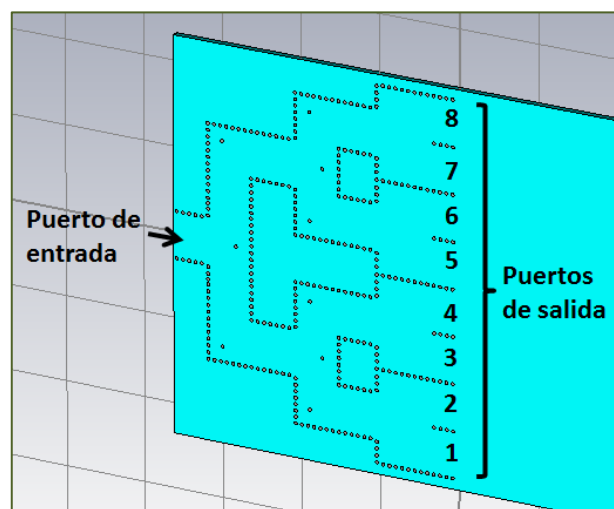


Figura 5-2: Red de alimentación sobre SIW

La estructura del divisor consta de tres tipos de elementos: divisores en “T”, divisores en “Y” y codos en ángulo recto. Cada uno de ellos cuenta con diferentes elementos y parámetros adaptativos. La correcta colocación de cada uno de ellos permite que la transmisión sea igual para cada uno de los arrays, favorece la fluidez de la señal por la estructura y ayuda a mejorar la respuesta en reflexión de la antena. De esta forma, la red de alimentación puede ser integrada en el mismo sustrato dieléctrico que la antena plana 2D.

La Figura 5-3 presenta la distribución del campo eléctrico por el codo en ángulo recto sobre SIW y su respuesta de parámetros S. Este codo consta de un poste adaptativo situado cerca de la esquina de la estructura que permite obtener reflexiones por debajo de los 30 dB.

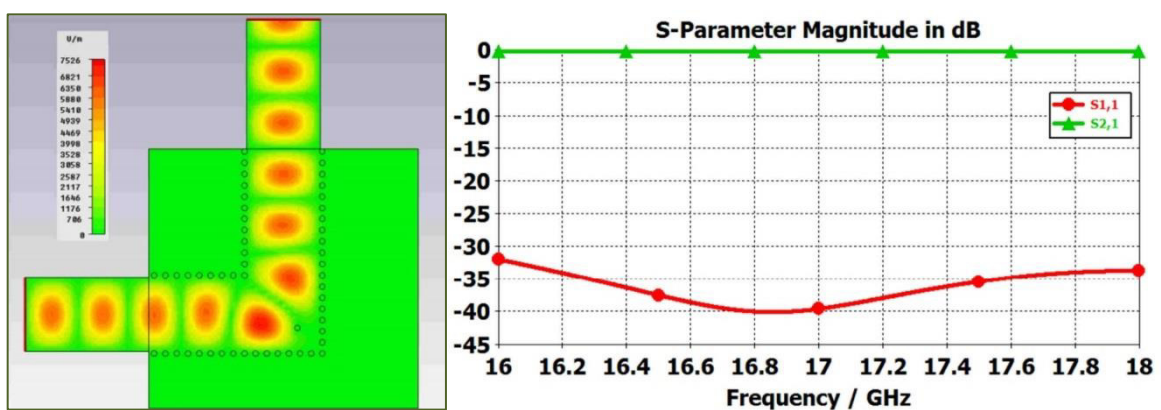


Figura 5-3: Codo en ángulo recto. Distribución de campo eléctrico (izquierda) y respuesta de parámetros S simulada (derecha)

El divisor en “T” se encarga de dividir la señal del puerto de entrada hacia dos puertos de salida en la misma dirección pero con sentido opuesto (Figura 5-4). La simetría de este elemento posibilita la división de la señal a partes iguales, en términos de amplitud y fase. La vía metálica colocada en la zona de división de la onda que circula por la SIW permite realizar dicha distribución con la mayor adaptación posible.

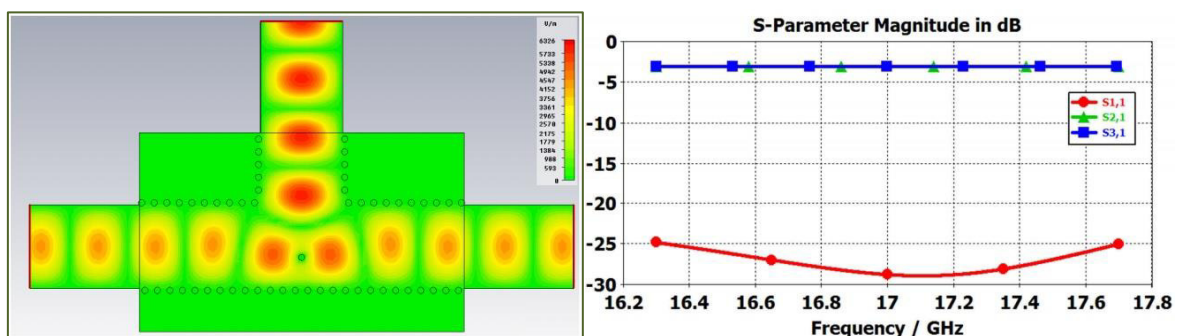


Figura 5-4: Divisor en T. Distribución de campo eléctrico (izquierda) y respuesta de parámetros S simulada (derecha)

5. Array 2D

El divisor en “Y”, por su parte, funciona de la misma manera que el divisor en “T” pero permite que la señal de entrada se divida hacia dos puertos con la misma dirección y sentido, tal y como podemos ver en la Figura 5-5.

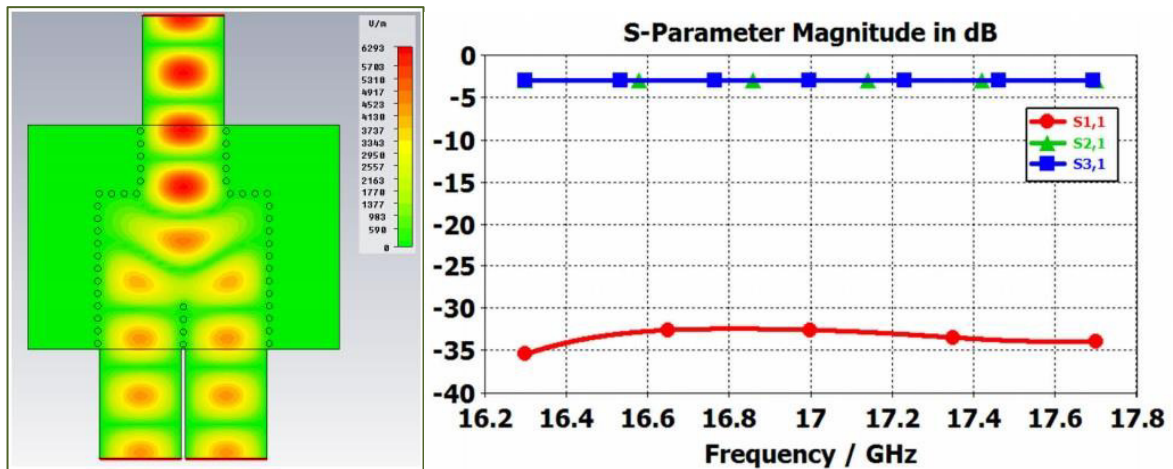


Figura 5-5: Divisor en Y. Distribución de campo eléctrico (izquierda) y respuesta de parámetros S simulada (derecha)

Gracias a estos tres tipos de elementos se conforma la red de alimentación corporativa 1:8 sobre SIW que se presentaba en la Figura 5-2. De nuevo, la colocación de los postes ha sido optimizada para conseguir una buena reflexión. En la Figura 5-6 se puede apreciar que los coeficientes de transmisión ($S_{n,9}$) hacia los puertos de salida presentan niveles similares de amplitud y fase debido a la simetría de los elementos que componen el divisor de potencia. Además, el coeficiente de reflexión ($S_{9,9}$ en la gráfica) se mantiene por debajo de los 20 dB en la mayor parte de la banda de trabajo.

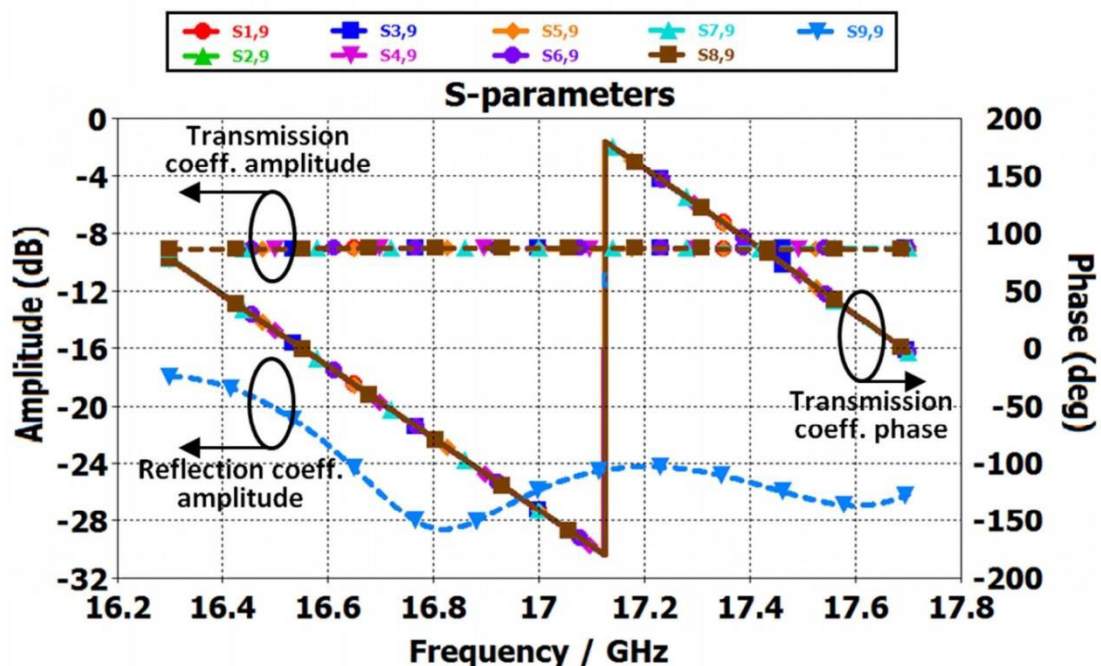


Figura 5-6: Respuesta de parámetros S simulada de la red de alimentación 1:8 sobre SIW

5.1.1.3 Elementos radiantes. Caracterización del último elemento (cortocircuito)

Los elementos radiantes utilizados en la agrupación plana 2D se basan en los elementos diseñados en 4.1.1.2 para el array lineal, a excepción del último elemento, que terminará en cortocircuito y está diseñado como una carga adaptada. Este último elemento va a provocar una modificación de los coeficientes de acoplo teóricos de los elementos de su alrededor debido a que está radiando toda la potencia que le llega (no desacopla un 2 % como el resto). El valor de dicho coeficiente para el último elemento (elemento 16) será de 0 dB. En la siguiente tabla se muestra un resumen de los valores de acoplo para este tipo de arrays.

| Elemento (k) | Función de alimentación, F_k | Coefficiente de acoplo, S_k (dB) |
|------------------|--------------------------------|------------------------------------|
| 1 | 0,151021 | -25,2184 |
| 2 | 0,278881 | -19,8777 |
| 3 | 0,426329 | -16,1462 |
| 4 | 0,581392 | -13,3450 |
| 5 | 0,729932 | -11,1629 |
| 6 | 0,857394 | -9,4192 |
| 7 | 0,950702 | -7,9948 |
| 8 | 1 | -6,8053 |
| 9 | 1 | -5,7888 |
| 10 | 0,950702 | -4,8984 |
| 11 | 0,857394 | -4,0971 |
| 12 | 0,729932 | -3,3532 |
| 13 | 0,581392 | -2,6370 |
| 14 | 0,426329 | -1,9128 |
| 15 | 0,278881 | -1,1168 |
| 16 | 0,151021 | 0 |

Tabla 5-1: Distribución de amplitud y coeficientes de acoplo para un array lineal de 16 elementos acabado en cortocircuito

5.2 Agrupaciones en forma de matriz de 3x3 elementos

En el caso del array bidimensional, compuesto por 8 filas de 16 elementos cada una, la agrupación que se ha decidido tomar ha sido una matriz de 3x3 elementos, y centrarnos en el cálculo y análisis del elemento central de dicha matriz.

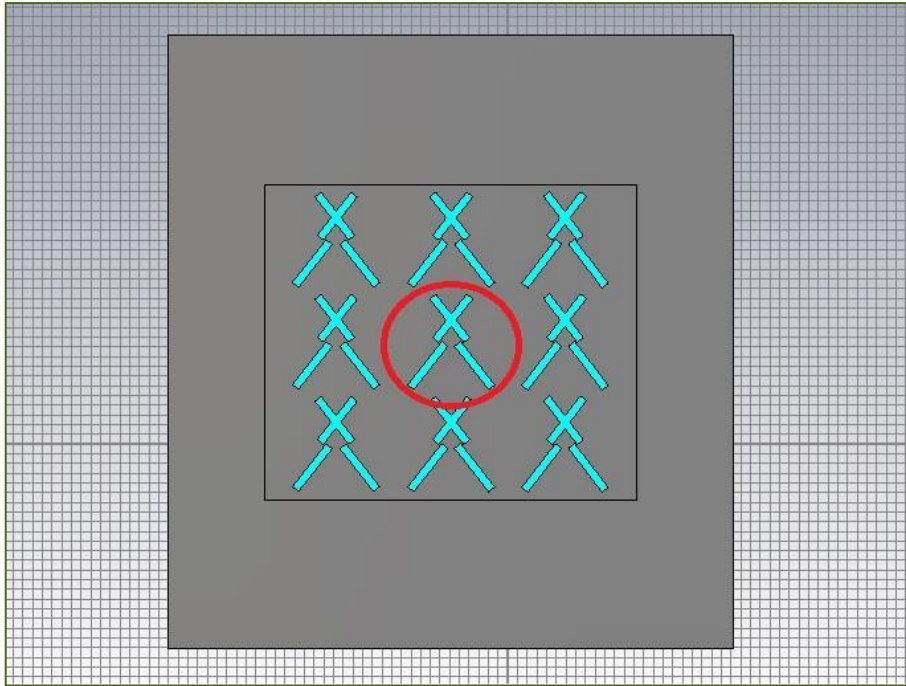


Figura 5-7: Representación del elemento que se va a analizar y modificar en una sección de 3x3 elementos (elemento central, en rojo)

Esto se ha considerado así puesto que los elementos que están inmediatamente arriba, abajo y a ambos lados son los que más van a influir en el coeficiente de acoplo de cada elemento, pero también lo harán, aunque en menor medida, los que están más alejados. No se ha considerado oportuno realizar matrices de mayor tamaño puesto que supondría un aumento considerable en el tiempo de simulación de cada sección, y eso es precisamente uno de los aspectos que se pretenden optimizar con este método.

La forma de calcular el campo eléctrico y los coeficientes de acoplo es la misma que en el apartado 4.2, con la excepción del último elemento (cortocircuito, $S_k=0$ dB). Se mide el campo eléctrico en cada uno de los centros de los elementos que conforman la matriz, y se calcula el factor de array y el coeficiente de acoplo para cada uno de ellos. Dicho coeficiente se compara con el valor teórico para el elemento central, y si es menor que éste, sabemos que debemos aumentar el tamaño de la ranura para que acople la cantidad de potencia que buscamos.

En la Figura 5-8 podemos ver el esquema de esta matriz, donde se ha supuesto un plano reflector lo suficientemente grande para que el modelo sea consecuente con el de la antena completa.

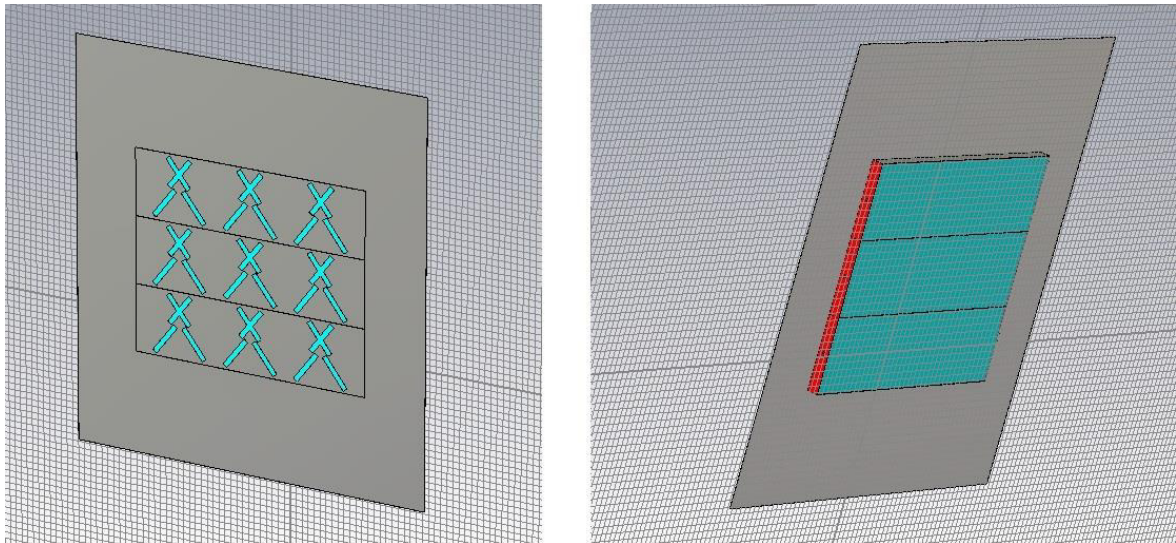


Figura 5-8: Matriz de 3x3 elementos obtenida a partir de un array bidimensional. Vista en perspectiva (izquierda) y vista trasera (derecha)

En la parte derecha de la misma imagen se puede apreciar la parte trasera de esta agrupación de elementos, donde vemos que se compone del material dieléctrico elegido para la construcción de este tipo de antena.

Del mismo modo que en el array lineal, existen dos formas de analizar estas agrupaciones: mediante el análisis del campo eléctrico o mediante los coeficientes de acoplo. Ambas nos permiten saber el comportamiento de cada elemento en la agrupación, y modificarlo de la forma conveniente para acercarnos a los valores teóricos. Se calcula el factor de array y la potencia desacoplada ($t_{sección}$) en esta matriz de elementos, para que el cálculo de los coeficientes de acoplo de cada elemento sea el adecuado.

5.3 Diseño array 2D

En este apartado se van a exponer detalladamente los pasos a seguir para la conformación del array bidimensional con las características mencionadas en los apartados inmediatamente anteriores a éste. Es un proceso similar al de la conformación de un array lineal, teniendo en cuenta que tendremos 8 arrays de este tipo, y que debemos ajustar cada elemento de la agrupación 2D considerando los acoplamientos mutuos de los elementos de alrededor (tanto en la dirección X como en la Y).

5.3.1 Conformación de la antena inicial

El primer paso es obtener los niveles de acoplo que deben satisfacer cada uno de los elementos del array, según la distribución de alimentación utilizada. En este caso, tal y como se ha comentado, los elementos del array bidimensional (8 arrays lineales de 16 elementos cada uno) siguen una función de Taylor a -26 dB. Los valores teóricos son los que se presentan en la Tabla 5-1. A partir de estos valores debemos diseñar una agrupación plana de elementos con unos valores de radiación lo más parecidos posible a los que tenemos en dicha tabla.

Se selecciona un elemento radiante para cada posición del array. Se corresponderá con aquel cuya capacidad de acoplo de señal satisfaga el coeficiente de acoplo teórico de dicha posición. Este proceso se realiza hasta conformar un array lineal de 16 elementos, y a continuación se duplicará (8 veces) para formar la agrupación plana bidimensional que nos servirá como punto de partida (array inicial). Cabe destacar que este array bidimensional va a ser simétrico, esto es, sólo se va a aplicar el método de compensación de acoplos a 4 arrays lineales, y los otros 4 arrays restantes van a ser una reproducción (simétrica) de los diseñados.

