**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**


# TRABAJO FIN DE MÁSTER
# Máster en Ingeniería de Telecomunicación

## Diseño de array de parches 2D alimentado por red corporativa en tecnología mixta de líneas microstrip y SIW


**Eduardo García Marín**


**Febrero 2016**

# Diseño de array de parches 2D alimentado por red corporativa en tecnología mixta de líneas microstrip y SIW

**AUTOR: Eduardo García Marín**
**TUTOR: José Luis Masa Campos**

**Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)**
**Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones (TEC)**
**Escuela Politécnica Superior**
**Universidad Autónoma de Madrid**
**Febrero 2016**

## *Resumen*

Este documento presenta el diseño, construcción y medida de una antena multicapa de tipo array para funcionamiento en banda Ku de frecuencias y posible aplicación en comunicaciones por satélite y posicionamiento radar. El array consiste en una agrupación de 4 x 4 parches apilados con polarización lineal y alimentados mediante una red de alimentación implementada en dos capas, una en tecnología microstrip y otra en guía de onda sobre sustrato impreso (*Substrate Integrated Waveguide*, SIW). La simetría de la red de alimentación da lugar a una ley de iluminación de tipo uniforme para todos los elementos radiantes. Asimismo, esta simetría facilita la réplica del array 4 x 4 propuesto en antenas con más elementos y mayor ganancia. La alimentación de la antena se realiza mediante conector coaxial de 50 ohmios.

Durante la fase de diseño, se ha realizado un proceso modular, donde cada parte de la antena se ha optimizado por separado y posteriormente integrado, ahorrando así en tiempo de simulación. El primer prototipo diseñado, con un conector coaxial vertical como alimentación principal, presenta un ancho de banda de adaptación mejor que -15 dB del 17% y del 20% para adaptación mejor que -10 dB. La ganancia conseguida en simulación a 17 GHz se sitúa en los 18,4 dBi.

Esta antena ha sido construida y medida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid, obteniéndose una respuesta en adaptación muy deteriorada. Se ha detectado la gran sensibilidad de la antena a la transición vertical de entrada, por lo que se ha propuesto un nuevo diseño con transición horizontal. Esta transición ha probado ser mucho más estable en trabajos previos. El nuevo prototipo se ha construido, logrando medir un ancho de banda a -10 dB de más del 15,8%. La ganancia medida a 17 GHz cae a 16,7 dBi debido a limitaciones de fabricación.

## *Palabras clave*

Antena, array, multicapa, banda Ku, satélite, radar, microstrip, SIW, corporativo, uniforme, ganancia, parche apilado.

## *Abstract*

In this article, the design, manufacture and measurement of a multilayer antenna array at Ku band to be used in satellite communications and radar positioning is presented. The antenna consists on a 4 x 4 linearly polarized stacked-patch array fed by a double-layer feeding network implemented in both microstrip and Substrate Integrated Waveguide (SIW) technologies. Due to the symmetry of the feeding network, the radiating elements are uniformly excited. In addition, the replication of the proposed 4 x 4 array into larger high-gain antennas is straightforward thanks to the symmetry of the structure. A 50-ohm coaxial connector is the main feeding source of the antenna.

A modular design process has been carried out, separately optimizing each antenna element before the final integration, therefore saving simulation time. The first prototype is fed by a vertical coaxial connector, and the simulated -15 dB matching bandwidth is 17% while the -10 dB bandwidth reaches 20%. The simulated gain is 18.4 dBi at 17 GHz.

The designed antenna has been manufactured and measured in the Escuela Politécnica Superior at Universidad Autónoma de Madrid, showing a severely mismatched response. In simulations, the antenna has proven to be very sensitive to changes in the vertical input transition. Hence, a new design with a horizontal input transition is proposed. Such transition is more stable and is backed by successful experiences in previous works. The new prototype has been manufactured, achieveing more than 15.8% -10 dB matching bandwidth. Due to manufacturing limitations, the measured gain falls to 16.7 dBi at 17 GHz.