Gracias a las tablas del Anexo A se obtienen estos valores y, según el estudio realizado en [15], se conforma el array lineal acabado en cortocircuito, y a partir de éste, el array 2D. Las longitudes de los elementos del array inicial se muestran en la siguiente tabla.

| Elemento | Filas (Arrays lineales) | | | | | | | |
|----------|-------------------------|------|------|------|------|------|------|------|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 1 | 2,95 | 2,95 | 2,95 | 2,95 | 2,95 | 2,95 | 2,95 | 2,95 |
| 2 | 3,65 | 3,65 | 3,65 | 3,65 | 3,65 | 3,65 | 3,65 | 3,65 |
| 3 | 4,15 | 4,15 | 4,15 | 4,15 | 4,15 | 4,15 | 4,15 | 4,15 |
| 4 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 | 4,5 |
| 5 | 4,75 | 4,75 | 4,75 | 4,75 | 4,75 | 4,75 | 4,75 | 4,75 |
| 6 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| 7 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5,15 |
| 8 | 5,3 | 5,3 | 5,3 | 5,3 | 5,3 | 5,3 | 5,3 | 5,3 |
| 9 | 5,41 | 5,41 | 5,41 | 5,41 | 5,41 | 5,41 | 5,41 | 5,41 |
| 10 | 5,5 | 5,5 | 5,5 | 5,5 | 5,5 | 5,5 | 5,5 | 5,5 |
| 11 | 5,57 | 5,57 | 5,57 | 5,57 | 5,57 | 5,57 | 5,57 | 5,57 |
| 12 | 5,61 | 5,61 | 5,61 | 5,61 | 5,61 | 5,61 | 5,61 | 5,61 |
| 13 | 5,64 | 5,64 | 5,64 | 5,64 | 5,64 | 5,64 | 5,64 | 5,64 |
| 14 | 5,52 | 5,52 | 5,52 | 5,52 | 5,52 | 5,52 | 5,52 | 5,52 |
| 15 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 |
| 16 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 |

Tabla 5-2: Longitudes de los elementos del array 16x8 inicial

Tal y como se puede observar, la antena de partida consiste en duplicar repetidas veces el array lineal de 16 elementos. Se ha simulado esta antena y el diagrama de radiación obtenido es el siguiente:

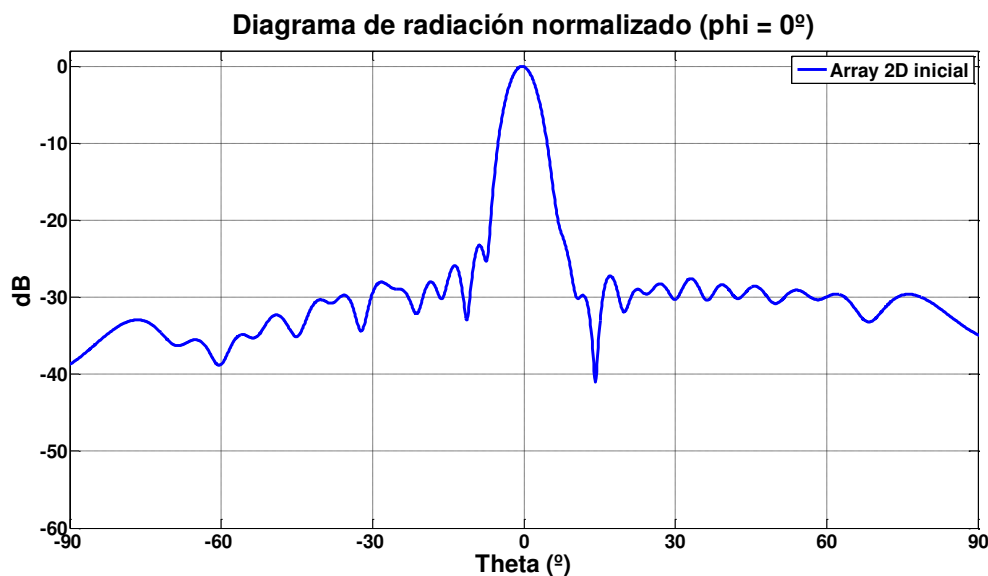


Figura 5-9: Diagrama de radiación array 2D inicial

En el caso del array bidimensional, existen dos cortes que nos van a servir para comparar nuestra antena con la teórica. El diagrama de radiación del corte horizontal es exactamente el diagrama de radiación del array lineal. No obstante, vamos a usar los niveles de señal que debe acoplar cada elemento para la aplicación del método, por lo que ésta va a ser nuestra referencia a la hora de modificar dichos elementos para conseguir el

5. Array 2D

diagrama de radiación deseado. Tal y como se irá viendo, cuanto más nos acercamos a estos valores teóricos, conseguiremos un diagrama de radiación mejor conformado, más similar al teórico. Sabemos que los factores principales que debemos tener en cuenta y que van a mejorar las prestaciones de nuestra antena son: la dirección de apuntamiento de la antena, el nivel de lóbulos secundarios (*SLL*) y el ancho de haz del lóbulo principal.

Tras varias simulaciones, se ha podido comprobar que tocar ciertos elementos modifica concretamente algunos de estos factores, lo que nos permite mejorar el diagrama de radiación según queramos unas características u otras. Esto es muy importante a la hora de diseñar una antena, puesto que podemos elegir qué parámetro o parámetros queremos mejorar y a cuáles podemos prestar menos atención para enfocar nuestra antena a un tipo concreto de aplicación u otra, según los requerimientos que se deseen.

Además del diagrama de radiación, el otro parámetro fundamental que se ha consultado a la hora de desarrollar el método es la diferencia entre el coeficiente de acoplo de cada elemento simulado (S_k) en la antena completa con el coeficiente de acoplo de cada elemento teórico ($S_{k_teórico}$). Esto nos da una visión directa de cuáles son los elementos que están más descompensados respecto de su valor teórico, y cuál es la diferencia con dicho valor. La tabla con dichas diferencias de valores de acoplo para el array inicial (previo a la aplicación del método) se muestra a continuación.

| $S_k - S_{k_teórico}$ | | Array | | | | | | | |
|------------------------|----|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Elemento | 1 | -0,878 | -0,929 | -1,087 | -1,012 | -1,103 | -0,914 | -1,135 | -0,835 |
| | 2 | -1,171 | -1,606 | -1,900 | -1,365 | -1,434 | -1,629 | -1,978 | -1,282 |
| | 3 | -0,995 | -1,514 | -1,546 | -1,101 | -1,227 | -1,470 | -1,721 | -0,955 |
| | 4 | -1,236 | -1,754 | -2,058 | -1,522 | -1,614 | -1,849 | -2,077 | -1,254 |
| | 5 | -1,400 | -1,805 | -2,083 | -1,568 | -1,700 | -1,924 | -2,090 | -1,460 |
| | 6 | -0,852 | -1,172 | -1,525 | -1,052 | -1,111 | -1,375 | -1,426 | -0,645 |
| | 7 | -1,077 | -1,255 | -1,603 | -1,272 | -1,246 | -1,421 | -1,534 | -0,732 |
| | 8 | -0,981 | -1,302 | -1,844 | -1,311 | -1,326 | -1,588 | -1,660 | -0,786 |
| | 9 | -0,889 | -1,482 | -1,763 | -1,276 | -1,294 | -1,718 | -1,695 | -0,917 |
| | 10 | -1,288 | -1,548 | -2,233 | -1,469 | -1,527 | -1,869 | -2,042 | -1,013 |
| | 11 | -1,592 | -1,755 | -2,321 | -1,623 | -1,589 | -2,139 | -2,008 | -1,361 |
| | 12 | -2,221 | -2,126 | -2,699 | -2,114 | -2,118 | -2,503 | -2,524 | -1,823 |
| | 13 | -2,858 | -2,882 | -3,483 | -2,947 | -2,770 | -3,321 | -3,173 | -2,817 |
| | 14 | -5,017 | -4,956 | -5,335 | -4,848 | -4,879 | -5,187 | -5,207 | -4,421 |
| | 15 | -7,435 | -7,890 | -7,844 | -7,734 | -7,637 | -7,973 | -7,746 | -7,616 |
| | 16 | -1,081 | -0,954 | -0,716 | -1,001 | -1,013 | -0,790 | -0,794 | -1,266 |

Tabla 5-3: Diferencias de acoplo para los elementos del array 2D inicial

Esto nos ayuda enormemente a la hora de realizar una iteración del método propuesto, ya que podemos averiguar qué elementos exactos debemos retocar y en qué medida, para acercarnos siempre a los valores de acoplo teóricos. En este caso, se puede

ver claramente que todos los elementos necesitan aumentar su tamaño; están acoplando menos potencia de la que se busca. Se puede apreciar también cómo los elementos que más distan de los respectivos teóricos (valores en rojo más fuerte) son los que deberemos modificar en mayor medida.

5.3.2 Optimización de la antena mediante el método de compensación de acoplos

Una vez que se tiene el array inicial sin compensación de acoplos, el siguiente paso es aplicar el método que se ha ido desarrollando a lo largo de este proyecto. Esto nos va a permitir mejorar las prestaciones de nuestra antena en cuanto a ganancia, dirección de apuntamiento, valores de transmisión y reflexión, etc., que son los parámetros fundamentales que definen una buena antena.

Lo primero que se debe hacer, acudiendo a lo desarrollado en el punto 3.4.2, es dividir la agrupación en secciones de menor tamaño. En este caso, van a consistir en matrices de 3x3 elementos radiantes, en los que se va a evaluar el campo y el valor de acoplo del elemento central de los 9 existentes en cada tramo.

Llegados a este punto, se puede proceder de varias maneras diferentes. Seleccionamos primero los 9 elementos (matriz 3x3) más cercanos a un extremo, y calculamos el coeficiente de acoplo del elemento central, teniendo en cuenta el acoplamiento mutuo que sufre por parte del resto de elementos de la agrupación. Una vez que obtenemos su valor, y lo comparamos con el valor teórico, modificamos este elemento de tal forma que se aproxime al máximo a su valor ideal. Una vez que tenemos un valor razonable para este elemento, pasamos a seleccionar otros 9 elementos, y aquí es donde existe esta variabilidad de opciones que se mencionaba, puesto que podemos seleccionar los siguientes elementos en la dirección X , o en la dirección Y . En nuestro caso, por semejanza con el caso del array lineal, se analizarán los mismos arrays lineales, es decir, únicamente nos *moveremos* hacia el otro extremo de cada array (eje X).

Se continúa simulando cada agrupación y modificando cada elemento hasta llegar a los valores deseados. Se sabe que cada modificación que se realiza sobre un elemento nuevo, implica que la sección que hemos analizado inmediatamente antes ha cambiado en cuanto a acoplamientos mutuos, puesto que si modificamos el elemento 8, por ejemplo, este elemento va a afectar de manera distinta al elemento 7, por lo que el valor de acoplo que teníamos para el elemento 7 ya no es exactamente el que habíamos calculado. Estos errores se corrigen realizando varias iteraciones del método, e incluso mediante un ajuste final de todos los elementos en la antena completa.

5. Array 2D

Una vez analizados y modificados, si procede, todos los elementos de los 8 arrays que conforman la agrupación plana, se vuelve a simular la antena completa, y se obtienen los valores de acoplo de señal reales de cada elemento. Los nuevos valores de los elementos, tras una iteración del método, se presentan en la Tabla 5-4, y el diagrama de radiación de esta nueva antena se muestra en la Figura 5-10.

| Elemento | Filas (Arrays lineales) | | | | | | | |
|-----------|-------------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|------|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 1 | 2,95 | 3 | 2,98 | 3,01 | 3,01 | 2,98 | 3 | 2,95 |
| 2 | 3,65 | 3,65 | 3,67 | 3,7 | 3,7 | 3,67 | 3,65 | 3,65 |
| 3 | 4,15 | 4,2 | 4,2 | 4,22 | 4,22 | 4,2 | 4,2 | 4,15 |
| 4 | 4,5 | 4,54 | 4,54 | 4,6 | 4,6 | 4,54 | 4,54 | 4,5 |
| 5 | 4,75 | 4,82 | 4,85 | 4,9 | 4,9 | 4,85 | 4,82 | 4,75 |
| 6 | 5 | 5,04 | 5,07 | 5,1 | 5,1 | 5,07 | 5,04 | 5 |
| 7 | 5,15 | 5,2 | 5,27 | 5,27 | 5,27 | 5,27 | 5,2 | 5,15 |
| 8 | 5,3 | 5,35 | 5,39 | 5,39 | 5,39 | 5,39 | 5,35 | 5,3 |
| 9 | 5,41 | 5,45 | 5,48 | 5,5 | 5,5 | 5,48 | 5,45 | 5,41 |
| 10 | 5,5 | 5,54 | 5,58 | 5,6 | 5,6 | 5,58 | 5,54 | 5,5 |
| 11 | 5,57 | 5,61 | 5,65 | 5,67 | 5,67 | 5,65 | 5,61 | 5,57 |
| 12 | 5,61 | 5,65 | 5,7 | 5,7 | 5,7 | 5,7 | 5,65 | 5,61 |
| 13 | 5,64 | 5,67 | 5,7 | 5,72 | 5,72 | 5,7 | 5,67 | 5,64 |
| 14 | 5,52 | 5,6 | 5,65 | 5,65 | 5,65 | 5,65 | 5,6 | 5,52 |
| 15 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,36 |
| 16 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 | 5,77 |

Tabla 5-4: Longitudes de los elementos del array 16x8 compensado (short 5,77) tras 1 iteración

En esta tabla se pueden ver rápidamente los elementos que se han modificado (en negrita) respecto a los que teníamos en el array inicial (Tabla 5-2). En la mayoría de los casos se ha tenido que aumentar el tamaño de las ranuras. Es sabido que una ranura de mayor tamaño es capaz de acoplar una cantidad de señal mayor, y este efecto es el que va a contrarrestar el acoplamiento mutuo que sufre cada elemento por parte de los que tiene a su alrededor.

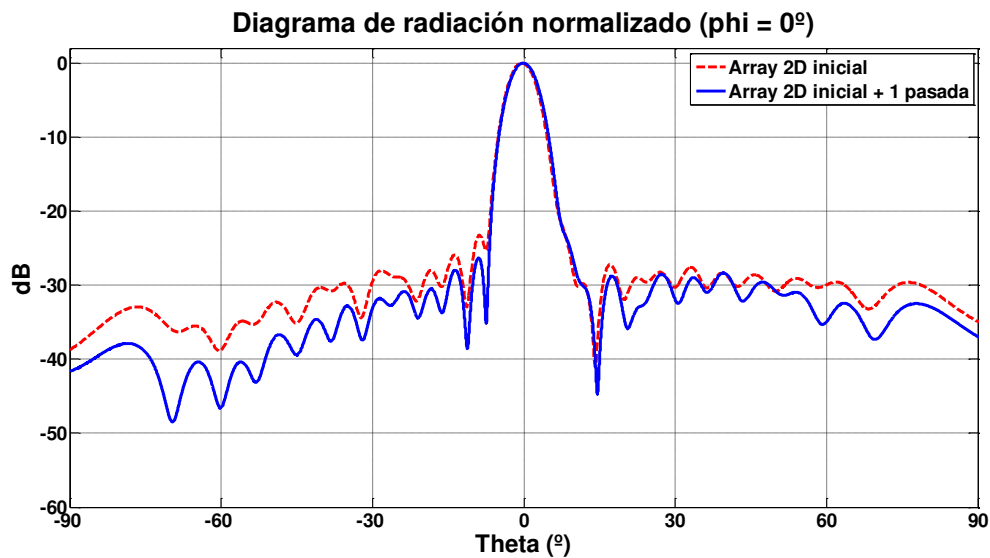


Figura 5-10: Comparación de diagramas de radiación de array 2D inicial y array 2D compensado tras aplicación del método (1 iteración)

Esta gráfica nos permite comprobar cuál es la verdadera mejora que ofrece el método de compensación de acoplos desarrollado. Partiendo de los valores teóricos obtenidos de una tabla, se forma una antena con unos resultados que, en un principio, nos pueden parecer aceptables. Sin embargo, tras el diseño de una nueva antena modificando cada uno de los elementos mediante el análisis de pequeñas agrupaciones de menor tamaño, se puede llegar a una antena con un diagrama de radiación mejorado. A partir de aquí, el método se puede continuar utilizando según el criterio del diseñador. Una de las ventajas de diseñar antenas de esta manera es que es el diseñador quien decide cuánto tiempo desea invertir en el diseño del array, y hasta cuánto quiere ser de exigente en cuanto a parámetros del diagrama de radiación.

Si miramos la diferencia de los valores de acoplo tras esta primera iteración tenemos:

5. Array 2D

| $S_k - S_{k_teórico}$ | | Array | | | | | | | |
|------------------------|----|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Elemento | 1 | -0,495 | -0,718 | -1,000 | -0,605 | -0,904 | -1,122 | -0,988 | -0,617 |
| | 2 | -0,793 | -1,808 | -1,988 | -1,593 | -1,622 | -1,840 | -2,223 | -1,051 |
| | 3 | -0,634 | -1,206 | -1,447 | -1,049 | -1,128 | -1,347 | -1,479 | -0,725 |
| | 4 | -0,876 | -1,687 | -1,964 | -1,697 | -1,718 | -1,865 | -2,020 | -1,024 |
| | 5 | -1,022 | -1,531 | -1,571 | -1,258 | -1,217 | -1,420 | -1,878 | -1,215 |
| | 6 | -0,484 | -0,904 | -1,150 | -0,829 | -0,947 | -1,154 | -1,331 | -0,422 |
| | 7 | -0,706 | -0,761 | -0,343 | -0,081 | 0,089 | -0,281 | -1,123 | -0,543 |
| | 8 | -0,574 | -1,110 | -0,691 | -0,597 | -0,460 | -0,741 | -1,579 | -0,598 |
| | 9 | -0,495 | -0,829 | -1,530 | -1,156 | -1,027 | -1,386 | -1,338 | -0,778 |
| | 10 | -0,869 | -1,094 | -1,063 | -0,713 | -0,685 | -0,994 | -1,445 | -0,837 |
| | 11 | -1,165 | -0,910 | -1,325 | -0,836 | -0,920 | -1,333 | -1,532 | -1,151 |
| | 12 | -1,601 | -1,331 | -1,224 | -0,736 | -0,755 | -1,215 | -1,882 | -1,602 |
| | 13 | -2,377 | -1,554 | -1,795 | -1,276 | -1,418 | -1,831 | -1,937 | -2,407 |
| | 14 | -4,110 | -2,829 | -2,275 | -1,623 | -1,935 | -2,515 | -3,382 | -3,924 |
| | 15 | -6,463 | -6,255 | -5,792 | -5,923 | -6,203 | -5,873 | -6,588 | -6,865 |
| | 16 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 |

Tabla 5-5: Diferencias de acoplo para los elementos del array 2D compensado (short 5,77 mm) con 1 iteración

Gracias a esta tabla podemos ver cuánto nos hemos acercado a los valores teóricos tras la primera iteración del método realizada. Se puede ver claramente cómo la diferencia de los valores de acoplo con respecto a los teóricos se ha disminuido. Tenemos unos elementos radiantes compensados que están radiando una cantidad de potencia más parecida a lo que deberían, incluso algunos (valores en verde) se encuentran muy cerca de los valores teóricos.

Un detalle que no pasa desapercibido son los valores muy diferenciados que tienen los elementos de la posición 15 de cada array. Se puede ver claramente como difieren mucho del valor buscado, y con esta primera iteración se ha podido comprobar que es imposible llegar a un valor razonable (no se puede aumentar tanto el tamaño del elemento). La solución que se ha buscado para remediar este problema ha sido disminuir considerablemente el último elemento (*short*), que actualmente tiene una longitud de 5,77 mm, hasta una nueva longitud de 5 mm. Esto va a provocar que necesite acoplar menos cantidad de potencia, y que los elementos que se encuentran inmediatamente antes (15, 14, 13...) puedan acercar su nivel de acoplo al deseado.