## *Key words*

Antenna, array, multilayer, Ku band, satellite, radar, microstrip, SIW, corporate, uniform, gain, stacked patch.

## *Agradecimientos*

En vez de dar las gracias, sé que a los agraciados agradecidos (agradecidos de que yo les agradezco algo, no de que se sientan agradecidos -¿o es lo mismo?-) les gustaría más si les regalase algo, como un reloj o un collar de perlas. Pena que tenga que imprimir este legajo. Me voy a dejar todos mis maravedíes en las copias. Quizá cuando las memorias se entreguen en PDF me planteo lo de los obsequios.

Venga, seamos breves que esta gente querrá acostarse. Podría decir sólo "muchas gracias a los mismos del Trabajo Fin de Grado" (he estado a puntito) y quedarme tan ancho, pero quedaba la página muy desangelada (y me la iban a cobrar igual). Así que ya que estamos pongamos negro sobre blanco las personas humanas a las que hay que agradecer la ayuda prestada. Por convención social y tal.

Muchas gracias a mi tutor José Luis por la confianza depositada sobre mi persona. No sé cómo le he podido engañar para repetir conmigo. Algún día la ciencia dará una respuesta a esta incógnita. Pero en serio, la oportunidad de realizar este trabajo me la ha proporcionado él, así que mi más sincero agradecimiento. También garantizo suministro gratuito "a domicilio" de bocatas de atún con pimiento, que del aire uno no vive.

También tengo que agradecer la ayuda a Pablo, que ahora se sienta detrás de mí en aras de la seriedad, rigurosidad y trabajo eficiente de todos los miembros del grupo. Asimismo, destacar que ha tenido la paciencia de construir en el taller todos los prototipos utilizados en este proyecto. Así que si los resultados son malos, ya sabéis a quién culpar.

No puedo olvidarme de mis compañeros Paula y Diego, a los que tengo que agradecer enormemente hacerme esperar hasta las tres de la tarde todos los días para poder ir a comer. El mundo no gira alrededor de vosotros, ¿vale? Pero se os quiere igualmente.

Dado que a mitad de semestre me he mudado a un piso nuevo con vistas a la sierra, tengo que agradecer a mis compañeros de piso Ana y Lucas la paciencia y el buen ambiente de trabajo que generan. Igual digo para Raúl, aunque ahora mismo está de vacaciones en su país.

Y ya no voy a decir más nombres, que si nos ponemos no acabamos. Gracias a mis padres por no desahuciarme aún, y gracias a mis amigos de Tres Cantos, a mis amigos de la universidad, a mis amigos de Rymsa. Todo aquel que como mínimo se haya tomado un café conmigo, ha contribuido a este trabajo distrayéndome y entreteniéndome. Gracias a todos ellos.

Para terminar, y como no quiero olvidarme de nadie, a continuación incluyo un listado completo con las iniciales de los nombres de todas aquellas personas que me han ayudado a seguir adelante:

ABCDEFGHIJKLMNÑOPQRSTUVWXYZ.

No busquéis la che ni la elle, que eso es más viejo que el truco de pedir fiado.

# INDICE DE CONTENIDOS

1 Introducción ..... 1
1.1 Motivación ..... 1
1.2 Objetivos ..... 1
1.3 Organización de la memoria ..... 1
2 Estado del arte ..... 3
2.1 Definición y características de una antena ..... 3
2.1.1 Parámetros básicos de una antena ..... 3
2.1.1.1 Coeficiente de reflexión ..... 3
2.1.1.2 Diagrama de radiación ..... 5
2.1.1.3 Polarización. Componentes copolar y contrapolar. ..... 6
2.1.1.4 Directividad y ganancia ..... 8
2.2 Tipos de antenas ..... 9
2.2.1 Antenas de parche ..... 10
2.2.2 Arrays ..... 13
2.3 Red de alimentación ..... 15
2.3.1 Tipos ..... 15
2.3.2 Tecnologías ..... 17
2.4 Contexto tecnológico ..... 18
3 Diseño ..... 21
3.1 Consideraciones previas ..... 21
3.2 Subarray 2x2 ..... 23
3.2.1 Parche apilado y divisor de potencia microstrip ..... 23
3.2.2 Transición vertical de SIW a microstrip ..... 25
3.2.3 Integración ..... 27
3.3 Array 4x4 ..... 29
3.3.1 Red de alimentación SIW ..... 30
3.3.2 Integración ..... 33
4 Fabricación y medida ..... 41
4.1 Prototipo con conector vertical ..... 41
4.2 Prototipo con conector horizontal ..... 43
5 Conclusiones y trabajo futuro ..... 53
5.1 Conclusiones ..... 53
5.2 Trabajo futuro ..... 53
Referencias ..... 55
Anexos ..... I
A Software utilizado ..... I
B Equipamiento utilizado ..... III