Se ha continuado aplicando el método a los resultados que teníamos tras una iteración, añadiendo el mencionado cambio de longitud del último elemento. Realizar una iteración adicional es un trabajo que conlleva un tiempo elevado de simulación, análisis y comprobación de resultados. No obstante, la mejora que se produce en las propiedades de radiación de la antena al continuar aplicando el método es muy grande. Se ha realizado, por tanto, una segunda pasada, donde se han vuelto a analizar uno por uno todos los

elementos del array, y se han modificado, si procede, para acercar su nivel de acoplo de señal al valor teórico. En la siguiente tabla se muestran los nuevos valores de longitud de los 128 elementos radiantes tras esta segunda tanda de modificaciones.

| Elemento | Filas (Arrays lineales) | | | | | | | |
|----------|-------------------------|------|------|------|------|------|------|------|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 1 | 2,95 | 3,1 | 3,1 | 3,15 | 3,15 | 3,1 | 3,1 | 2,95 |
| 2 | 3,65 | 3,82 | 3,82 | 3,9 | 3,9 | 3,82 | 3,82 | 3,65 |
| 3 | 4,15 | 4,3 | 4,3 | 4,35 | 4,35 | 4,3 | 4,3 | 4,15 |
| 4 | 4,5 | 4,66 | 4,66 | 4,7 | 4,7 | 4,66 | 4,66 | 4,5 |
| 5 | 4,75 | 4,9 | 4,9 | 4,95 | 4,95 | 4,9 | 4,9 | 4,75 |
| 6 | 5 | 5,1 | 5,1 | 5,15 | 5,15 | 5,1 | 5,1 | 5 |
| 7 | 5,15 | 5,27 | 5,27 | 5,3 | 5,3 | 5,27 | 5,27 | 5,15 |
| 8 | 5,3 | 5,39 | 5,41 | 5,41 | 5,41 | 5,41 | 5,39 | 5,3 |
| 9 | 5,41 | 5,48 | 5,5 | 5,52 | 5,52 | 5,5 | 5,48 | 5,41 |
| 10 | 5,5 | 5,54 | 5,58 | 5,62 | 5,62 | 5,58 | 5,54 | 5,5 |
| 11 | 5,57 | 5,61 | 5,67 | 5,7 | 5,7 | 5,67 | 5,61 | 5,57 |
| 12 | 5,61 | 5,67 | 5,72 | 5,74 | 5,74 | 5,72 | 5,67 | 5,61 |
| 13 | 5,64 | 5,67 | 5,72 | 5,74 | 5,74 | 5,72 | 5,67 | 5,64 |
| 14 | 5,52 | 5,6 | 5,65 | 5,67 | 5,67 | 5,65 | 5,6 | 5,52 |
| 15 | 5,36 | 5,36 | 5,36 | 5,45 | 5,45 | 5,36 | 5,36 | 5,36 |
| 16 | 5,77 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5,77 |

Tabla 5-6: Longitudes de los elementos del array 16x8 compensado (short 5 mm) tras 2 iteraciones

Esta segunda modificación de los elementos de la agrupación plana provoca, como se ha ido comentando, una mejora del diagrama de radiación, que podemos ver junto a los dos diseños anteriores en la Figura 5-11.

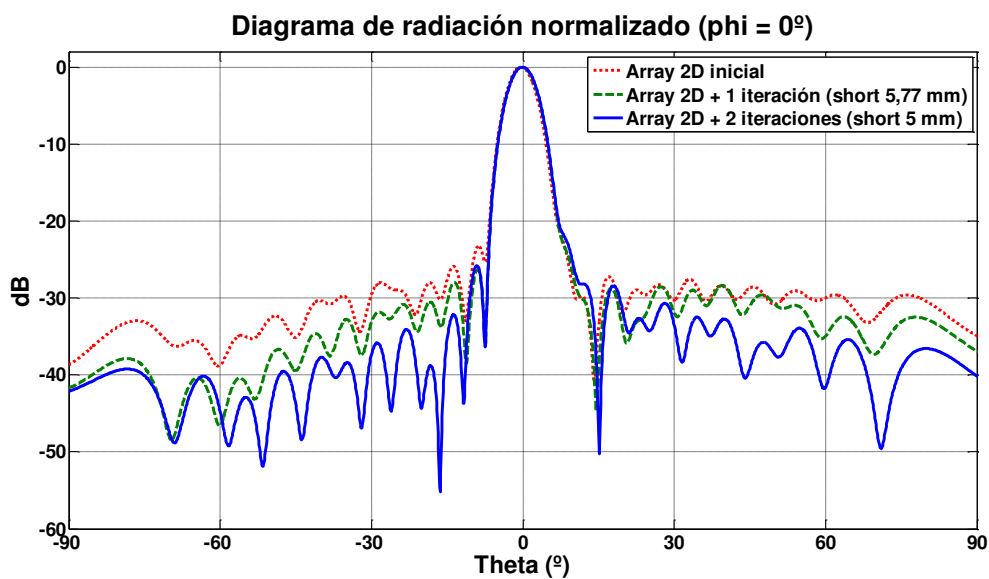


Figura 5-11: Comparación de diagramas de radiación de array 2D inicial, array 2D (short 5,77 mm) tras 1 iteración y array 2D (short 5 mm) tras 2 iteraciones

5. Array 2D

Se ha podido comprobar que las ranuras, por norma general, *piden* aumentar su tamaño para llegar a acoplar la cantidad de potencia que deseamos. Este método nos permite hacer esto hasta que las dimensiones físicas de nuestra antena nos lo permitan. En nuestro caso, por ejemplo, según se calculó en 4.1.1.1, la anchura de la guía de onda es de 11 mm, por lo que una ranura de más de 5.8-5.9 mm no cabe en estas prestaciones que tenemos. Este es el factor determinante que nos limita, en el caso concreto de nuestro array, seguir realizando iteraciones del método para seguir mejorando las propiedades de la antena. Como se puede ver, a medida que realizamos iteraciones del método, nuestra antena se va acercando más al modelo teórico. Esto quiere decir que en los primeros pasos se va a notar una gran mejoría respecto a los valores iniciales, pero a medida que se van modificando, la mejoría empieza a ser cada vez menor. El punto de finalización está determinado, principalmente, por dos motivos: la anchura de la guía, que limita el tamaño máximo de las ranuras; y por otro lado, el margen de mejora que ofrece el método, que en este caso, es el diseñador quien debe decidir si *compensa* realizar una iteración más, o alguna modificación extra de algún elemento, sabiendo que la mejora no va a ser excesivamente grande.

De nuevo, la mejor forma de ver cómo nos estamos acercando a los valores teóricos es mediante la comparación de los coeficientes de acoplo respecto de su valor teórico. Tras esta segunda iteración, donde se han modificado los elementos concretos que más distaban de sus respectivos teóricos, llegamos a la siguiente tabla con las diferencias de valores de acoplo.

| $S_k - S_{k_teórico}$ | | Array | | | | | | | |
|------------------------|----|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Elemento | 1 | -0,052 | -0,189 | 0,151 | 0,057 | -0,023 | 0,047 | -0,428 | -0,452 |
| | 2 | -0,331 | -0,780 | -0,693 | 0,249 | 0,069 | -0,502 | -1,211 | -0,610 |
| | 3 | -0,127 | -0,811 | -0,718 | -0,227 | -0,404 | -0,531 | -1,057 | -0,303 |
| | 4 | -0,395 | -0,606 | -0,519 | -0,261 | -0,422 | -0,439 | -0,934 | -0,664 |
| | 5 | -0,583 | -0,883 | -0,868 | -0,217 | -0,286 | -0,692 | -1,266 | -0,825 |
| | 6 | 0,042 | -0,696 | -0,496 | -0,323 | -0,369 | -0,489 | -0,934 | -0,009 |
| | 7 | -0,160 | -0,177 | -0,342 | 0,125 | 0,024 | -0,281 | -0,645 | -0,109 |
| | 8 | 0,093 | -0,522 | -0,261 | -0,426 | -0,639 | -0,362 | -1,039 | -0,066 |
| | 9 | 0,180 | -0,586 | -0,874 | -0,218 | -0,461 | -0,723 | -1,097 | -0,258 |
| | 10 | -0,087 | -0,946 | -0,954 | -0,438 | -0,420 | -1,107 | -1,223 | -0,126 |
| | 11 | -0,238 | -0,873 | -0,659 | -0,359 | -0,514 | -0,625 | -1,308 | -0,415 |
| | 12 | -0,448 | -0,476 | -0,913 | -0,473 | -0,386 | -0,896 | -0,649 | -0,664 |
| | 13 | -0,328 | -0,731 | -0,739 | -0,730 | -0,985 | -0,853 | -0,951 | -0,379 |
| | 14 | -0,388 | -1,489 | -2,169 | -1,758 | -1,595 | -2,432 | -1,519 | -0,509 |
| | 15 | 0,191 | -0,869 | -1,049 | -0,309 | -0,355 | -0,480 | -1,059 | 0,176 |
| | 16 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 |

Tabla 5-7: Diferencias de acoplo para los elementos del array 2D compensado (short 5 mm) con 2 iteraciones

En esta tabla vemos cómo el valor de acoplo de los elementos que se han retocado se acerca más a su valor teórico (la diferencia se aproxima más a cero). No obstante, como ya se ha ido viendo durante todo este proyecto, al modificar un elemento estamos modificando también la radiación que produce el mismo sobre sus elementos vecinos, por lo que las modificaciones que hacemos sobre estas tablas no van a reflejar que los cambios en los valores de acoplo sean exactamente los que estamos buscando, pero sí nos vamos acercando cada vez más a los valores deseados. Además, la disminución del último elemento (de 5,77 a 5 mm) ha provocado que los elementos de su alrededor acoplen una cantidad de potencia mucho más coherente con respecto a lo que teníamos anteriormente.

A pesar de esta modificación, vemos cómo los elementos de las posiciones 14 y 15 siguen teniendo un valor ligeramente desviado. Por esto, además de las dos iteraciones realizadas, se ha decidido reducir de nuevo el último elemento (en este caso, de 5 a 4 mm) ya que, según varias pruebas que se han realizado, esto nos permite mejorar el nivel de los lóbulos secundarios contenidos en ángulos *theta* positivos. Además de esto, se han retocado ciertos elementos pero esta vez analizando la antena completa, es decir, tal y como se explicaba en el apartado 3.4.3. En este caso no se divide en secciones la antena, sino que se simula el array ya compensado, y se calculan los coeficientes de acoplo reales de cada elemento. Este último proceso de retoque nos va a permitir definir el diagrama de radiación un poco mejor, y será también decisión del diseñador el tiempo que desea invertir en retocar ciertos elementos para conseguir un diagrama de radiación ligeramente mejorado, en algunos detalles, al ya obtenido.

| Elemento | Filas (Arrays lineales) | | | | | | | |
|----------|-------------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|------|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 1 | 2,95 | 3,1 | 3,15 | 3,15 | 3,15 | 3,15 | 3,1 | 2,95 |
| 2 | 3,65 | 3,9 | 3,9 | 3,9 | 3,9 | 3,9 | 3,9 | 3,65 |
| 3 | 4,15 | 4,35 | 4,4 | 4,35 | 4,35 | 4,4 | 4,35 | 4,15 |
| 4 | 4,5 | 4,75 | 4,75 | 4,7 | 4,7 | 4,75 | 4,75 | 4,5 |
| 5 | 4,8 | 4,95 | 4,95 | 4,95 | 4,95 | 4,95 | 4,95 | 4,8 |
| 6 | 5 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5,15 | 5 |
| 7 | 5,15 | 5,27 | 5,3 | 5,3 | 5,3 | 5,3 | 5,27 | 5,15 |
| 8 | 5,3 | 5,41 | 5,45 | 5,45 | 5,45 | 5,45 | 5,41 | 5,3 |
| 9 | 5,41 | 5,55 | 5,55 | 5,55 | 5,55 | 5,55 | 5,55 | 5,41 |
| 10 | 5,5 | 5,62 | 5,65 | 5,65 | 5,65 | 5,65 | 5,62 | 5,5 |
| 11 | 5,6 | 5,72 | 5,74 | 5,72 | 5,72 | 5,74 | 5,72 | 5,6 |
| 12 | 5,65 | 5,74 | 5,75 | 5,75 | 5,75 | 5,75 | 5,74 | 5,65 |
| 13 | 5,7 | 5,74 | 5,75 | 5,74 | 5,74 | 5,75 | 5,74 | 5,7 |
| 14 | 5,57 | 5,6 | 5,65 | 5,67 | 5,67 | 5,65 | 5,6 | 5,57 |
| 15 | 5,36 | 5,36 | 5,4 | 5,4 | 5,4 | 5,4 | 5,36 | 5,36 |
| 16 | 5 | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 | 5 |

Tabla 5-8: Longitudes de los elementos del array 16x8 compensado (short 4 mm) tras 2 iteraciones y ajuste final

5. Array 2D

En la Tabla 5-8 se muestran los valores finales de los 128 elementos que conforman el array bidimensional final compensado en este PFC. A simple vista se puede observar cómo la mayoría de los elementos han sufrido un incremento de su longitud con respecto a los valores anteriores. Los elementos que se concentran en torno al *centro* del array son los que más se han tenido que agrandar, pues es esa zona donde se concentra la máxima dirección de radiación.

De esta forma podemos ver el comportamiento real de la antena, y podemos estimar la modificación que debemos realizar a cada elemento para terminar de aproximar esos niveles de acoplo a los calculados teóricamente. Esta es una parte del método ligeramente más inexacta, ya que al modificar un elemento, de nuevo, estamos modificando la manera en la que afecta a los de alrededor. Por esto, serán necesarias varias simulaciones, y probablemente pequeñas rectificaciones, para realizar estos ajustes finales y llegar a los valores óptimos para cada elemento.

En la Tabla 5-9 están las diferencias de los coeficientes de acoplo tras los ajustes finales, donde podemos ver claramente, gracias a los colores claros, que nos hemos acercado considerablemente a los valores teóricos. Si se compara esta tabla con la tabla inicial (Tabla 5-3) podemos apreciar claramente las mejoras que se han conseguido en términos de coeficientes de acoplo respecto a la antena inicial, lo que va a originar, como veremos a continuación, un diagrama de radiación mucho mejor conformado que el que teníamos inicialmente.

| $S_k - S_{k_teórico}$ | | Array | | | | | | | |
|------------------------|----|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Elemento | 1 | -0,073 | -0,087 | 0,188 | -0,060 | -0,050 | 0,164 | -0,345 | -0,475 |
| | 2 | -0,348 | -0,648 | -0,554 | 0,181 | 0,075 | -0,328 | -1,086 | -0,622 |
| | 3 | -0,169 | -0,648 | -0,539 | -0,291 | -0,397 | -0,336 | -0,885 | -0,314 |
| | 4 | -0,407 | -0,441 | -0,384 | -0,329 | -0,413 | -0,239 | -0,766 | -0,664 |
| | 5 | -0,590 | -0,703 | -0,721 | -0,286 | -0,275 | -0,514 | -1,104 | -0,817 |
| | 6 | 0,029 | -0,579 | -0,402 | -0,407 | -0,392 | -0,392 | -0,823 | 0,031 |
| | 7 | -0,180 | -0,019 | -0,330 | -0,067 | -0,094 | -0,201 | -0,466 | -0,081 |
| | 8 | 0,075 | -0,355 | -0,329 | -0,610 | -0,734 | -0,372 | -0,883 | 0,004 |
| | 9 | 0,079 | -0,590 | -0,961 | -0,440 | -0,595 | -0,910 | -1,067 | -0,197 |
| | 10 | -0,151 | -0,947 | -1,155 | -0,684 | -0,575 | -1,249 | -1,220 | -0,030 |
| | 11 | -0,347 | -0,993 | -0,825 | -0,694 | -0,766 | -0,876 | -1,329 | -0,259 |
| | 12 | -0,550 | -0,701 | -1,101 | -0,621 | -0,502 | -0,986 | -0,812 | -0,403 |
| | 13 | -0,320 | -0,764 | -0,797 | -0,171 | -0,253 | -0,809 | -0,783 | -0,126 |
| | 14 | -0,533 | -0,264 | -0,187 | -0,010 | 0,007 | -0,271 | -0,210 | -0,291 |
| | 15 | 0,123 | 0,901 | 0,916 | 0,946 | 0,940 | 0,922 | 0,892 | 0,183 |
| | 16 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 | 0,000 |

Tabla 5-9: Diferencias de acoplo para los elementos del array 2D compensado (short 4 mm) con 2 iteraciones y ajustes finales

A continuación se muestra el diagrama de radiación del array 2D final compensado mediante el método de compensación de acoplos presentado. Es un diagrama con unos niveles de lóbulos muy por debajo de los que nos encontrábamos en el diagrama inicial, así como un mayor estrechamiento del lóbulo principal y una mejor definición de dichos lóbulos.

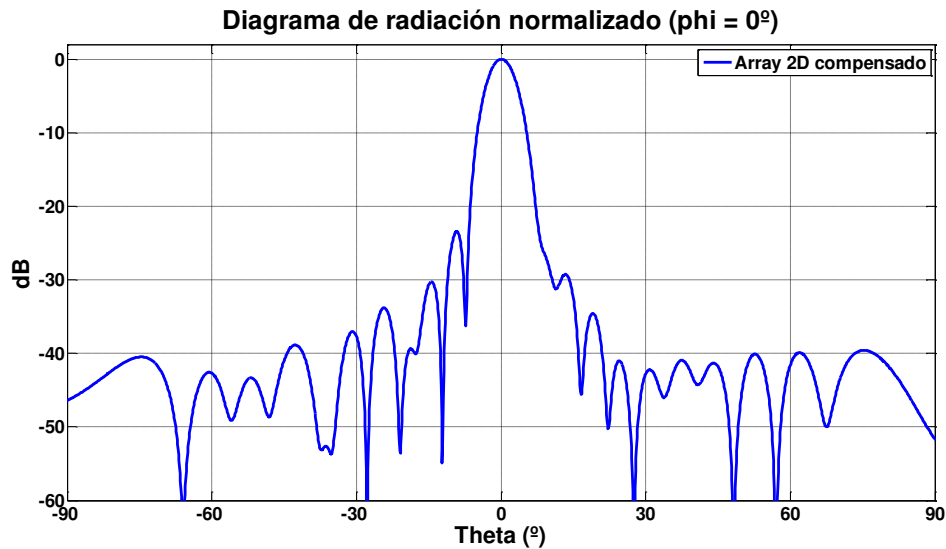


Figura 5-12: Diagrama de radiación del array 2D final compensado mediante método de compensación de acoplos presentado en este PFC

El resultado final que refleja el buen funcionamiento del método diseñado es la comparación de este diagrama de radiación con su correspondiente diagrama de radiación de la antena inicial, donde vamos a apreciar claramente estas mejoras mencionadas. Esta comparación se muestra en la Figura 5-13.

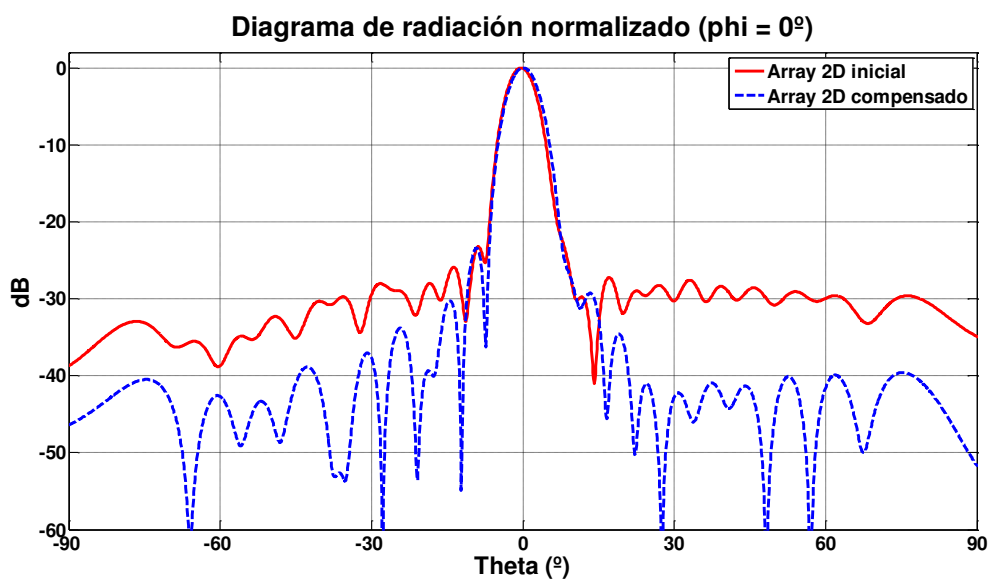


Figura 5-13: Comparación diagrama de radiación array 2D inicial y array 2D final compensado

5. Array 2D

Gracias a esta gráfica se puede comprobar el gran margen de mejora que se ha conseguido. El nivel de los lóbulos secundarios del diagrama de radiación de la antena compensada es mucho mejor que el del diagrama de radiación de la antena inicial que ha servido como punto de partida. Además se ha conseguido una ligera mejora en la dirección de máximo apuntamiento, así como una ligera mejora en la ganancia global en dicha dirección. Todo esto se traduce en que la antena radia más cantidad de potencia y de una forma más concentrada en la dirección que debe radiar, es decir, se han mejorado las prestaciones de la antena.