# INDICE DE FIGURAS


FIGURA 2.1. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S11 EXPRESADO EN DECIBELIOS Y EN CARTA DE SMITH. ..... 5
FIGURA 2.2. SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS. ..... 5
FIGURA 2.3. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL PLANO H. ..... 6
FIGURA 2.4. DISTINTOS TIPOS DE POLARIZACIÓN DE UN CAMPO. FUENTE: HTTP://WWW.BLAZELABS.COM/ ..... 6
FIGURA 2.5. VECTORES UNITARIOS $\boldsymbol{\theta}$ Y $\boldsymbol{\phi}$ PARA $\boldsymbol{\phi = 0^{\circ}}$ ..... 7
FIGURA 2.6. VECTORES UNITARIOS $\boldsymbol{\theta}$ Y $\boldsymbol{\phi}$ PARA $\boldsymbol{\phi = 90^{\circ}}$ ..... 7
FIGURA 2.7. COMPONENTE COPOLAR: $\boldsymbol{E\theta}$ ..... 8
FIGURA 2.8. COMPONENTE CONTRAPOLAR: $\boldsymbol{E\phi}$ ..... 8
FIGURA 2.9. DIAGRAMA DIRECTIVO FRENTE A DIAGRAMA ISOTRÓPICO (EXTRAÍDO DE [15]). ..... 9
FIGURA 2.10. PARCHE RECTANGULAR (EXTRAÍDO DE [15]). ..... 10
FIGURA 2.11. PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO MEDIANTE LÍNEA MICROSTRIP (IZQUIERDA) Y PARCHE RECTANGULAR ALIMENTADO POR SONDA COAXIAL VERTICAL (DERECHA). IMAGEN EXTRAÍDA DE [15]. 10
FIGURA 2.12. CAVIDAD FORMADA POR EL PARCHE Y EL PLANO DE MASA (PAREDES METÁLICAS) Y CUATRO RANURAS VERTICALES (PAREDES MAGNÉTICAS). ..... 11
FIGURA 2.13. LÍNEAS DEL CAMPO $TM_{100}$ EN LA CAVIDAD FORMADA POR EL PARCHE. ..... 11
FIGURA 2.14. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL PARCHE RECTANGULAR EN EL PLANO E ($\boldsymbol{\phi = 0^{\circ}, izda}$) Y EL PLANO H ($\boldsymbol{\phi = 90^{\circ}, dcha}$). ..... 12
FIGURA 2.15. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL PARCHE CIRCULAR EN EL PLANO E ($\boldsymbol{\phi = 0^{\circ}, izda}$) Y EL PLANO H ($\boldsymbol{\phi = 90^{\circ}, dcha}$). ..... 12
FIGURA 2.16. VERY LARGE ARRAY DE REFLECTORES EN NUEVO MÉXICO, EEUU (IZDA; FUENTE: WWW.UPV.ES) Y ARRAY LINEAL DE PARCHES (DCHA). ..... 13
FIGURA 2.17. ARRAY LINEAL DE N ELEMENTOS, SEPARADOS POR IGUAL POR UNA DISTANCIA *D*. ..... 13
FIGURA 2.18. REPRESENTACIÓN DEL MARGEN VISIBLE EN EL FACTOR DE ARRAY. FUENTE: HTTP://OCW.UPM.ES ..... 14
FIGURA 2.19. ARRAY BIDIMENSIONAL, CUYO ELEMENTO UNITARIO ES UNA FILA DE N ELEMENTOS. ..... 15
FIGURA 2.20. ANTENA DE RANURAS ALIMENTADA EN SERIE. ..... 15
FIGURA 2.21. DESAPUNTAMIENTO DEL HAZ PRINCIPAL EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA [2]. ..... 16