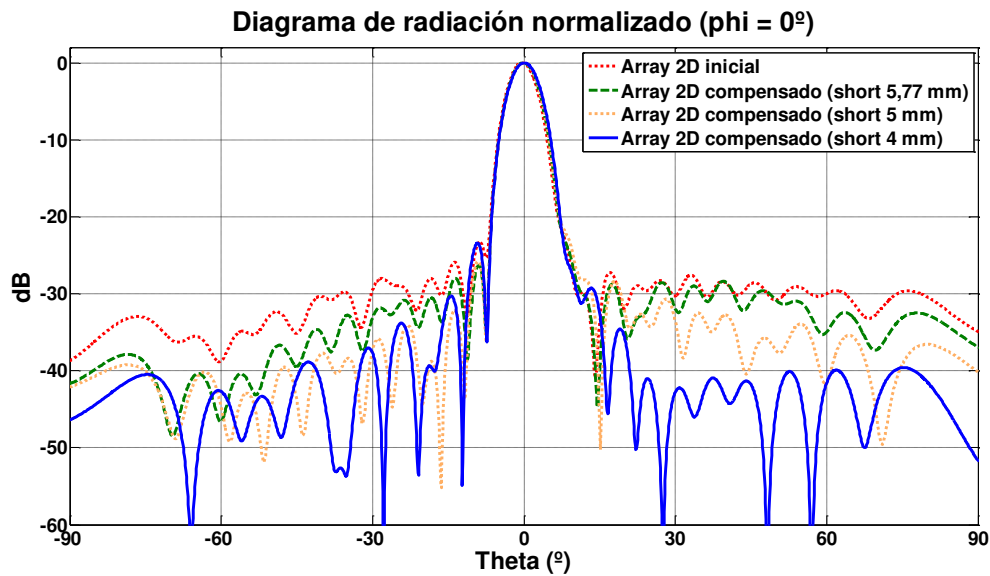


Figura 5-14: Comparación de diagramas de radiación arrays 2D inicial y con las principales etapas del método de compensación de acoplos

Por último, se ha considerado oportuno destacar y comparar las diferentes etapas en el diseño y conformación de esta antena final. En la Figura 5-14 se comparan los diagramas de radiación de las diferentes antenas diseñadas a lo largo del proceso de compensación, dando una idea clara de lo que provoca en dichos diagramas la realización de una iteración, o un ajuste final a la antena.

6

Construcción y medida

6.1 Integración

En este apartado se presenta la agrupación plana 2D diseñada y construida en el taller de circuitos impresos de la EPS, así como sus resultados experimentales. En primer lugar se va a mostrar el proceso de construcción de la antena y, posteriormente, se realizará una comparación de los resultados obtenidos por simulación que se veían en los apartados anteriores con los resultados medidos sobre la antena construida.

La Figura 6-1 muestra el prototipo construido. Como ya se ha visto, se trata de una array bidimensional de 128 elementos radiantes (ranuras) sobre sustrato dieléctrico (SIW) con polarización circular. Los elementos están formados por 4 ranuras cruzadas y 2 vías de sintonía (aquellos elementos mayores de 5.1 mm), y están distribuidos en 8 agrupaciones lineales de 16 elementos que siguen una función de alimentación de Taylor a -26 dB. Cada uno de los arrays lineales se alimenta con un divisor de potencia 1:8 construido con tecnología SIW. En el puerto de entrada de la antena se utiliza una transición horizontal SMA-microstrip-SIW con un mecanizado de aluminio para evitar radiaciones indeseadas en el transformador de impedancias microstrip.

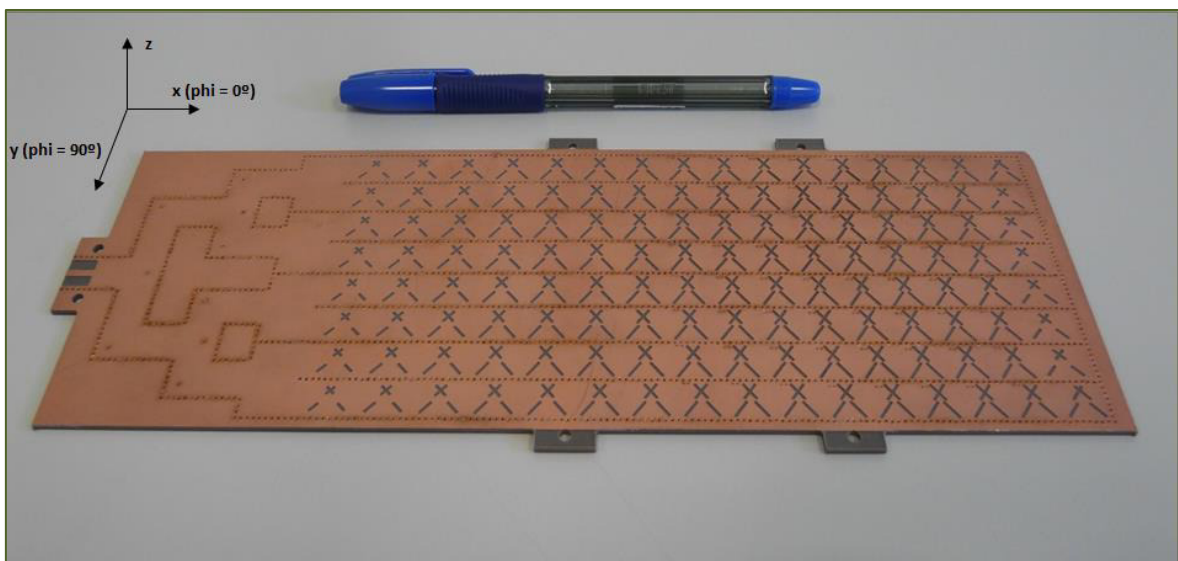


Figura 6-1: Prototipo del array 2D plano sobre SIW construido

El proceso de fabricación se ha realizado íntegramente haciendo uso del equipamiento contenido en los laboratorios de la EPS-UAM. Es muy importante tener en cuenta que gran parte del proceso de fabricación se realiza manualmente. El conector SMA de entrada, con unas dimensiones muy reducidas ($1 \times 0.5 \times 0.15 \text{ mm}$) debe ser soldado manualmente al transformador microstrip que forma parte de la transición utilizada. En las Figura 6-2 y 6-3 se pueden apreciar los detalles de la red de alimentación construida sobre SIW, así como la transición SIW-microstrip.

6. Construcción y medida

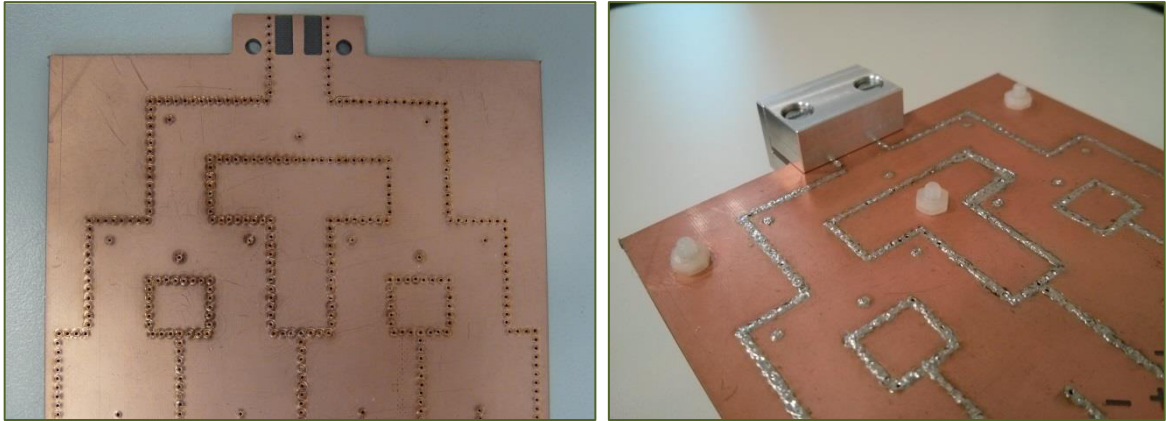


Figura 6-2: Red de alimentación completa sobre SIW sin conector (izquierda) y detalle de la red de alimentación con conector (derecha)

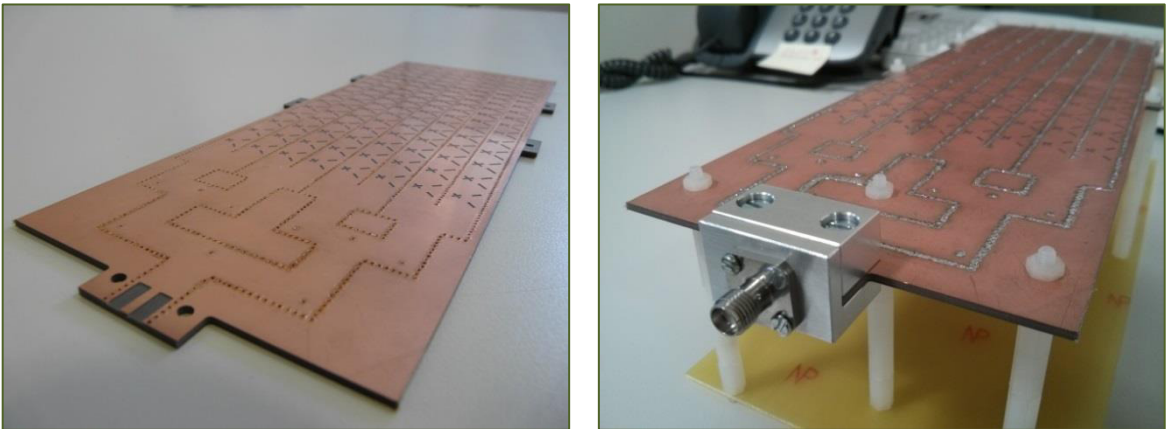


Figura 6-3: Transición SIW-microstrip. Detalle sin conector (izquierda) y con conector SMA (derecha)

El proceso de metalización de las vías de la estructura se realiza también de forma manual, utilizando remaches metálicos [19]. Además, cada una de ellas se somete a un proceso de soldadura, también manual, para añadir continuidad a la estructura (Figura 6-4).

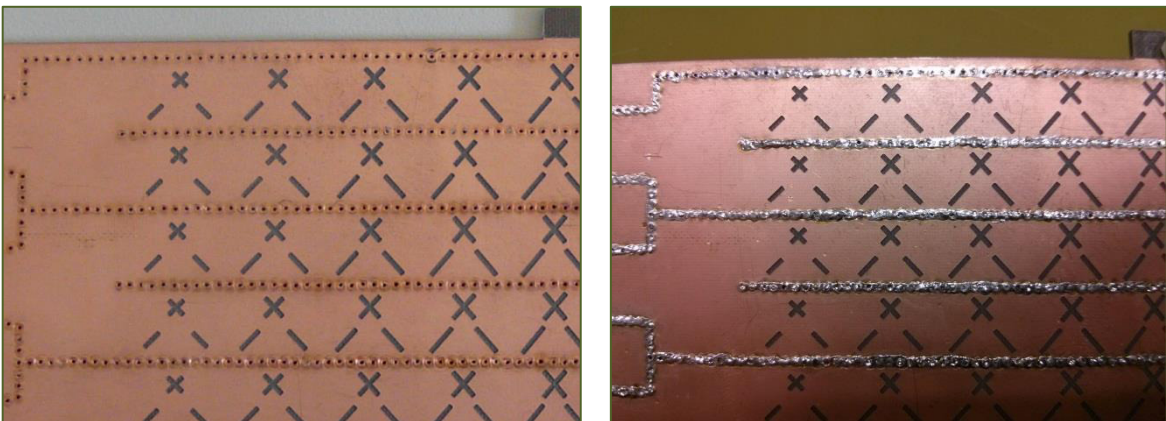


Figura 6-4: Detalle de elementos radiantes y vías antes de la metalización (izquierda) y tras la soldadura de los remaches (derecha)

En estas imágenes podemos apreciar como éste no es un proceso excesivamente limpio y está en cierta parte condicionado a la habilidad del constructor de la antenna. Se deben soldar cada una de las vías para asegurarse de que se está teniendo una correcta unión al sustrato, y se debe tener especial cuidado a la hora de metalizar las mismas para que el estaño no se extienda por los elementos radiantes, pues esto podría provocar que dejasen de radiar como en un principio se había diseñado.

6.2 Resultados experimentales

En esta sección se van a presentar los resultados experimentales de la agrupación plana diseñada y construida que se veía en el apartado anterior. Se va a realizar una comparación de los resultados simulados de esta antenna, comparados con los resultados medidos en la Cámara Anecoica. Los resultados simulados son los resultados que se tendrían idealmente si la construcción de la antenna y las condiciones fueran exactamente igual a las que estamos suponiendo en el software de simulación. Como es sabido, hay numerosos factores que afectan a estos parámetros y que van a provocar que el resultado no sea exactamente el esperado.

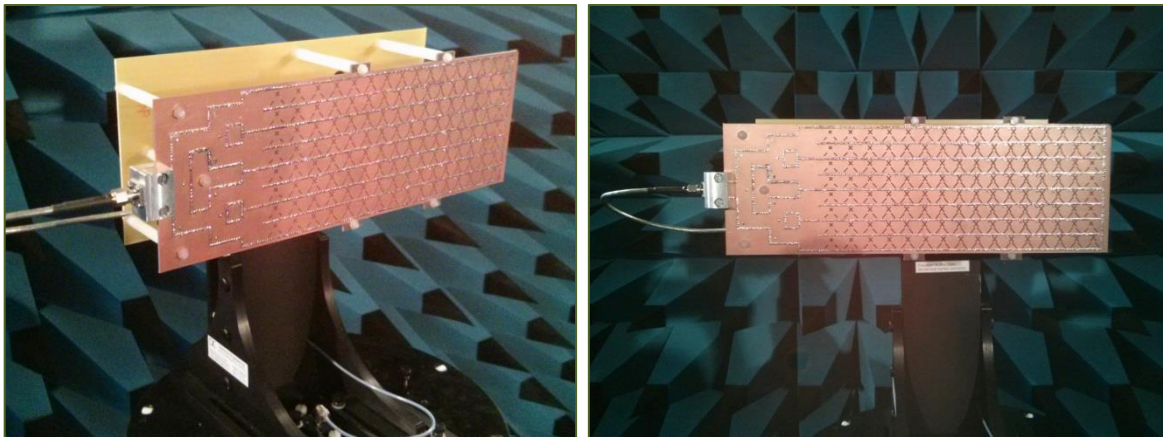


Figura 6-5: Array plano montado en Cámara Anecoica para su medición

Los principales parámetros a comparar entre la simulación de la antenna y dicha agrupación construida y medida son básicamente cuatro: el coeficiente de reflexión, el parámetro *Axial Ratio*, el diagrama de radiación y la ganancia de la antenna. Con la ayuda de estos 4 parámetros podemos reflejar claramente cómo se está comportando la antenna.

6.2.1 Coeficiente de reflexión

El coeficiente de reflexión ($S_{1,1}$) relaciona la amplitud de la onda reflejada con la amplitud de la onda incidente. Al representar este factor en función de la frecuencia, podemos ver la cantidad de potencia que se está reflejando.

En la Figura 6-6 se puede ver la comparación del coeficiente de reflexión en la banda de frecuencia de 16.3 a 17.7 GHz para la agrupación plana simulada con el software de diseño CST y la antenna construida y medida en la Cámara Anecoica.

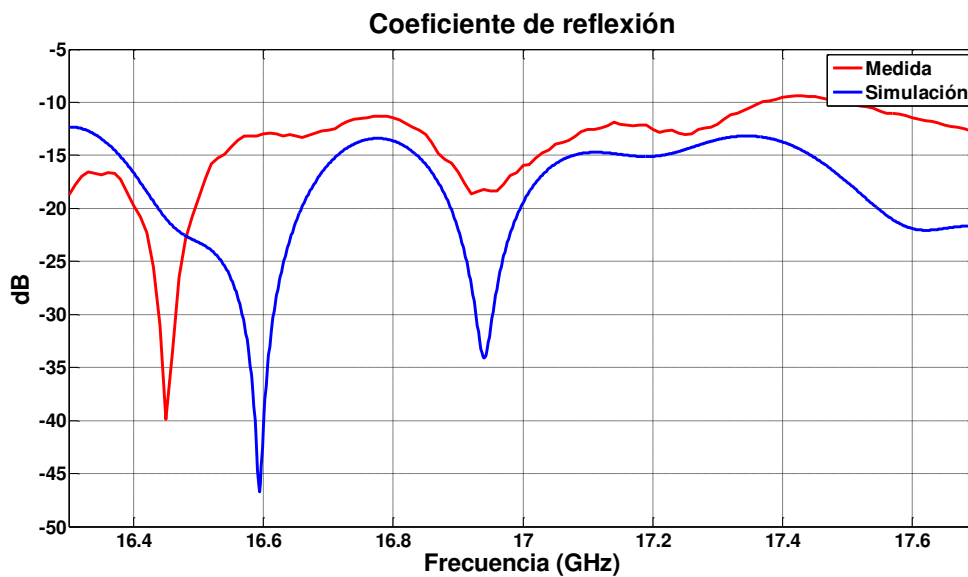


Figura 6-6: Coeficiente de reflexión de la agrupación plana medida y simulada

En la imagen anterior podemos ver la reflexión de la antenna para cada frecuencia. A la frecuencia central de trabajo (17 GHz) tenemos una reflexión de -19.62 dB para la antenna simulada y -15.95 dB para el caso medido. Esta diferencia entre ambos valores de reflexión es el resultado que cabría esperar, puesto que las condiciones en las que se ha construido y medido la antenna no eran las ideales, tal y como se había simulado.

Es importante observar también el comportamiento alrededor de dicha frecuencia central, ya que esta agrupación está diseñada para tener un comportamiento determinado en la banda de funcionamiento de 16.3 a 17.7 GHz. En esta banda de frecuencia, tenemos comportamientos similares tanto en la antenna simulada como en la construida y medida, cuyo coeficiente de reflexión se mantiene por debajo de -9 dB en todo el rango.

6.2.2 Axial Ratio

El segundo de los parámetros destacados a comparar es el *Axial Ratio (AR)*, tal y como veíamos en el apartado 4 de este documento. A diferencia de este apartado, vamos a representar este parámetro en función de la frecuencia. Esto nos permite hacernos una idea de cómo se está comportando la polarización circular a derechas para cada frecuencia en la dirección de máximo apuntamiento de la antena, lo que nos resulta más útil a la hora de realizar la comparación de los resultados simulados y medidos.

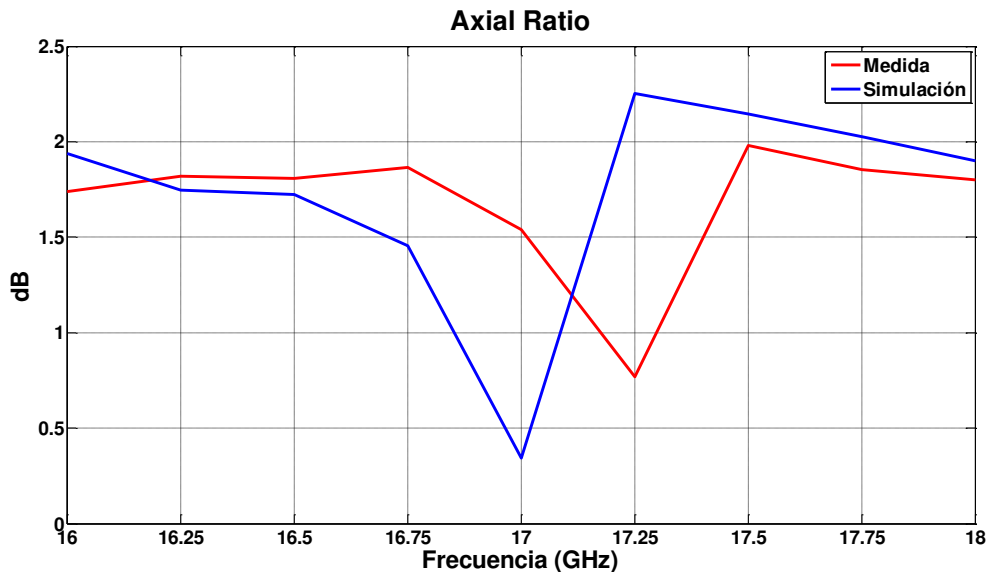


Figura 6-7: Axial Ratio de la agrupación plana medida y simulada

El valor de AR a 17 GHz es de 0.31 para la antena simulada y de 1.54 para la antena medida. Sin embargo se aprecia, claramente, como el mínimo de AR se ha desplazado de 17 GHz a 17.25 GHz debido, principalmente, al proceso de construcción manual así como a imperfecciones en el plano reflector de la antena. Así, el nivel mínimo de AR medido es 0.75 a 17.25 GHz.