FIGURA 2.22. ARRAY BIDIMENSIONAL, CUYOS ELEMENTOS RADIANTES ESTÁN ALIMENTADOS EN SERIE. CADA UNA DE LAS FILAS SE CONECTA A UNA RED DE DISTRIBUCIÓN TIPO PARALELO. ..... 16
FIGURA 2.23. ESQUEMA DE UNA LÍNEA MICROSTRIP (IZDA) Y LÍNEAS DEL CAMPO ELÉCTRICO (DCHA). ..... 17
FIGURA 2.24. CORTE TRANSVERSAL DE UNA GUÍA DE ONDA. ..... 17
FIGURA 2.25. ESTRUCTURA SIW (DIAGRAMA EXTRAÍDO DE [6]). ..... 18
FIGURA 3.1. A) ESQUEMA SUPERIOR DE LA ANTENA. B) CORTE LATERAL DE LA ZONA DEL SUBARRAY 2X2. ..... 21
FIGURA 3.2. FLUJO DE TRABAJO A DESARROLLAR EN LA FASE DE DISEÑO DEL TFM. ..... 22
FIGURA 3.3. VISTA 3D DEL SUBARRAY 2 X 2, INCLUYENDO LA TRANSICIÓN DE SIW A MICROSTRIP Y EL PUERTO EN GUÍA DE ONDA CONVENCIONAL PARA SIMULAR EN CST. ..... 23
FIGURA 3.4. ESQUEMA DE IMPEDANCIAS EN EL PARCHE APILADO. ..... 24
FIGURA 3.5. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN DE UN PARCHE AISLADO, Y DE UN DIVISOR DE POTENCIA CON SENDOS PARCHES CONECTADOS A SUS SALIDAS. ..... 24
FIGURA 3.6. VISTA SUPERIOR DE UN DIVISOR DE POTENCIA MICROSTRIP CON PARCHES CONECTADOS A SUS SALIDAS. ..... 25
FIGURA 3.7. ESQUEMA DEL ENTORNO DE SIMULACIÓN DE LA TRANSICIÓN DE SIW A MICROSTRIP. ..... 25
FIGURA 3.8. CORTE LATERAL DE LA TRANSICIÓN SIW-MICROSTRIP Y PARÁMETROS A OPTIMIZAR. ..... 26
FIGURA 3.9. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN DE LA TRANSICIÓN SIW-MICROSTRIP. ..... 26
FIGURA 3.10. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN DEL SUBARRAY 2X2 ANTES Y DESPUÉS DE OPTIMIZAR LA ESTRUCTURA COMPLETA. ..... 27
FIGURA 3.11. ESQUEMA DEL SUBARRAY 2X2 Y DIMENSIONES ACOTADAS. ..... 27
FIGURA 3.12. DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO DEL SUBARRAY 2X2. ..... 28
FIGURA 3.13. EVALUACIÓN DE LA COMPONENTE *Y* DEL CAMPO ELÉCTRICO EN UN PUNTO POR ENCIMA DE LOS PARCHES SUPERIORES. ..... 29
FIGURA 3.14. VISTA 3D DEL ARRAY 4X4 PROPUESTO. ..... 29
FIGURA 3.15. ESQUEMA DEL DIVISOR DE POTENCIA USADO EN LA RED DE ALIMENTACIÓN SIW. ..... 30
FIGURA 3.16. ESQUEMA DE LA TRANSICIÓN DE COAXIAL SMA A GUÍA SIW. ..... 30
FIGURA 3.17. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN DE LOS DISTINTOS ELEMENTOS DE LA RED DE ALIMENTACIÓN SIW, ASÍ COMO DE LA RED COMPLETA ANTES Y DESPUÉS DE OPTIMIZAR. ..... 31
FIGURA 3.18. ESQUEMA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN SIW. ..... 31
FIGURA 3.19. AMPLITUD Y FASE DE LOS COEFICIENTES DE TRANSMISIÓN DE LA RED SIW. ..... 32