6.2.3 Diagrama de radiación

El tercer parámetro importante a la hora de comparar los resultados es el diagrama de radiación, tal y como se ha venido haciendo a lo largo de este proyecto. Este diagrama nos va a reflejar de forma más clara las características globales de radiación de la antena.

A continuación se muestra el diagrama de radiación de la agrupación plana simulada comparada con la medida. El diagrama simulado es exactamente el diagrama de la antena compensada final que teníamos en el apartado 5.3.2, esto es, el diagrama

6. Construcción y medida

resultante de la aplicación del método de compensación de acoplos presentado con los ajustes finales.

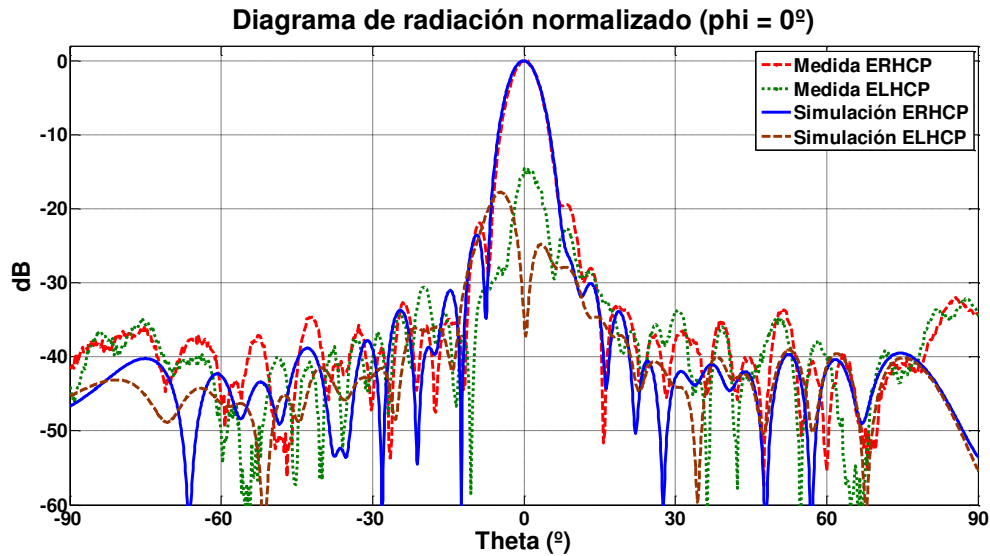


Figura 6-8: Diagrama de radiación del array 2D final medido y simulado a 17 GHz

En este diagrama anterior podemos ver la componente circular a derechas del campo radiado (ERHP) contrapuesta con la componente circular a izquierdas (ELHCP) para ambos casos (simulación y medida). En nuestro caso, el diagrama al que vamos a prestar mayor atención es el ERHCP, ya que la antena se ha definido con polarización circular a derechas.

Se puede apreciar cómo al construir la antena han empeorado ligeramente algunas propiedades, tal y como ya hemos visto con el resto de parámetros. Los lóbulos secundarios de la medida se elevan ligeramente en comparación a los de la simulación, así como el resto de lóbulos, que tienen valores algo menores para el resto de ángulos θ .

En la Figura 6-9 se muestran los mismos diagramas de radiación que anteriormente pero esta vez para el corte vertical de la antena ($\phi=90^\circ$). En este caso también podemos ver cómo se consigue un comportamiento similar para la antena construida con respecto a la simulación. Es necesario resaltar que en el corte $\phi=90^\circ$ se define un array de 8 elementos radiantes con alimentación uniforme, ya que cada uno de los arrays lineales que forman la antena 2D se alimenta con la misma potencia. Por ello, se obtiene un diagrama con una anchura de haz de 10.3° y con un nivel de lóbulos secundarios de -13 dB, aproximadamente.

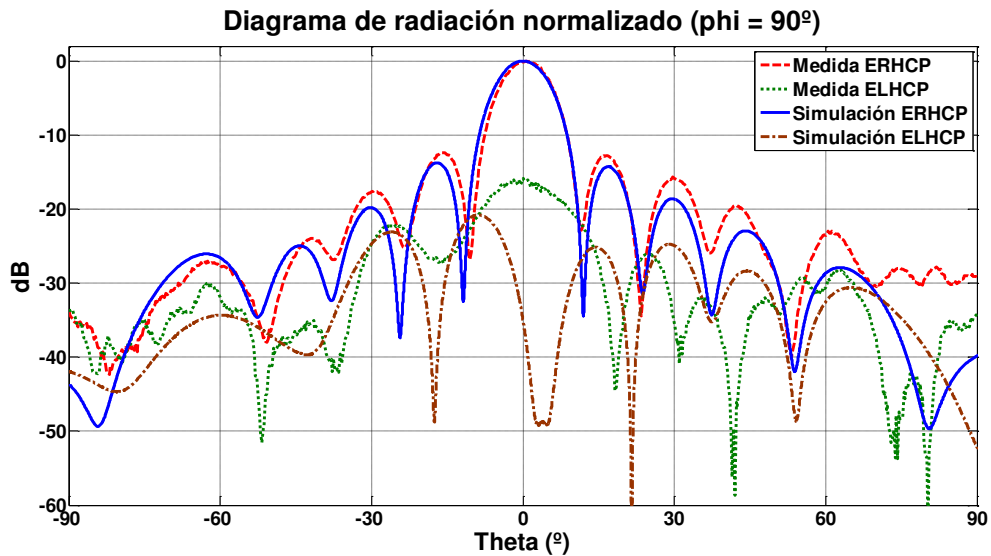


Figura 6-9: Diagrama de radiación del array 2D final medido y simulado (corte vertical $\phi=90^\circ$)

También se ha considerado oportuno reflejar en este apartado el diagrama de radiación (polarización de derechas ERHCP) de la antenna medida para las frecuencias en los extremos de la banda de interés (16.3 y 17.7 GHz). Con esto vamos a tener una visión muy clara del desapuntamiento que sufre la antenna con la frecuencia.

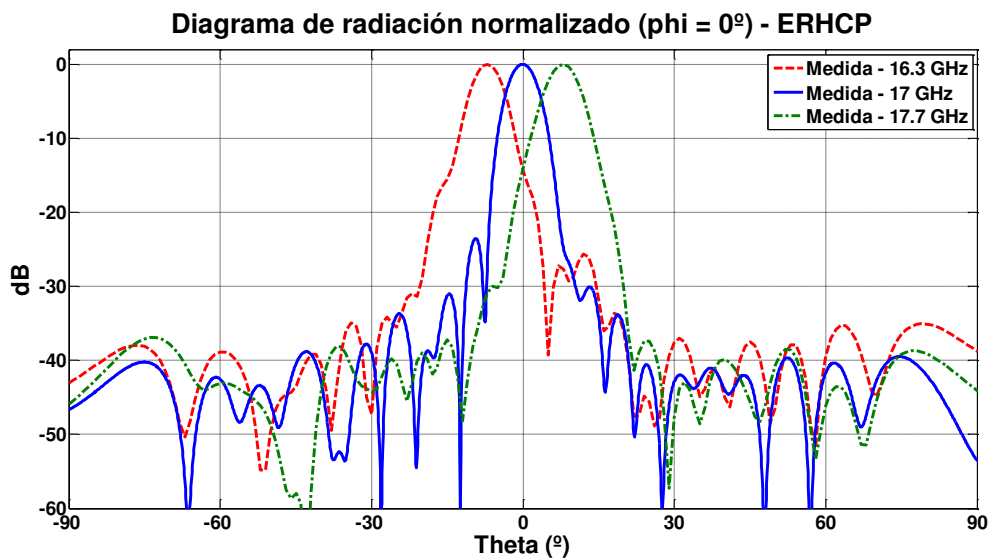


Figura 6-10: Diagrama de radiación del array 2D final medido para 16.3, 17 y 17.7 GHz

El desapuntamiento a 16.3 y 17.7 GHz es de $\pm 7^\circ$. Por ello, se considera que, siguiendo un criterio de dispersión del haz principal de $\pm 3^\circ$ (donde el haz principal a la frecuencia de diseño cae 3 dB), el ancho de banda útil de la antenna se reduce a un 3% (de 16.7 a 17.3 GHz). Este efecto de desapuntamiento es característico de los arrays de onda progresiva.

6.2.4 Ganancia

Por último, es pertinente destacar el valor de la ganancia de la antena. Este es un parámetro que no se ha visto prácticamente modificado a lo largo de todos los diseños realizados en este PFC, ya que los parámetros de diseño que se han ido modificando no afectaban en gran parte a esta ganancia.

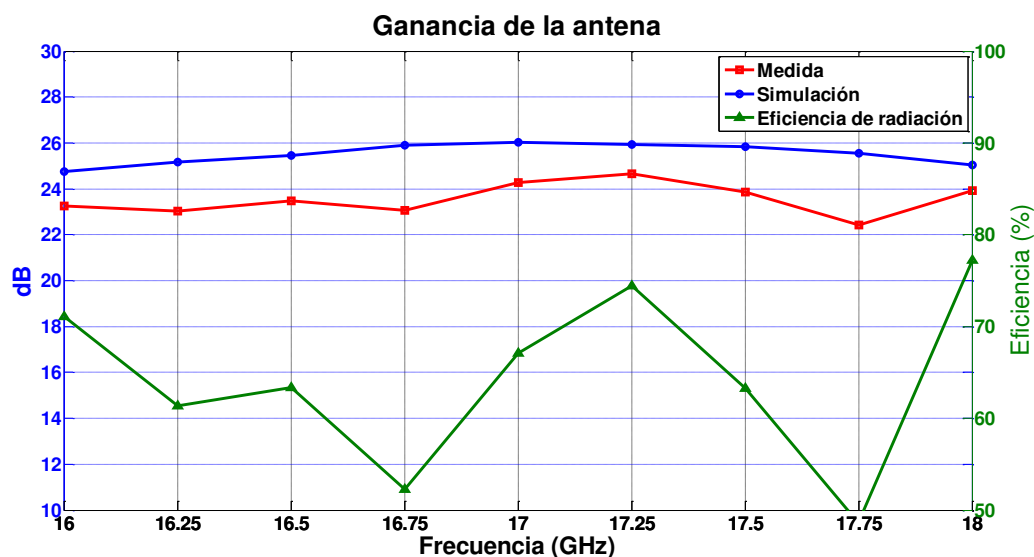


Figura 6-11: Ganancia de la antena (medida y simulada) y eficiencia de radiación

En la Figura 6-11 se muestra la ganancia de la antena en frecuencia tanto para la agrupación simulada como para la medida en la dirección de máximo apuntamiento. Se puede apreciar que ambas son bastante parejas para toda la banda de frecuencias. La ganancia de la antena medida a 17 GHz es de 24.3 dB mientras que la ganancia máxima la encontramos a 17.25 GHz y tiene un valor de 24.7 dB.

Además, en esta gráfica se muestra también la eficiencia de radiación, que se puede definir como la relación entre la ganancia medida y la ganancia simulada. Esta se mide en porcentaje. Se puede ver cómo dicha eficiencia a la frecuencia de diseño (17 GHz) está en torno al 67 %, y su valor máximo, en torno al 74.5%, lo alcanza de nuevo a 17.25 GHz.

Según estos resultados, el mejor comportamiento de la antena construida es a 17.25 GHz. Es a esta frecuencia a la que la antena tiene mayor ganancia, mayor eficiencia y donde la polarización circular es más pura (el AR es menor).

7

Conclusiones y trabajo futuro

7.1 Conclusiones

En este documento se ha desarrollado y validado un método de compensación de acoplos mutuos entre elementos radiantes basado en la monitorización del campo eléctrico radiado por los mismos para el correcto diseño de agrupaciones de antenas tanto lineales como planas. Este método se basa en el cálculo de los coeficientes de acoplo de cada uno de los elementos radiantes de la antena. Tras el análisis de dichos coeficientes, se procede a realizar una modificación de los elementos pertinentes hasta que se obtiene un valor cercano al valor teórico buscado.

La aplicación de este método se ha realizado de dos maneras diferentes: la primera consiste en analizar los elementos dispuestos en el array completo, lo que nos va a reflejar el valor exacto del coeficiente de acoplo de cada elemento; por otro lado, la segunda opción consiste en el análisis por agrupaciones de menor tamaño, variación que no nos va a reflejar el valor real de acoplo de señal de cada elemento, pero sí aproximado, y supone un ahorro del tiempo de simulación, y por tanto, del tiempo invertido en el diseño de la antena. Este es un modelo iterativo, que permite dejar a elección del diseñador el tiempo que desea invertir en el diseño para obtener unos mejores resultados en términos de reflexión, *Axial Ratio* y diagramas de radiación.

Para verificar el funcionamiento del método de compensación de acoplos desarrollado, se ha tomado un array lineal de 16 elementos (ranuras) radiantes con una distribución de amplitudes de Taylor -26 dB con un nivel de potencia residual del 2% y que opera en la banda de microondas Ku (16.3 – 17.7 GHz), construida sobre SIW y con polarización circular. Se ha comprobado mediante el estudio de la antena completa, así como el de la misma dividida en secciones de menor tamaño, que el método proporciona una mejora en términos de radiación frente a otros métodos similares de estudio de acoplos.

Por otra parte, se ha diseñado y construido una agrupación plana formada por 8 agrupaciones lineales, todas ellas sometidas al método de compensación de acoplos mutuos entre elementos radiantes adyacentes. Esta antena contiene una red de alimentación corporativa sobre SIW para distribuir la señal entre los 128 elementos. La antena se ha diseñado partiendo de unos valores teóricos de acoplamiento de señal, conformando así el array. El estudio de esta antena se ha realizado mediante el análisis del elemento central en celdas de 3x3 elementos. Los elementos del array se han modificado según la cantidad de señal que debían acoplar para obtener unas determinadas características en términos de radiación.

La estructura completa ha sido diseñada, fabricada y medida en las instalaciones disponibles en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid. Tras varias iteraciones del método y ciertos ajustes finales se ha llegado a una agrupación

7. Conclusiones y trabajo futuro

2D con un coeficiente de reflexión, a 17 GHz, de -19.62 dB para la simulación y de -15.95 dB para la antena construida y medida en la Cámara Anecoica. El valor de *Axial Ratio* ha sido de 0.31 en la simulación y de 1.54 en la medida, teniendo en este caso un valor mínimo de 0.75 a 17.25 GHz. En cuanto a la ganancia, se ha obtenido un valor de 26 dBi para el caso simulado, mientras que para la antena medida se ha obtenido un valor de 24.3 dBi, lo que nos produce una eficiencia de radiación del 67% a la frecuencia de diseño (17 GHz). De nuevo, se han vuelto a obtener unos resultados ligeramente mejores a 17.25 GHz, donde tenemos una ganancia de 24.7 dBi y una eficiencia de 74.5%.

7.2 Trabajo futuro

Una de las principales líneas de futuro aplicables a este proyecto son las conocidas como antenas inteligentes. Una antena inteligente es una antena cuyo patrón de radiación es dinámico. La posibilidad de controlar dinámicamente el patrón de radiación es un factor muy interesante ya que puede ayudar a resolver problemas de sistemas de comunicaciones que van cambiando con el tiempo. Añadiendo una serie de elementos externos, como pueden ser elementos electrónicos, a las antenas diseñadas en este PFC, se conseguiría una variabilidad de las mismas, pudiendo modificar sus características (como la dirección de apuntamiento) según nos interese para una u otra aplicación.

Otra posible línea de futuro podría ser el desarrollo de algún tipo de optimización para mejorar la convergencia del método de compensación de acoplos diseñado. Según se ha visto durante este trabajo, dicho método va ofreciendo mejores características cada vez que se realizan iteraciones, sin embargo, es un modelo que no llega a converger a los valores ideales de acoplo buscados. Esta mejora podría ayudarnos a encontrar unos valores que mejoren las propiedades de radiación, o que nos permitan un mayor ahorro en el tiempo de simulación, y por tanto, en el tiempo total invertido en el diseño de la antena.

Por último, se puede estudiar la posibilidad de utilizar un método automatizado por software para la aplicación del método a este tipo de antenas. Esto es, desarrollar un proceso automático de diseño de antenas que realice las iteraciones del método sin la necesidad de que el diseñador tenga que estar modificando uno a uno los elementos del array que desea diseñar. Este método se basaría en unas tablas con la información de los elementos y la cantidad de potencia que deben acoplar, a continuación se conformaría el array con los valores adecuados y, tras lanzar la simulación, se volvería a comprobar dichos valores. Si fuera preciso, se modifican los elementos necesarios y se vuelve a lanzar una nueva simulación con los nuevos valores. El software realizaría tantas instancias como fuera necesario hasta obtener los objetivos fijados.

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] **Miguel Ferrando Bataller, Alejandro Valero Nogueira.** Antenas. *Asignatura impartida en la Universidad Politécnica de Valencia.*
- [3] **David K. Cheng.** Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería. *Addison Wesley, 1997.*
- [4] **David M. Pozar.** Microwave Engineering. *John Wiley & Sons, Inc, 2005.*
- [5] **D. Deslandes and K. Wu.** “Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of Substrate Integrated Waveguide”. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 54, pp. 2516-2526, June 2006.*
- [6] **L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui.** “Simulation and experiment on SIW slot array antennas”. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett., Vol. 14, No. 9, pp. 446-448, Sept. 2004.*
- [7] **D. Deslandes and K. Wu.** “Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.*
- [8] **P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, and J. Xu.** “A substrate integrated waveguide circularly polarized slot radiator and its linear array”. *IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters, Vol. 8, pp. 120-123, 2009.*
- [9] **P. Sánchez-Olivares, J.L. Masa-Campos.** “Slot Radiator with Tuning Vias for Circularly Polarized SIW Linear Array”. *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference, Mar. 2012.*
- [10] **Q. Huang, H. Zhou, and X. Shi.** “A new compensating method for the mutual coupling effect in adaptive antenna arrays composed of wire elements”. *Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 35, 221-236, 2013.*
- [11] **J.L. Masa-Campos, J.M. Fernández, M. Sierra-Castañer, M. Sierra-Pérez.** “Coupling Characterization and Compensation Model for Antenna Arrays”. *Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 4, No. 2, December 2005.*
- [12] **S. Sadat, C. Ghobadi and J. Nourinia.** “Compensation of Mutual Coupling in Small Phased Array Antennas”. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 4, June 2004.*
- [13] **G. Montisci.** “Design of circularly polarized waveguide slot linear arrays”. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat., vol. 54, No. 10, pp. 3025-3029, Oct. 2006.*
- [14] **J. L. Masa-Campos, S. Klinger, M. Sierra-Pérez.** “Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and TEN₀ mode excitation”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 57, No.7, pp. 2185-2189, Julio 2009.*

- [15] **Proyecto Fin de Carrera:** "Diseño de un array lineal plano con guía de alimentación en sustrato integrado para banda Ku". Autor: **Pablo Sánchez Olivares**. Tutor: José Luis Masa Campos. Ponente: Jorge Alfonso Ruiz Cruz. *Referencia electrónica:* <http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/>
- [16] Características disponibles en: <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tly.pdf>
- [17] **L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui.** "Simulation and experiment on SIW slot array antennas". *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett., Vol. 14, No. 9, pp. 446-448, Sept. 2004.*
- [18] **G. Montisci, M. Musa, and G. Mazzarella.** "Waveguide slot antennas for circularly polarized radiated field". *IEEE Trans. on Antennas and Propagat., Vol. 52, No. 2, pp. 619-623, Feb. 2004.*
- [19] Características disponibles en:
http://www.bungard.de/old/deutsch1/spanisch/seiten/m_dkneten.htm
- [20] End Launch JK 1.57 PCB. Referencia 526-5785 en: <http://es.rs-online.com/web/>
- [21] 2 hole SMA stub terminal panel Jack, 50ohm. Referencia 414-1357 en: <http://es.rs-online.com/web/>. Especificaciones y medidas en su hoja de datos: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/010a/0900766b8010a325.pdf>
- [22] Remachadora FAVORIT de la marca BUNGARD. Disponible en:
<http://www.bungard.de>
- [23] Remaches tubulares de cobre para el metalizado de vías. Disponibles en:
http://www.bungard.de/old/deutsch1/spanisch/seiten/m_dkneten.htm
- [24] Marca JBC. Disponible en: <http://www.jbctools.com/>
- [25] Consultar características en: <http://www.lpkf.com/>
- [26] Ambos de la empresa LPKF: <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/index.htm>

Anexos

A. Tablas

A continuación se presentan las tablas que contienen los parámetros de diseño y caracterización de todas las ranuras para cada uno de los arrays (tanto lineales como bidimensionales) diseñados a lo largo de este Proyecto Fin de Carrera.

A.1 Array de partida diseñado en [15] con compensación de acoplos mediante el método multi-puerto.

| Elem (k) | F_k | S_k (dB) | l_s (mm) | θ (°) | Y_s (mm) | X_s (mm) | X_{sup} (mm) | X_{vs} (mm) | Y_{vs} (mm) | S_{11} (dB) | AR (dB) | E (°) | $ S_{21} $ | ϕS_{21} (°) | S_{21} (dB) | T_k (dB) | Coupling (dB) | $\Delta\theta$ (°) | d_n ($\cdot\lambda_g$) | d_n (mm) | ϕS_{21_guia} (°) |
|----------|----------|------------|-------------|--------------|------------|------------|----------------|---------------|---------------|---------------|---------|---------|------------|-------------------|---------------|------------|---------------|--------------------|----------------------------|------------|-------------------------|
| 1 | 0,29 | -19,6808 | 2,5 | 43,4 | 2,3 | 3,485 | 0 | - | - | -80,73 | 0,481 | 274,55 | 0,99403 | -3,91 | -0,0489 | -0,0473 | -19,6531 | -2,300 | 0,9844 | 14,3716202 | -0,586 |
| 2 | 0,3 | -19,3393 | 3,1 | 44,5 | 2,32 | 3,48 | 0 | - | - | -69,715 | 0,283 | 272,25 | 0,99174 | -7,227 | -0,0642 | -0,0513 | -19,3026 | -4,750 | 0,9684 | 14,1377411 | -0,586 |
| 3 | 0,426329 | -16,2360 | 3,82 | 46 | 2,35 | 3,42 | 0 | - | - | -59,22 | 0,19 | 267,5 | 0,9828 | -14,18 | -0,1423 | -0,1047 | -16,2309 | -5,320 | 0,9475 | 13,8326479 | -0,586 |
| 4 | 0,581392 | -13,4369 | 4,32 | 47,7 | 2,37 | 3,33 | 0 | - | - | -51,495 | 0,197 | 262,18 | 0,96622 | -22,14 | -0,2896 | -0,2061 | -13,3403 | -5,610 | 0,9245 | 13,4980715 | -0,586 |
| 5 | 0,729932 | -11,2592 | 4,67 | 48,8 | 2,38 | 3,2 | 0 | - | - | -45,74 | 0,219 | 256,57 | 0,94155 | -30,71 | -0,5014 | -0,3511 | -11,1016 | -4,690 | 0,9033 | 13,1878279 | -0,586 |
| 6 | 0,857394 | -9,5235 | 4,9 | 49,9 | 2,39 | 3,1 | 0 | - | - | -41,48 | 0,23 | 251,88 | 0,9149 | -38,08 | -0,7731 | -0,5387 | -9,3360 | -4,510 | 0,8833 | 12,8962394 | -0,586 |
| 7 | 0,950702 | -8,1123 | 5,07 | 50,5 | 2,4 | 2,98 | 0 | - | - | -36,12 | 0,195 | 247,37 | 0,8854 | -45,01 | -1,0845 | -0,7553 | -7,9791 | -1,210 | 0,8659 | 12,6418802 | -0,586 |
| * 8 | 1 | -6,9446 | 5,23 | 51,2 | 2,42 | 2,86 | 0 | -3,50 | 4,70 | -31,77 | 0,356 | 246,16 | 0,851 | -48,78 | -1,4673 | -1,0255 | -6,7887 | -3,670 | 0,8485 | 12,3880887 | 2,084 |
| * 9 | 1 | -5,9642 | 5,36 | 51,2 | 2,42 | 2,69 | 0 | -3,00 | 4,60 | -35,87 | 0,585 | 242,49 | 0,815 | -54,21 | -1,8972 | -1,3282 | -5,8505 | -3,370 | 0,8329 | 12,1596845 | 2,580 |
| * 10 | 0,950702 | -5,1350 | 5,48 | 51,8 | 2,43 | 2,54 | -0,01 | -2,80 | 4,50 | -38,48 | 0,778 | 239,12 | 0,7744 | -59,44 | -2,434 | -1,7229 | -4,9500 | -1,175 | 0,8229 | 12,0145392 | 3,130 |
| * 11 | 0,857394 | -4,4424 | 5,61 | 51,8 | 2,43 | 2,45 | -0,13 | -2,65 | 4,05 | -30,47 | 0,766 | 237,945 | 0,74 | -60,82 | -3,004 | -2,1486 | -4,2712 | -1,385 | 0,8104 | 11,8310696 | 6,060 |
| * 12 | 0,729932 | -3,9052 | 5,67 | 51,8 | 2,43 | 2,43 | -0,16 | -2,65 | 3,95 | -31,47 | 0,974 | 236,56 | 0,715 | -63,54 | -3,457 | -2,4993 | -3,7563 | -1,040 | 0,8017 | 11,7044983 | 6,810 |
| * 13 | 0,581392 | -3,6128 | 5,72 | 52,5 | 2,45 | 2,4 | -0,2 | -2,60 | 3,85 | -33,15 | 0,977 | 235,52 | 0,692 | -65,91 | -3,7258 | -2,4722 | -3,8440 | 1,280 | 0,7993 | 11,6702296 | 7,600 |
| * 14 | 0,426329 | -3,8260 | 5,68 | 51,8 | 2,43 | 2,42 | -0,18 | -2,60 | 3,90 | -31,576 | 0,979 | 236,8 | 0,7132 | -63,18 | -3,518 | -2,577 | -3,6645 | 2,900 | 0,8126 | 11,8634728 | 7,190 |
| * 15 | 0,278881 | -5,1886 | 5,46 | 51,8 | 2,43 | 2,56 | -0,01 | -2,80 | 4,50 | -36,63 | 0,69 | 239,7 | 0,7816 | -58,42 | -2,3238 | -1,6757 | -5,0399 | 6,000 | 0,8457 | 12,3466824 | 3,130 |
| * 16 | 0,151021 | -8,9499 | 5,24 | 51,2 | 2,42 | 2,84 | 0 | -3,50 | 4,70 | -32,485 | 0,354 | 245,7 | 0,84725 | -49,34 | -1,554 | -0,6236 | -8,7702 | - | - | - | 2,084 |

Tabla A-1: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal con acoplos (multi-puerto)

A.2 Array lineal compensado mediante método de compensación de acoplos.

| Elem (k) | F _k | S _k (dB) | l _s (mm) | θ (°) | Y _s (mm) | X _s (mm) | X _{Ssup} (mm) | X _{vs} (mm) | Y _{vs} (mm) | S ₁₁ (dB) | AR (dB) | E (°) | S ₂₁ | φS ₂₁ (°) | S ₂₁ (dB) | T _k (dB) | Coupling (dB) | Δθ (°) | d _n (-lambda_g) | d _n (mm) | φS _{21_guia} (°) |
|----------|----------------|---------------------|---------------------|-------|---------------------|---------------------|------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|---------|---------|-----------------|----------------------|----------------------|---------------------|---------------|--------|----------------------------|---------------------|---------------------------|
| 1 | 0,29 | -19,6808 | 3 | 44,5 | 2,32 | 3,52 | 0 | - | - | -68,930 | 0,117 | 272,740 | 0,992 | -6,510 | -0,067 | -0,0473 | -19,6531 | -4,220 | 0,9718 | 14,1883129 | -0,586 |
| 2 | 0,3 | -19,3393 | 3,7 | 46 | 2,35 | 3,45 | 0 | - | - | -59,290 | 0,137 | 268,520 | 0,985 | -12,670 | -0,130 | -0,0513 | -19,3026 | -5,183 | 0,9520 | 13,8994383 | -0,586 |
| 3 | 0,426329 | -16,2360 | 4,22 | 47,7 | 2,36 | 3,36 | 0 | - | - | -53,350 | 0,313 | 263,337 | 0,971 | -20,414 | -0,259 | -0,1047 | -16,2309 | -4,727 | 0,9318 | 13,6038643 | -0,586 |
| 4 | 0,581392 | -13,4369 | 4,54 | 48,8 | 2,38 | 3,24 | 0 | - | - | -48,404 | 0,264 | 258,610 | 0,951 | -27,625 | -0,432 | -0,2061 | -13,3403 | -4,830 | 0,9115 | 13,3072770 | -0,586 |
| 5 | 0,729932 | -11,2592 | 4,8 | 49,9 | 2,39 | 3,15 | 0 | - | - | -44,240 | 0,330 | 253,780 | 0,927 | -34,980 | -0,658 | -0,3511 | -11,1016 | -4,947 | 0,8907 | 13,0042326 | -0,586 |
| 6 | 0,857394 | -9,5235 | 5,03 | 50,5 | 2,4 | 3,03 | 0 | - | - | -38,651 | 0,248 | 248,833 | 0,894 | -43,132 | -0,969 | -0,5387 | -9,3360 | -4,488 | 0,8694 | 12,6922556 | -0,586 |
| 7 | 0,950702 | -8,1123 | 5,18 | 51,2 | 2,42 | 2,87 | 0 | - | - | -31,896 | 0,174 | 244,345 | 0,865 | -49,321 | -1,264 | -0,7553 | -7,9791 | -0,623 | 0,8659 | 12,6418802 | -0,586 |
| * 8 | 1 | -6,9446 | 5,33 | 51,2 | 2,42 | 2,73 | 0 | -3,06 | 4,6 | -32,100 | 0,604 | 243,722 | 0,824 | -52,814 | -1,685 | -1,0255 | -6,7887 | -3,119 | 0,8388 | 12,2468380 | 2,084 |
| * 9 | 1 | -5,9642 | 5,43 | 51,8 | 2,43 | 2,6 | 0 | -2,84 | 4,52 | -35,012 | 0,694 | 240,602 | 0,790 | -57,404 | -2,046 | -1,3282 | -5,8505 | -1,203 | 0,8300 | 12,1182663 | 2,580 |
| * 10 | 0,950702 | -5,1350 | 5,54 | 51,8 | 2,43 | 2,484 | -0,07 | -2,66 | 4,18 | -33,900 | 0,764 | 239,399 | 0,762 | -58,768 | -2,359 | -1,7229 | -4,9500 | -0,451 | 0,8268 | 12,0711429 | 3,130 |
| * 11 | 0,857394 | -4,4424 | 5,61 | 51,8 | 2,43 | 2,44 | -0,12 | -2,64 | 3,94 | -32,412 | 0,879 | 238,948 | 0,740 | -60,050 | -2,621 | -2,1486 | -4,2712 | -1,632 | 0,8118 | 11,8524633 | 6,060 |
| * 12 | 0,729932 | -3,9052 | 5,67 | 51,8 | 2,43 | 2,41 | -0,15 | -2,60 | 3,88 | -32,746 | 1,114 | 237,316 | 0,713 | -63,244 | -2,939 | -2,4993 | -3,7563 | -1,116 | 0,8023 | 11,7134049 | 6,810 |
| * 13 | 0,581392 | -3,6128 | 5,7 | 52,5 | 2,45 | 2,4 | -0,16 | -2,60 | 3,85 | -32,730 | 0,940 | 236,200 | 0,702 | -64,690 | -3,070 | -2,4722 | -3,8440 | 0,715 | 0,8012 | 11,6970152 | 7,600 |
| * 14 | 0,426329 | -3,8260 | 5,68 | 52,5 | 2,45 | 2,41 | -0,15 | -2,60 | 3,87 | -33,145 | 0,942 | 236,915 | 0,711 | -63,711 | -2,967 | -2,577 | -3,6645 | 2,389 | 0,8097 | 11,8212233 | 7,190 |
| * 15 | 0,278881 | -5,1886 | 5,56 | 51,8 | 2,43 | 2,48 | -0,09 | -2,65 | 4,11 | -31,718 | 0,763 | 239,304 | 0,758 | -58,757 | -2,404 | -1,6757 | -5,0399 | 7,816 | 0,8498 | 12,4068656 | 3,130 |
| * 16 | 0,151021 | -8,9499 | 5,2 | 51,2 | 2,42 | 2,89 | 0 | -3,25 | 4,65 | -33,840 | 0,330 | 247,120 | 0,859 | -47,800 | -1,317 | -0,6236 | -8,7702 | - | - | - | 2,084 |

Tabla A-2: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal compensado

A.3 Array lineal inicial con valores teóricos sin compensación de acoplos.

| Elem (k) | F _k | S _k (dB) | I _s (mm) | θ (°) | Y _s (mm) | X _s (mm) | X _{Sup} (mm) | X _{vs} (mm) | Y _{vs} (mm) | S ₁₁ (dB) | AR (dB) | E (°) | S ₂₁ | ∠S ₂₁ (°) | S ₂₁ (dB) | T _k (dB) | Coupling (dB) | Δ∠ (°) | d _n (-lambda_g) | d _n (mm) | ∠S _{21_guia} (°) |
|----------|----------------|---------------------|---------------------|-------|---------------------|---------------------|-----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|---------|---------|-----------------|----------------------|----------------------|---------------------|---------------|--------|----------------------------|---------------------|---------------------------|
| 1 | 0,151021 | -25,3061 | 2,3 | 43,4 | 2,3 | 3,53 | 0 | - | - | -85,13 | 0,403 | 275,07 | 0,9944 | -3,184 | -0,0489 | 0,000 | 0,9928 | 0,000 | 0,9928 | 14,4943388 | -0,586 |
| 2 | 0,278881 | -19,9657 | 2,3 | 43,4 | 2,3 | 3,53 | 0 | - | - | -85,13 | 0,403 | 275,07 | 0,9944 | -3,184 | -0,0489 | -5,030 | 0,9788 | -5,030 | 0,9788 | 14,2903485 | -0,586 |
| 3 | 0,426329 | -16,2351 | 3,5 | 45,5 | 2,34 | 3,46 | 0 | - | - | -63,01 | 0,194 | 270,04 | 0,9882 | -10,4 | -0,1035 | -4,690 | 0,9597 | -4,690 | 0,9597 | 14,0114943 | -0,586 |
| 4 | 0,581392 | -13,4361 | 4,03 | 46,8 | 2,36 | 3,41 | 0 | - | - | -55,63 | 0,174 | 265,35 | 0,977 | -17,39 | -0,2015 | -4,370 | 0,9412 | -4,370 | 0,9412 | 13,7407509 | -0,586 |
| 5 | 0,729932 | -11,2583 | 4,4 | 47,7 | 2,37 | 3,3 | 0 | - | - | -49,68 | 0,146 | 260,98 | 0,9615 | -23,99 | -0,34 | -4,230 | 0,9232 | -4,230 | 0,9232 | 13,4790108 | -0,586 |
| 6 | 0,857394 | -9,5225 | 4,66 | 48,8 | 2,38 | 3,2 | 0 | - | - | -45,89 | 0,224 | 256,75 | 0,9424 | -30,40 | -0,5153 | -4,520 | 0,9046 | -4,520 | 0,9046 | 13,2070508 | -0,586 |
| 7 | 0,950702 | -8,1112 | 4,88 | 49,9 | 2,39 | 3,12 | 0 | - | - | -42,606 | 0,27 | 252,23 | 0,9177 | -37,56 | -0,746 | -3,830 | 0,8867 | -3,830 | 0,8659 | 12,6418802 | -0,586 |
| * 8 | 1 | -6,9433 | 5,04 | 50,5 | 2,4 | 3,01 | 0 | -3,5 | 4,7 | -38,16 | 0,236 | 248,4 | 0,89174 | -43,75 | -0,9951 | -1,280 | 0,8765 | -1,280 | 0,8691 | 12,6890048 | 2,084 |
| * 9 | 1 | -5,9626 | 5,2 | 51,2 | 2,42 | 2,89 | 0 | -3,25 | 4,65 | -33,84 | 0,33 | 247,12 | 0,8592 | -47,8 | -1,317 | -3,230 | 0,8599 | -3,230 | 0,8511 | 12,4255613 | 2,580 |
| * 10 | 0,950702 | -5,1328 | 5,3 | 51,2 | 2,42 | 2,77 | 0 | -3,15 | 4,6 | -35,98 | 0,427 | 243,89 | 0,8267 | -52,7 | -1,653 | -3,290 | 0,8461 | -3,290 | 0,8358 | 12,2021048 | 3,130 |
| * 11 | 0,857394 | -4,4392 | 5,4 | 51,2 | 2,42 | 2,64 | 0 | -2,90 | 4,55 | -36,12 | 0,645 | 240,6 | 0,795 | -56,35 | -1,994 | -1,300 | 0,8415 | -1,300 | 0,8230 | 12,0159586 | 6,060 |
| * 12 | 0,729932 | -3,9002 | 5,5 | 51,8 | 2,43 | 2,5 | -0,04 | -2,7 | 4,3 | -35,12 | 0,756 | 239,3 | 0,768 | -59,03 | -2,29 | 0,060 | 0,8378 | 0,060 | 0,8173 | 11,9320103 | 6,810 |
| * 13 | 0,581392 | -3,6044 | 5,55 | 51,8 | 2,43 | 2,48 | -0,08 | -2,65 | 4,15 | -33,74 | 0,789 | 239,36 | 0,753 | -59,29 | -2,45 | -0,060 | 0,8368 | -0,060 | 0,8140 | 11,8845613 | 7,600 |
| * 14 | 0,426329 | -3,8111 | 5,5 | 51,8 | 2,43 | 2,5 | -0,04 | -2,7 | 4,3 | -35,12 | 0,756 | 239,3 | 0,768 | -59,03 | -2,29 | 4,590 | 0,8504 | 4,590 | 0,8288 | 12,1003124 | 7,190 |
| * 15 | 0,278881 | -5,1632 | 5,3 | 51,2 | 2,42 | 2,77 | 0 | -3,15 | 4,60 | -35,98 | 0,427 | 243,89 | 0,8267 | -52,7 | -1,653 | 10,895 | 0,8855 | 10,895 | 0,8752 | 12,7773735 | 3,130 |
| * 16 | 0,151021 | -8,9134 | 4,75 | 49,9 | 2,39 | 3,17 | 0 | -3,5 | 4,7 | -45,5 | 0,403 | 254,785 | 0,933 | -33,38 | -0,602 | - | - | - | - | - | 2,084 |

Tabla A-3: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal inicial

A.4 Array lineal compensado mediante método de compensación de acoplos con 1 iteración.

| Elem (k) | l_s (mm) | θ (°) | Y_s (mm) | x_s (mm) | x_{Ssup} (mm) | S_{11} (dB) | AR (dB) | E (°) | $ S_{21} $ | ϕS_{21} (°) | S_{21} (dB) | $dn(*\lambda_{g})$ | y_s (mm) | x_s (mm) | ϕS_{21_guia} (°) |
|----------|------------|--------------|------------|------------|-----------------|---------------|------------|-----------|------------|-------------------|---------------|--------------------|------------|------------|-------------------------|
| 1 | 3,08 | 44,5 | 2,32 | 3,49 | 0 | - | - | 272,37039 | - | -7,0242849 | -0,07091182 | 0,9695 | - | - | -0,586 |
| 2 | 3,78 | 46 | 2,35 | 3,42 | 0 | - | - | 267,84177 | - | -13,704228 | -0,14355469 | 0,9492 | - | - | -0,586 |
| 3 | 4,28 | 47,7 | 2,37 | 3,34 | 0 | - | - | 262,66617 | - | -21,421906 | -0,28117469 | 0,9286 | - | - | -0,586 |
| 4 | 4,6 | 48,8 | 2,38 | 3,22 | 0 | -47,17 | 0,288 | 257,81 | 0,948 | -28,75 | -0,465 | 0,9083 | - | - | -0,586 |
| 5 | 4,85 | 49,9 | 2,39 | 3,13 | 0 | -43,181246 | 0,28264387 | 252,95916 | 0,92185441 | -36,43225 | -0,70675324 | 0,8868 | - | - | -0,586 |
| 6 | 5,05 | 50,5 | 2,4 | 3 | 0 | - | - | 248,05501 | - | -44,192793 | -1,0172028 | 0,8666 | - | - | -0,586 |
| 7 | 5,21 | 51,2 | 2,42 | 2,88 | 0 | - | - | 243,64611 | - | -51,182741 | -1,3508204 | 0,8597 | - | - | -0,586 |
| * 8 | 5,33 | 51,2 | 2,42 | 2,73 | 0 | -32,099742 | 0,60425311 | 243,72154 | 0,82365678 | -52,813896 | -1,6850745 | 0,8388 | -3,06 | 4,6 | 2,084 |
| * 9 | 5,43 | 51,8 | 2,43 | 2,6 | 0 | -35,012197 | 0,69406101 | 240,60247 | 0,7901689 | -57,404083 | -2,0456013 | 0,8300 | -2,84 | 4,52 | 2,580 |
| * 10 | 5,54 | 51,8 | 2,43 | 2,484 | -0,07 | -33,900287 | 0,76407017 | 239,39926 | 0,7621398 | -58,767893 | -2,3593072 | 0,8255 | -2,66 | 4,18 | 3,130 |
| * 11 | 5,63 | 51,8 | 2,43 | 2,43 | -0,13 | - | - | 238,47751 | - | -60,862433 | -2,7175954 | 0,8078 | -2,64 | 3,94 | 6,060 |
| * 12 | 5,7 | 52,5 | 2,45 | 2,4 | -0,16 | -32,73 | 0,94 | 236,2 | 0,702 | -64,69 | -3,07 | 0,7974 | -2,60 | 3,85 | 6,810 |
| * 13 | 5,75 | 52,5 | 2,45 | 2,35 | -0,22 | -29,27 | 0,98 | 234,75 | 0,682 | -65,93 | -3,32 | 0,7924 | -2,60 | 3,85 | 7,600 |
| * 14 | 5,77 | 52,5 | 2,45 | 2,33 | -0,24 | -26,44 | 1,004 | 233,56 | 0,6701 | -67,1 | -3,476 | 0,8086 | -2,50 | 3,83 | 7,190 |
| * 15 | 5,61 | 51,8 | 2,43 | 2,44 | -0,12 | -32,411875 | 0,8791241 | 238,94789 | 0,73952417 | -60,049573 | -2,6209525 | 0,8398 | -2,64 | 3,94 | 3,130 |
| * 16 | 5,27 | 51,2 | 2,42 | 2,8 | 0 | -32,99 | 0,352 | 244,44 | 0,8374 | -50,98 | -1,54 | - | -3,45 | 4,68 | 2,084 |