FIGURA 3.20. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY 4X4. ..... 33
FIGURA 3.21. EVALUACIÓN DE DIRECTIVIDAD Y GANANCIA SIMULADAS EN EL ARRAY 4X4. ..... 33
FIGURA 3.22. EVALUACIÓN DE LA COMPONENTE Y DEL CAMPO ELÉCTRICO EN UN PUNTO SOBRE EL CENTRO DE LOS PARCHES DEL ARRAY 4X4. ..... 34
FIGURA 3.23. COMPARATIVA DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN SIMULADO EN EL ARRAY 4X4 CON EL OBTENIDO MEDIANTE LA TEORÍA DE ARRAYS APLICADA AL DIAGRAMA SIMULADO DE UN PARCHE AISLADO. ..... 34
FIGURA 3.24. FASES DE LA COMPONENTE Y DEL CAMPO ELÉCTRICO EVALUADAS SOBRE EL CENTRO DE LOS PARCHES, ANTES Y DESPUÉS DE DESPLAZAR LOS PARCHES PARA COMPENSARLAS. ..... 36
FIGURA 3.25. COMPARATIVA DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN SIMULADO DEL ARRAY 4X4 ANTES Y DESPUÉS DE COMPENSAR FASES, CON EL CASO DE FASES UNIFORMES DE ALIMENTACIÓN. ..... 36
FIGURA 3.26. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN SIMULADOS A VARIAS FRECUENCIAS EN PLANO E (ARRIBA) Y PLANO H (ABAJO). ..... 37
FIGURA 3.27. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN DEL ARRAY 4X4 OBTENIDO CON DISTINTAS TÉCNICAS. ..... 38
FIGURA 3.28. ESQUEMAS DE LA OBTENCIÓN DEL MODELO CIRCUITAL DEL ARRAY 4X4 A) SIN TENER EN CUENTA ACOPLOS B) TENIÉNDOLOS EN CUENTA (DCHA). ..... 38
FIGURA 3.29. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN SIMULADO EN LA VERSIÓN FINAL DEL ARRAY 4X4. ..... 39
FIGURA 4.1. ESQUEMA DE LOS DIFERENTES TALADROS A EFECTUAR EN LA ANTENA. ..... 41
FIGURA 4.2. FOTOGRAFÍAS DE LAS CARAS SUPERIORES DE LAS DISTINTAS CAPAS DE LA ANTENA. ..... 42
FIGURA 4.3. ASPECTO DE LAS CARAS SUPERIOR (IZDA) E INFERIOR (DCHA) DE LA RED SIW TRAS SOLDAR. ..... 42
FIGURA 4.4. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN MEDIDO DEL ARRAY 4X4 CON LAS DOS VERSIONES DE LA RED SIW, COMPARADOS CON LA SIMULACIÓN. A LA DERECHA, EN REPRESENTACIÓN DE CARTA DE SMITH. ..... 43
FIGURA 4.5. ESQUEMA DEL NUEVO DISEÑO DE ARRAY 4X4, CON CONECTOR SMA HORIZONTAL. ..... 44
FIGURA 4.6. TRANSICIÓN MICROSTRIP DESDE COAXIAL SMA HASTA SIW. ..... 44
FIGURA 4.7. CORTE LATERAL DE LA ZONA DE TRANSICIÓN DESDE COAXIAL SMA HASTA SIW. ..... 45
FIGURA 4.8. NUEVA RED SIW CONSTRUIDA (IZDA), VISTA DEL CONECTOR SMA SOLDADO (CENTRO) Y ANTENA MONTADA Y LISTA PARA SER MEDIDA EN ADAPTACIÓN (DCHA). ..... 45
FIGURA 4.9. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN MEDIDO DEL ARRAY 4X4 COMPARADO CON LA SIMULACIÓN. ..... 45
FIGURA 4.10. FOTOGRAFÍA AL MICROSCOPIO DONDE SE APRECIA CÓMO LA VÍA QUEDA ENTERRADA. ..... 46
FIGURA 4.11. EVOLUCIÓN DE LA ADAPTACIÓN CONFORME EL PIN DE ACOPLO DE LA SIW A LA MICROSTRIP NO LLEGA A QUEDAR A RAS DEL PLANO DE MASA INFERIOR DE LA SIW. ..... 46
FIGURA 4.12. CORTE LATERAL DE LA NUEVA TRANSICIÓN SIW-MICROSTRIP CON ANILLO INFERIOR (IZDA) Y COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN (DCHA). ..... 47
FIGURA 4.13. FOTOGRAFÍA DE LA PARTE INFERIOR DE LA CUARTA VERSIÓN DE LA RED SIW, DONDE SE OBSERVAN LOS NUEVOS ANILLOS INFERIORES A LOS CUALES DE SUELDAN LOS POSTES DE ACOPLO VERTICALES. ..... 48
FIGURA 4.14. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN DEL ARRAY 4X4 MEDIDO CON LA CUARTA RED SIW. ..... 48
FIGURA 4.15. FOTOGRAFÍA DE LA ANTENA MONTADA EN LA PLACA DE FR4 QUE SIRVE DE INTERFAZ PARA EL SOPORTE DE LA CÁMARA ANECOICA. ..... 49
FIGURA 4.16. DIAGRAMA DE RADIACIÓN MEDIDO A 17 GHZ EN PLANO E (ARRIBA) Y H (ABAJO), COMPARADO CON LA SIMULACIÓN. ..... 49
FIGURA 4.17. DIAGRAMA DE RADIACIÓN MEDIDO A VARIAS FRECUENCIAS EN PLANO E (ARRIBA) Y H (ABAJO). ..... 50
FIGURA 4.18. EVALUACIÓN DE LA DIRECTIVIDAD, GANANCIA Y EFICIENCIA DE LA ANTENA, A DISTINTAS FRECUENCIAS. ..... 51
FIGURA 4.19. FOTOGRAFÍA DEL PERFIL DE LA ANTENA FINAL (ARRIBA) Y EFECTO EN SIMULACIÓN DE LA PRESENCIA DE UNA LÁMINA DE AIRE ENTRE SUSTRATOS. ..... 51
FIGURA 5.1. PROTOTIPO DE ARRAY 8 X 8. ..... 53