Tabla A-4: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal compensado tras 1 iteración

A.5 Array lineal inicial compensado con 1 iteración del método de compensación de acoplos.

| Elem (k) | l_s (mm) | θ (°) | y_s (mm) | x_s (mm) | $x_{s\text{sup}}$ (mm) | S_{11} (dB) | AR (dB) | E (°) | $ S_{21} $ | ϕS_{21} (°) | S_{21} (dB) | dn(*lambda_g) | y_s (mm) | x_s (mm) | ϕS_{21_guia} (°) |
|----------|-------------|--------------|------------|------------|------------------------|---------------|-----------|-----------|------------|-------------------|---------------|---------------|------------|------------|-------------------------|
| 1 | 2,5 | 43,4 | 2,3 | 3,485 | 0 | -80,73 | 0,481 | 274,55 | 0,99403 | -3,91 | -0,052 | 0,9837 | - | - | -0,586 |
| 2 | 3,15 | 44,5 | 2,32 | 3,475 | 0 | - | - | 272,00904 | - | -7,6056448 | -0,07498722 | 0,9696 | - | - | -0,586 |
| 3 | 3,75 | 46 | 2,35 | 3,43 | 0 | -55,934785 | 0,1572556 | 268,07949 | 0,984213 | -13,263686 | -0,13821812 | 0,9528 | - | - | -0,586 |
| 4 | 4,2 | 46,8 | 2,36 | 3,36 | 0 | -52,79 | 0,144 | 263,75 | 0,9718 | -19,75 | -0,2484 | 0,9334 | - | - | -0,586 |
| 5 | 4,52 | 48,8 | 2,38 | 3,24 | 0 | - | - | 258,92021 | - | -27,102667 | -0,41662266 | 0,9144 | - | - | -0,586 |
| 6 | 4,76 | 49,9 | 2,39 | 3,17 | 0 | - | - | 254,61673 | - | -33,698866 | -0,6124565 | 0,8971 | - | - | -0,586 |
| 7 | 4,95 | 50,5 | 2,4 | 3,07 | 0 | - | - | 250,68304 | - | -39,896352 | -0,83827942 | 0,8839 | - | - | -0,586 |
| * 8 | 5,15 | 51,2 | 2,42 | 2,93 | 0 | -31,24 | 0,234 | 248,19 | 0,87 | -45,4 | -1,23 | 0,8594 | -3,3 | 4,7 | 2,084 |
| * 9 | 5,28 | 51,2 | 2,42 | 2,81 | 0 | -30,601634 | 0,5470637 | 245,05295 | 0,8353308 | -51,048381 | -1,5628292 | 0,8387 | -3,25 | 4,65 | 2,58 |
| * 10 | 5,4 | 51,2 | 2,42 | 2,64 | 0 | -36,12 | 0,645 | 240,6 | 0,795 | -56,35 | -1,994 | 0,8314 | -2,9 | 4,55 | 3,13 |
| * 11 | 5,48 | 51,8 | 2,43 | 2,52 | -0,03 | - | - | 239,39209 | - | -57,941827 | -2,175775 | 0,8221 | -2,9 | 4,55 | 6,06 |
| * 12 | 5,55 | 51,8 | 2,43 | 2,48 | -0,08 | -33,74 | 0,789 | 239,36 | 0,753 | -59,29 | -2,45 | 0,8163 | -2,65 | 4,15 | 6,81 |
| * 13 | 5,58 | 51,8 | 2,43 | 2,46 | -0,1 | -32,620078 | 0,8424955 | 239,33363 | 0,7499903 | -59,283665 | -2,4988859 | 0,8141 | -2,65 | 4,15 | 7,6 |
| * 14 | 5,51 | 51,8 | 2,43 | 2,5 | -0,04 | -35,12 | 0,756 | 239,3 | 0,7681 | -59,03 | -2,29 | 0,8246 | -2,7 | 4,3 | 7,19 |
| * 15 | 5,37 | 51,2 | 2,42 | 2,68 | 0 | - | - | 242,38956 | - | -54,763212 | -1,8259854 | 0,8700 | -2,96 | 4,58 | 3,13 |
| * 16 | 4,97 | 50,5 | 2,4 | 3,06 | 0 | - | - | 253,49486 | - | -37,346604 | 0,87392112 | - | -3,5 | 4,7 | 2,0844 |

Tabla A-5: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal inicial tras 1 iteración

A.6 Array lineal inicial compensado con 2 iteraciones del método de compensación de acoplos.

| Elem (k) | l_s (mm) | θ (°) | y_s (mm) | x_s (mm) | x_{Ssup} (mm) | S_{11} (dB) | AR (dB) | E (°) | $ S_{21} $ | ϕS_{21} (°) | S_{21} (dB) | dn(*lambda_g) | y_s (mm) | x_s (mm) | ϕS_{21_guia} (°) |
|----------|-------------|--------------|------------|------------|-----------------|---------------|------------|-----------|------------|-------------------|---------------|---------------|------------|------------|-------------------------|
| 1 | 2,65 | 43,8 | 2,31 | 3,53 | 0 | - | - | 274,05377 | - | -4,6227687 | -0,05527274 | 0,9800 | - | - | -0,586 |
| 2 | 3,34 | 45,5 | 2,34 | 3,49 | 0 | - | - | 270,88344 | - | -9,2212556 | -0,08894871 | 0,9673 | - | - | -0,586 |
| 3 | 3,8 | 46 | 2,35 | 3,41 | 0 | -58,98 | 0,156 | 267,76 | 0,9833 | -13,786 | -0,146 | 0,9486 | - | - | -0,586 |
| 4 | 4,3 | 47,7 | 2,37 | 3,34 | 0 | -51,57 | 0,198 | 262,46 | 0,9672 | -21,744 | -0,289 | 0,9283 | - | - | -0,586 |
| 5 | 4,6 | 48,8 | 2,38 | 3,22 | 0 | -47,17 | 0,288 | 257,81 | 0,948 | -28,75 | -0,465 | 0,9083 | - | - | -0,586 |
| 6 | 4,85 | 49,9 | 2,39 | 3,13 | 0 | -43,181246 | 0,28264387 | 252,95916 | 0,92185441 | -36,43225 | -0,70675324 | 0,8878 | - | - | -0,586 |
| 7 | 5,04 | 50,5 | 2,4 | 3,01 | 0 | -38,16 | 0,236 | 248,4 | 0,89174 | -43,75 | -0,99514 | 0,8739 | - | - | -0,586 |
| * 8 | 5,23 | 51,2 | 2,42 | 2,86 | 0 | -31,77 | 0,356 | 246,16 | 0,851 | -48,78 | -1,4 | 0,8485 | -3,25 | 4,65 | 2,084 |
| * 9 | 5,35 | 51,2 | 2,42 | 2,71 | 0 | -35,87 | 0,585 | 242,49 | 0,815 | -54,22 | -1,777 | 0,8345 | -3 | 4,6 | 2,58 |
| * 10 | 5,45 | 51,8 | 2,43 | 2,56 | -0,01 | -36,63 | 0,69 | 239,7 | 0,7816 | -58,43 | -2,14 | 0,8279 | -2,8 | 4,5 | 3,13 |
| * 11 | 5,5 | 51,8 | 2,43 | 2,5 | -0,04 | -35,12 | 0,756 | 239,3 | 0,768 | -59,03 | -2,29 | 0,8193 | -2,7 | 4,3 | 6,06 |
| * 12 | 5,58 | 51,8 | 2,43 | 2,46 | -0,1 | -32,620078 | 0,84249556 | 239,33363 | 0,74999039 | -59,283665 | -2,4988859 | 0,8153 | -2,65 | 4,03 | 6,81 |
| * 13 | 5,61 | 51,8 | 2,43 | 2,44 | -0,12 | -32,411875 | 0,8791241 | 238,94789 | 0,73952417 | -60,049573 | -2,6209525 | 0,8132 | -2,64 | 3,94 | 7,6 |
| * 14 | 5,55 | 51,8 | 2,43 | 2,48 | -0,08 | -33,74 | 0,789 | 239,36 | 0,753 | -59,29 | -2,45 | 0,8188 | -2,65 | 4,15 | 7,19 |
| * 15 | 5,43 | 51,8 | 2,43 | 2,6 | 0 | -35,012197 | 0,69406101 | 240,60247 | 0,7901689 | -57,404083 | -2,0456013 | 0,8535 | -2,84 | 4,52 | 3,13 |
| * 16 | 5,04 | 50,5 | 2,4 | 3,01 | 0 | -38,16 | 0,236 | 248,4 | 0,89174 | -43,75 | -0,99514 | - | -3,5 | 4,7 | 2,0844 |

Tabla A-6: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal inicial tras 2 iteraciones

A.7 Array lineal inicial compensado con 3 iteraciones del método de compensación de acoplos.

| Elem (k) | l_s (mm) | θ (°) | y_s (mm) | x_s (mm) | $x_{s\text{sup}}$ (mm) | S_{11} (dB) | AR (dB) | E (°) | $ S_{21} $ | $\phi_{S_{21}}$ (°) | S_{21} (dB) | dn(*lambda_g) | y_s (mm) | x_s (mm) | $\phi_{S_{21_guia}}$ (°) |
|----------|-------------|--------------|------------|------------|------------------------|---------------|------------|-----------|------------|---------------------|---------------|---------------|------------|------------|---------------------------|
| 1 | 2,72 | 43,8 | 2,31 | 3,525 | 0 | - | - | 273,83 | - | -4,9 | -0,057 | 0,9785 | - | - | -0,586 |
| 2 | 3,43 | 45,5 | 2,34 | 3,48 | 0 | - | - | 270,42 | - | -9,9 | - | 0,9607 | - | - | -0,586 |
| 3 | 3,99 | 46,8 | 2,36 | 3,41 | 0 | - | - | 265,59 | - | -16,93 | - | 0,9418 | - | - | -0,586 |
| 4 | 4,4 | 47,7 | 2,37 | 3,3 | 0 | -49,68 | 0,146 | 260,98 | 0,9615 | -23,99 | -0,34 | 0,9211 | - | - | -0,586 |
| 5 | 4,7 | 48,8 | 2,38 | 3,19 | 0 | -44,78 | 0,183 | 255,98 | 0,9381 | -31,72 | -0,555 | 0,9014 | - | - | -0,586 |
| 6 | 4,93 | 49,9 | 2,39 | 3,08 | 0 | - | - | 251,6 | - | -39 | - | 0,8775 | - | - | -0,586 |
| 7 | 5,13 | 50,5 | 2,41 | 2,95 | 0 | - | - | 245,9 | - | -47,9 | - | 0,8662 | - | - | -0,586 |
| * 8 | 5,28 | 51,2 | 2,42 | 2,81 | 0 | -30,601634 | 0,54706378 | 245,05295 | 0,83533089 | -51,048381 | -1,5628292 | 0,8439 | -3,19 | 4,62 | 2,084 |
| * 9 | 5,37 | 51,2 | 2,42 | 2,7 | 0 | - | - | 242 | - | -55,1 | - | 0,8334 | -2,96 | 4,58 | 2,58 |
| * 10 | 5,45 | 51,8 | 2,43 | 2,56 | -0,01 | -36,63 | 0,69 | 239,7 | 0,7816 | -58,43 | -2,14 | 0,8282 | -2,8 | 4,5 | 3,13 |
| * 11 | 5,54 | 51,8 | 2,43 | 2,484 | -0,07 | -33,900287 | 0,76407017 | 239,39926 | 0,7621398 | -58,767893 | -2,3593072 | 0,8187 | -2,66 | 4,18 | 6,06 |
| * 12 | 5,61 | 51,8 | 2,43 | 2,44 | -0,12 | -32,411875 | 0,8791241 | 238,94789 | 0,73952417 | -60,049573 | -2,6209525 | 0,8097 | -2,64 | 3,94 | 6,81 |
| * 13 | 5,67 | 51,8 | 2,43 | 2,41 | -0,15 | -32,746102 | 1,1143459 | 237,31599 | 0,71292576 | -63,244391 | -2,9391138 | 0,8037 | -2,6 | 3,88 | 7,6 |
| * 14 | 5,65 | 51,8 | 2,43 | 2,42 | -0,14 | -32,16 | 0,863 | 237,5 | 0,722 | -62,34 | -2,768 | 0,8120 | -2,6 | 3,9 | 7,19 |
| * 15 | 5,55 | 51,8 | 2,43 | 2,48 | -0,08 | -33,74 | 0,789 | 239,36 | 0,753 | -59,29 | -2,45 | 0,8511 | -2,65 | 4,15 | 3,13 |
| * 16 | 5,15 | 51,2 | 2,42 | 2,93 | 0 | -31,24 | 0,234 | 248,19 | 0,87 | -45,4 | -1,23 | - | -3,3 | 4,7 | 2,0844 |

Tabla A-7: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal inicial tras 3 iteraciones

B. Construcción de Circuitos Impresos

Como ya se ha citado a lo largo de esta memoria, las antenas impresas se caracterizan, sobre todo, por ser de fabricación sencilla y de bajo coste. Existen dos métodos para la construcción de antenas impresas: el método químico y el mecánico.

El método químico consiste en la creación de una máscara que contenga las pistas impresas que debe tener el circuito. Esta máscara se pega a la placa y se introduce en una disolución de cloruro férrico. Este material reacciona con el cobre, eliminando a éste sólo en las zonas no cubiertas por la máscara.

El método mecánico utiliza una fresadora de precisión controlada por un software. La fresadora elimina el cobre gracias a los distintos tipos de herramientas que puede utilizar. Es un procedimiento muy limpio y seguro ya que no se manejan compuestos químicos, aunque es algo menos preciso.

Para la realización de este proyecto se ha utilizado el método mecánico debido a que es el más sencillo, es el que está disponible en los laboratorios de la EPS y los resultados obtenidos, en cuanto a precisión, suelen ser bastante satisfactorios.

Para el proceso de construcción se ha utilizado el siguiente material:

- Placas de sustrato TLY-5A de espesor 1.5748 mm [16].
- Conectores SMA [20] y SMA tipo panel [21][21].
- Remachadora [22] y remaches [23] para el metalizado de taladros de la marca BUNGARD.
- Estación profesional de soldadura [24].
- Sistema de realización de prototipos RF “LPKF ProtoMat S100” [25].
- Software de control “CircuitCAM” y “Board Master” [26].

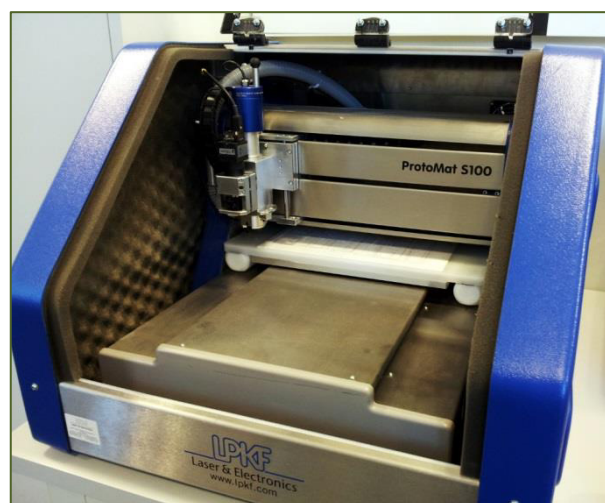


Figura B-1: Máquina de fresado de circuitos impresos LPKF ProtoMat S100

Proceso de construcción del circuito:

A continuación se va a llevar a cabo una sencilla explicación sobre el proceso de fabricación de un circuito impreso con el que se han construido todas las placas de este PFC. Es decir, cuáles son los pasos para construir un circuito a partir de un diseño software:

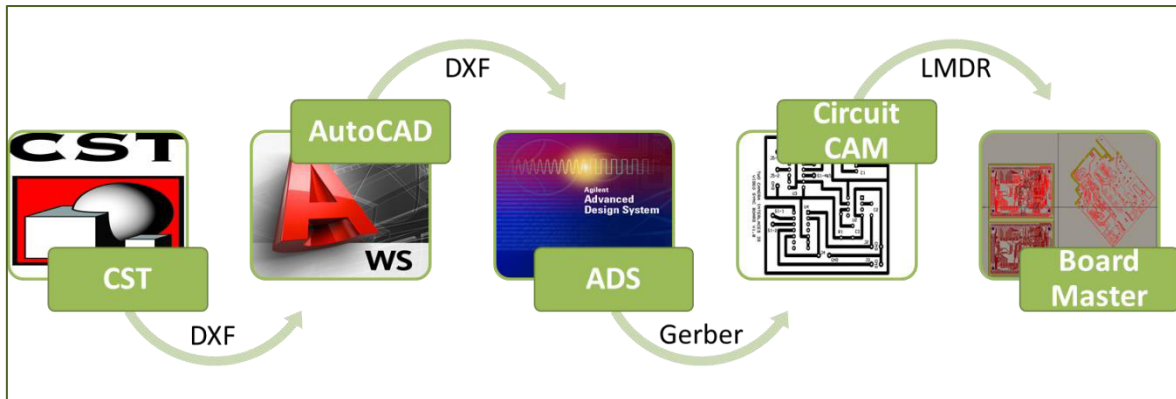
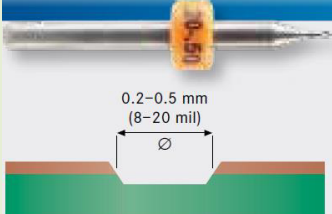

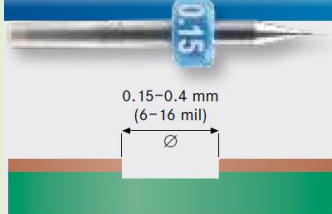


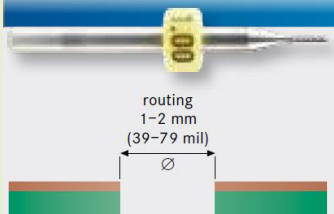
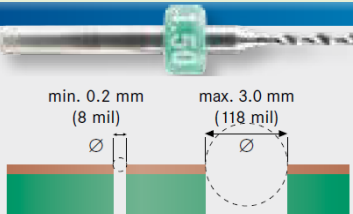
Figura B-2: Esquema sobre el proceso de diseño software para la construcción de un prototipo

- Una vez el circuito ha sido diseñado electromagnéticamente con el software *CST Microwave Design Studio*, se deben exportar archivos DXF correspondientes a cada una de las capas que necesitemos imprimir sobre el circuito. En algunas ocasiones sólo se necesita la capa superior, mientras que en otras se necesita tanto la capa superior del circuito como la inferior.
- Estos archivos DXF se combinan en uno solo mediante el software de dibujo *AutoCad*. En este archivo ya se deben definir las capas que la fresadora de precisión *LPKF ProtoMat S100* debe interpretar para su correcto funcionamiento: capa de corte, top, taladros y bottom (si fuera necesario).
- A continuación se necesitan obtener archivos Gerber. El formato Gerber es un formato de impresión utilizado en la producción de circuitos impresos y fue creado por Gerber Systems Corporation. Es necesario generar un archivo Gerber por cada capa. Para la obtención de estos archivos se utiliza el software *Advanced Desing System (ADS)*.
- Una vez en este punto ya comenzamos a utilizar el software exclusivo de la fresadora LPKF. El software *CircuitCAM* permite, a partir de los ficheros Gerber, escoger qué herramientas van a ser usadas en la construcción y de qué manera van a actuar sobre la placa. Más adelante se muestran los 5 tipos de herramientas de los que dispone la fresadora.
- Tras pasar por el programa *CircuitCam* se genera un fichero con extensión LMDR. Este se pasa al software *Board Master* que se encarga de controlar la comunicación entre el ordenador y la fresadora.

Una vez iniciado el proceso de fabricación de la placa, sólo debemos ir ordenando a la máquina de precisión qué fases debe ir ejecutando para imprimir cada una de las capas del circuito sobre la placa de sustrato.

Tipos de herramientas disponibles para la fresadora:

| Universal Cutter | End Mill | End Mill RF |
|--|--|--|
|  |  |  |
| <p>Se utiliza para marcar el contorno del circuito así como para eliminar cobre de manera precisa.</p> | <p>Se utiliza para marcar el contorno del circuito así como para eliminar cobre de manera precisa.</p> | <p>Se utiliza para marcar el contorno del circuito así como para eliminar cobre de manera precisa.</p> |

| Contour Router | Spiral Drill |
|--|--|
|  |  |
| <p>Realiza el corte del circuito de la lámina de sustrato con la que se trabaja.</p> | <p>Herramienta de taladrado con la que realizar agujeros con diámetros de gran precisión sobre la placa.</p> |

C. Cámara Anecoica. Medidas.

El grupo RFCAS de la EPS de la Universidad Autónoma de Madrid dispone de una cámara anecoica de reciente construcción en la que pueden realizarse medidas de hasta una frecuencia de 20 GHz.



Figura C-1: Cámara Anecoica, EPS (UAM)

Una cámara anecoica es un recinto que absorbe la energía que incide sobre las paredes. Consta de dos partes fundamentales: la jaula de Faraday y los materiales absorbentes de ondas electromagnéticas. La jaula de Faraday es una estructura completamente apantallada con la que se consigue una atenuación de los campos incidentes. Interiormente se recubre de unos materiales absorbentes electromagnéticos para asemejar las condiciones de medida a las del espacio libre.

Equipamiento

A continuación se presentan brevemente los elementos que componen la cámara anecoica y que permiten el funcionamiento de la misma:

Material absorbente piramidal

El cometido de los materiales absorbentes es absorber las radiaciones de las antenas de medida de tal manera que no se produzcan efectos de multitrayecto en la medida tomada. Pueden ser de tipo ferrita o piramidal. Estos últimos presentan mejor coeficiente de reflexión para frecuencias altas (1 – 40 GHz) y generalmente están fabricados de espumas (polímeros) impregnados con carbón.

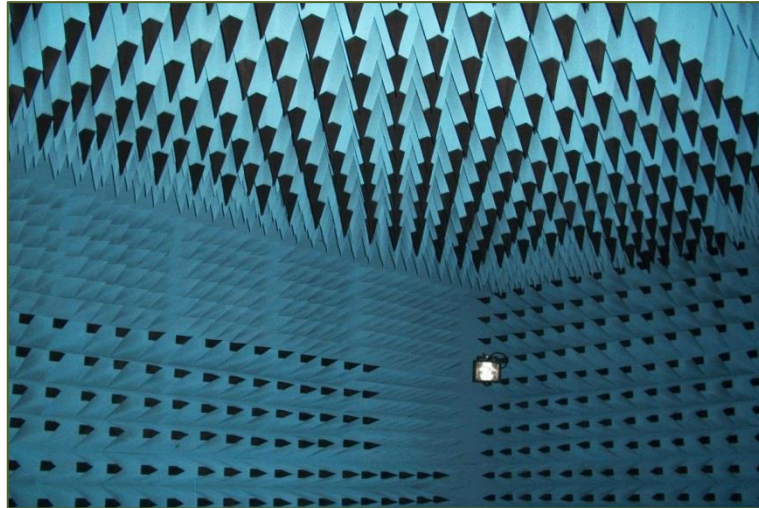


Figura C-2: Material absorbente piramidal

Analizador de redes Agilent – Modelo E5071C

Un Analizador de Redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S). Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros-S, como por ejemplo la ganancia, pérdida por retorno, relación de onda estacionaria de tensión (VSWR), coeficiente de reflexión y estabilidad de amplificación.



Figura C-3: Analizador de Redes modelo E5071C de Agilent Technologies propiedad de la EPS

Este analizador de redes abarca frecuencias de 300KHz hasta 20GHz, cubriendo así un amplio rango de frecuencias. Además, este equipo resulta muy versátil, dado que puede funcionar con una configuración de 2 o 4 puertos, con un rango dinámico >123 dB, bajo ruido y con gran estabilidad a alta temperatura (0.005 dB/°C).

Kit de calibración del analizador de redes

Para la medida de los parámetros S de un circuito de RF se necesita eliminar o sustraer de la medición el efecto de todos aquellos errores sistemáticos, como pueden ser las pérdidas en cables, conectores, etc. Para ello previamente a la medida del circuito de RF, el VNA necesita ser calibrado. Mediante dicho proceso de calibración se suministra al VNA toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos mencionados. De esta manera se obtienen los parámetros S justo a la entrada del circuito que se quiere caracterizar, que en nuestro caso será el elemento radiante que conformará parte de la antena array. La manera de calibrar el VNA es ir conectando al cable que se va a utilizar en las medidas una serie de terminaciones: un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de 50Ω , que es la impedancia característica del aparato. En nuestro caso, los conectores del cable coaxial que servirán de conexión entre el analizador de redes y los arrays lineales, han sido soldados a éstos en el taller de la Escuela, por lo que su calidad diferirá de la de un cable coaxial ya preparado, y que, por otro lado, hubiera sido bastante caro. Además, si se utilizan los dos puertos del analizador, también se necesitará un adaptador hembra-hembra que conecte entre sí los dos cables.

Para la caracterización, vamos a utilizar el HP/Agilent 85052D 50 ohm 3.5 mm calibration kit 9GHz. Los tres elementos terminaciones (cortocircuito, circuito abierto y carga de 50Ω) que vamos a utilizar se encuentran incluidos en este kit, tanto hembra como macho.



Figura C-4: Contenido del kit de calibración 85052D de Agilent Technologies

Anexos C. Cámara Anecoica. Medidas

Antes de comenzar cualquier calibración, es bueno asegurar el rango de frecuencias en el que vamos a calibrar el aparato, para ello basta con introducirnos en el sub-menú SPAN y a continuación establecer el rango START-STOP y CENTER. El aparato nos pedirá conectar sucesivamente un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de 50Ω igual a la del dispositivo, y a través de la interfaz gráfica del sistema iremos observando las correspondencias en términos de reflexión.

Cables de medida flexibles

Se trata de cables de medida Agilent 85131E/F/H NMD-3.5mm -f- to 3.5mm, que se conectan a los puertos del analizador de redes para analizar los parámetros de dispersión de las antenas construidas.



Figura C-5: Cables de medida Agilent 85131E/F/H NMD-3.5mm -f- to 3.5mm

Sistema de medida de antenas DAMS 6000

Consta de una plataforma giratoria para colocar los dispositivos de medida, así como un controlador hardware para su manejo en los planos de elevación y azimuth.

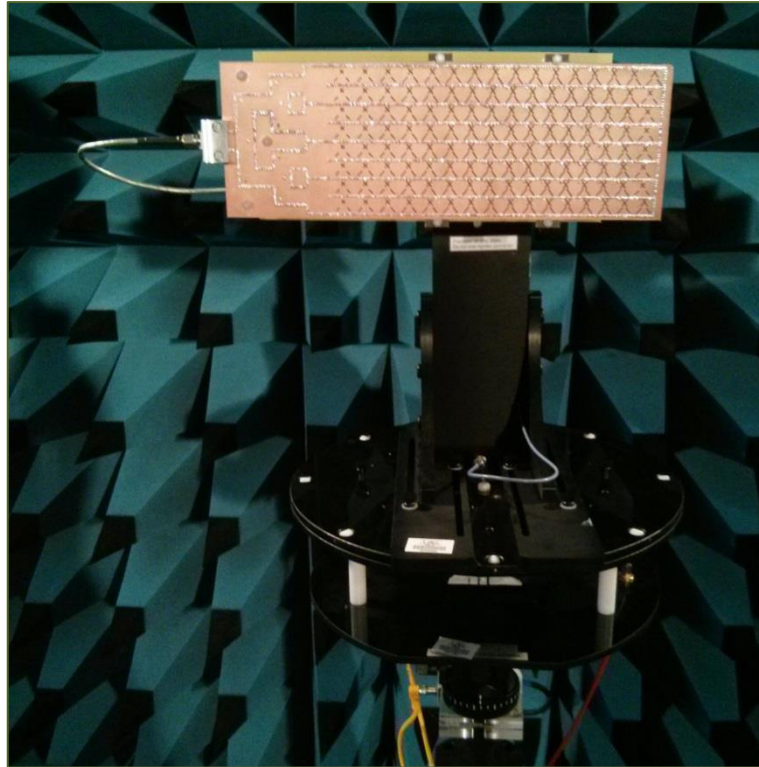


Figura C-6: Plataforma giratoria

Elementos para ajuste con precisión de antenas y montaje

El sistema DAMS consta de cables RF de precisión, herramientas para el montaje, etc. Cabe destacar el nivelador y el medidor de distancia láser.



Figura C-7: Accesorios DAMS 6000

Software utilizado para medida de diagrama de radiación

Es el software de captura de diagramas de radiación multi-frecuencia DAMS *Antenna Measurement Studio*. Se encarga de controlar la plataforma giratoria DAMS 6000

ideal para la medición de antenas de pequeño tamaño. Se conecta y controla el analizador de redes para obtener el diagrama de radiación.

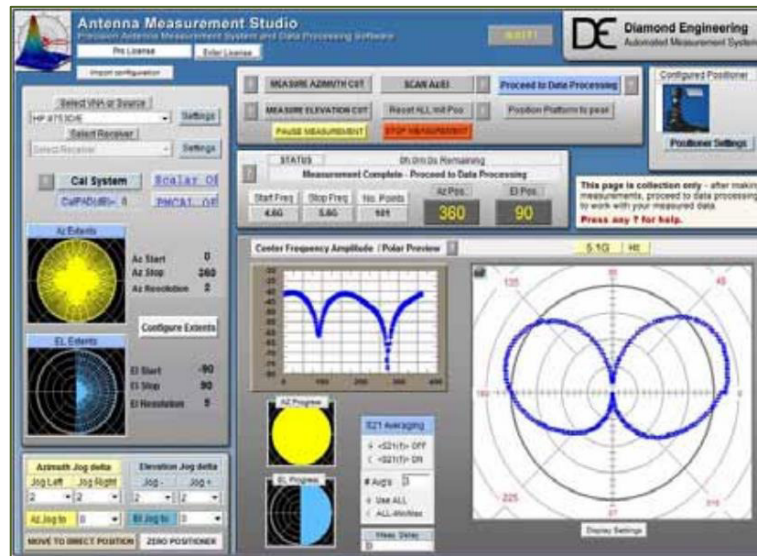


Figura C-8: Captura de pantalla del software Antenna Measurement Studio

Amplificadores ZVE-8G Minicircuits y fuentes de alimentación PROMAX FAC-662B

Se trata de amplificadores de potencia que trabajan en la banda comprendida entre 2 y 8 GHz, y fuentes para alimentar los amplificadores (5 V).

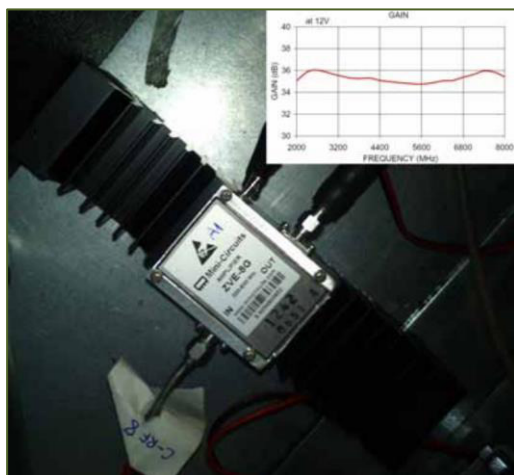


Figura C-9: Amplificador ZVE-8G Minicircuits



Figura C-10: Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B

Montaje

La Figura C-11 muestra un esquema de montaje de la Cámara Anecoica con los elementos presentados anteriormente. Tal y como se observa en la misma, se dispone de una antena calibrada, que actúa a modo de sonda, y que se usa como antena de referencia para la medida de radiación del dispositivo bajo análisis.

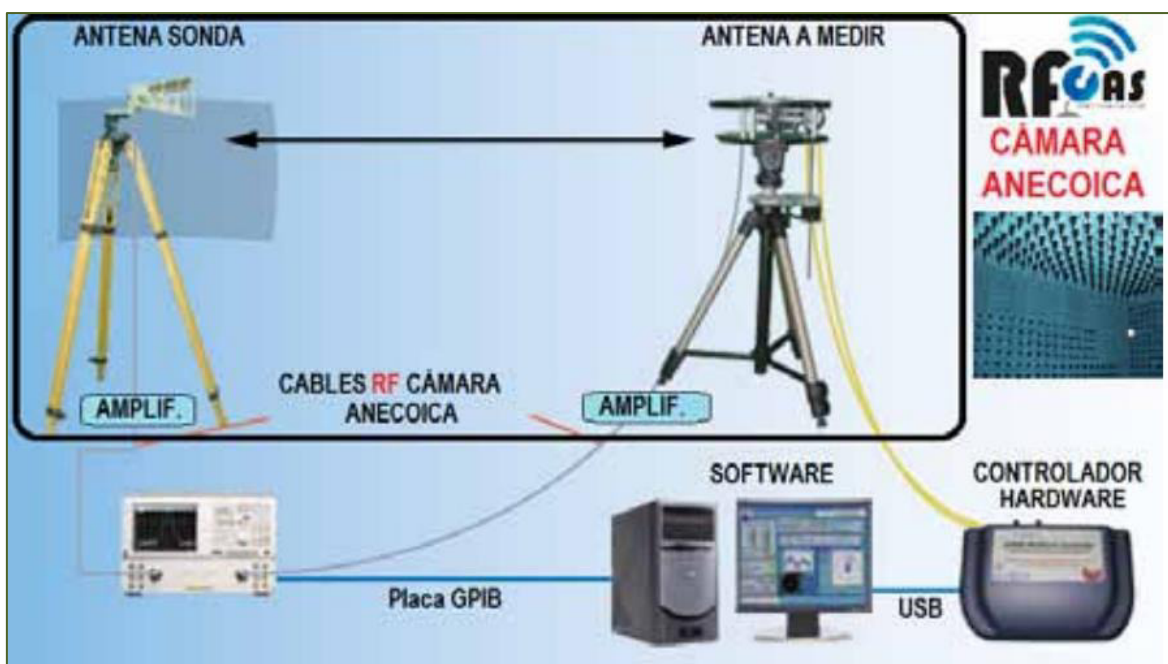


Figura C-11: Esquema de montaje de la Cámara Anecoica EPS - UAM

Los cables RF se conectan con el analizador de redes Agilent Modelo E5071C. En caso de necesitarse amplificadores, como es el caso para la captura de valores fiables, éstos se intercalarán entre cada una de las dos antenas y el analizador de redes. Debe tenerse presente en todo momento en el enlace propuesto cuál es la antena emisora (fuente) y cuál es la receptora de cara a realizar una conexión adecuada de los amplificadores y a seleccionar el parámetro adecuado de medida en el analizador de redes. Es posible realizar medidas a múltiples frecuencias al mismo tiempo, lo que reduce considerablemente el tiempo de medida. El procedimiento a seguir es el siguiente:

- Seleccionar la sonda adecuada, en función del rango de frecuencias de trabajo. Actualmente se dispone de tres antenas calibradas de tipo bocina que se utilizan como referencia para la medida. Cada una de ellas trabaja en 3 bandas diferentes (2-8 GHz, 8-12 GHz y 12-20 GHz). Para tomar medidas en el rango de los 10-20 GHz deben utilizarse las bocinas de referencia comprendidas en el rango de operación del dispositivo radiante a medir.



Figura C-12a: Banda de trabajo 2-8 GHz

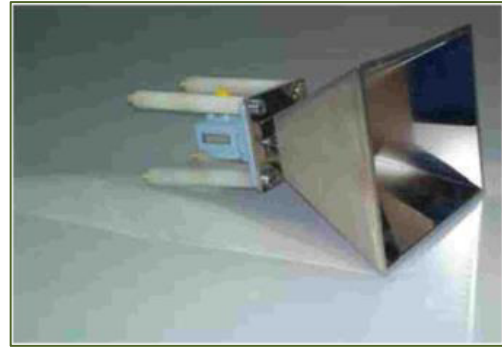


Figura C-12b: Banda de trabajo 8-12 GHz

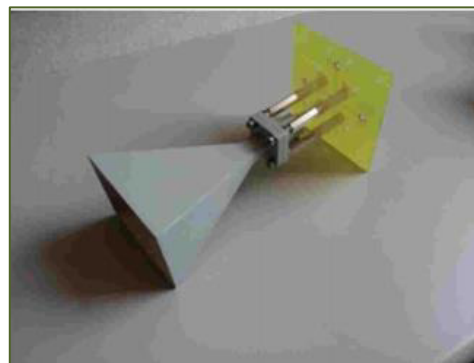


Figura C-12c: Banda de trabajo 12-20 GHz

- Situar la bocina de referencia en la polarización a medir (horizontal o vertical). En el caso de trabajar con dispositivos radiantes de polarización circular, como es el caso de este PFC, se deben tomar medidas de ambas polarizaciones y combinarlas de manera adecuada, según la siguiente fórmula:

$$E_{RHCP}(\theta, \phi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_{\theta}(\theta, \phi) - jE_{\phi}(\theta, \phi))e^{-j\phi}$$
$$E_{LHCP}(\theta, \phi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_{\theta}(\theta, \phi) + jE_{\phi}(\theta, \phi))e^{j\phi}$$

- Configuración del analizador de redes: selección de rango de frecuencias y número de puntos de representación, que determinarán las frecuencias a las que el sistema DAMS obtendrá los datos del parámetro S_{21} entre la antena de referencia y la de medida.
- Iniciar el software de medida y encender el controlador hardware. Seleccionar el tipo de analizador de redes utilizado, el tipo de rotación (en el eje de elevación o en el eje de azimuth) en función de la medida a realizar y el número de puntos (precisión de rotación).
- Una vez iniciado el proceso, el software comienza a controlar el analizador de redes (a través de la placa de control GPIB) para tomar medidas del parámetro de transmisión para cada posición angular del plano de medida en el rango de frecuencias seleccionado. El propio software, mediante el controlador hardware, hace que la plataforma vaya girando y tome una medida en cada punto. En la etapa de post-procesado se obtiene el diagrama de radiación para cada una de las frecuencias seleccionadas, que podrá exportarse en formato de texto para su posterior análisis.

Presupuesto

1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido).....2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses.....50 €
- Material de oficina150 €
- Material de fabricación de prototipos
 - Conectores SMA100 €
 - Sustrato de circuitos impresos250 €
- Material de oficina150 €
- Alquiler de la máquina fresadora durante 1 mes4.000 €
- Herramienta remachadora414 €
- Medidas con el analizador de redes durante 10 h.....500 €
- Medidas en Cámara Anecoica durante 10 días.....800 €

- Total de ejecución material8.414 €

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material1.346,24 €

3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material504,84 €

4) Honorarios Proyecto

- 1300 horas a 18 € / hora23.400 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión300 €
- Encuadernación20 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto33.985,08 €

7) I.V.A. aplicable

- 21% Subtotal Presupuesto7136,87 €

8) Total presupuesto

- Total Presupuesto41.121,95 €

Madrid, Mayo de 2014

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Pedro Millán Pérez
Ingeniero Superior de Telecomunicación

Pliego de Condiciones

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un array de ranuras con polarización dual sobre SIW para banda Ku. 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.

Pliego de Condiciones

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

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

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

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

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partidaalzada 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.

Pliego de Condiciones

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.