# INDICE DE TABLAS

TABLA 2-1. NOMBRES Y FRECUENCIAS DE LAS BANDAS DE MICROONDAS. ..... 3
TABLA 3-1. RELACIÓN DE LAS CAPAS DE LA ANTENA Y LOS MATERIALES QUE LAS COMPONEN. ..... 22
TABLA 3-2. DIMENSIONES DE LA RED DE ALIMENTACIÓN SIW. ..... 31
TABLA 3-3. DESPLAZAMIENTOS (MM) SEGÚN Y APLICADOS A CADA PARCHE PARA COMPENSAR LAS FASES DEL CAMPO ELÉCTRICO EVALUADAS EN FIGURA 3.21. ..... 35
TABLA 4-1. DIMENSIONES DE LA NUEVA TRANSICIÓN SIW-MICROSTRIP. ..... 47

# 1 Introducción

## 1.1 Motivación

Las antenas fabricadas mediante la tecnología de circuitos impresos han probado tener un gran potencial y ofrecer resultados muy satisfactorios en los proyectos efectuados en el grupo de investigación RFCAS, al que pertenece el autor. Se pueden lograr, a un coste reducido, agrupaciones de antenas de alta ganancia que además son fácilmente integrables con otra circuitería gracias a la fabricación en circuito impreso. Además, el desarrollo de la guía de onda sobre sustrato impreso permite obtener antenas con bajas pérdidas, similares a las encontradas en la guía de onda convencional, pero con un método de fabricación más barato y sencillo. Esta combinación de guía de onda y fabricación impresa permite aunar los beneficios de ambas técnicas, consiguiendo sistemas radiantes de prestaciones muy altas a un coste muy competitivo.

En este contexto, el presente trabajo tiene como punto de partida el Trabajo Fin de Grado desarrollado por el mismo autor, apoyado sobre las motivaciones citadas. Se tratará de explotar las ventajas de la guía de onda impresa para lograr una agrupación radiante de mayor ganancia, tratando de solventar las limitaciones que tenía el trabajo anterior, principalmente en términos de adaptación de impedancias. Asimismo, se insistirá en utilizar una red de alimentación con topología corporativa, dando así simetría a la estructura y evitando el desapuntamiento del haz de radiación en frecuencias distintas de la de diseño. Esta simetría también permitirá una fácil réplica de la antena en agrupaciones de más elementos y con mayor ganancia.

## 1.2 Objetivos

Se propone desarrollar, fabricar y evaluar una antena multicapa, conformando una agrupación de parches radiantes, con polarización lineal y funcionando a 17 GHz (banda Ku). Con respecto a la red de alimentación, se empleará una red con topología de tipo paralelo, alimentando todos los elementos radiantes de manera uniforme. Tratando de superar las limitaciones de adaptación de impedancias encontradas en la antena del Trabajo Fin de Grado del autor, causadas por la proximidad de las discontinuidades en la antena, se propone una red de alimentación en dos capas. Un primer nivel en tecnología de guía de onda impresa (SIW por sus siglas en inglés), que excite el segundo nivel de alimentación, basado en tecnología microstrip.

Los retos que plantea esta estructura son, además de mejorar las prestaciones de su antecesora, superar las limitaciones de las técnicas empleadas. Fundamentalmente, al tratarse de una estructura multicapa, deben afrontarse los problemas que pueden surgir por un incorrecto contacto entre las distintas capas, una mala conexión entre las mismas, tolerancias de fabricación y de los materiales, entre otros.

## 1.3 Organización de la memoria

- Capítulo 1. Introducción. Motivación, objetivos, estructura de la memoria.
- Capítulo 2. Estado del arte. Definición de antena y tipos, parámetros relevantes de las antenas, tecnologías.
- Capítulo 3. Diseño. Consideraciones previas, descripción de la estructura, proceso de diseño, resultados.
- Capítulo 4. Fabricación y medida. Descripción del proceso de fabricación, descripción de los distintos prototipos construidos, resultados medidos.
- Capítulo 5. Conclusiones y trabajo futuro.

# 2 Estado del arte

## 2.1 Definición y características de una antena

Una antena es un dispositivo metálico capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, y que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio. La antena se diseña para que dichas ondas oscilen a una determinada frecuencia, que encuadrará la antena en una cierta banda de trabajo. La banda más común son las microondas, que abarcan desde los 300 MHz hasta los 300 GHz. Esta banda está subdividida en otras menores, cuyos nombres comenzaron a acuñarse desde primera mitad del siglo XX:

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

**Tabla 2-1. Nombres y frecuencias de las bandas de microondas.**

### 2.1.1 Parámetros básicos de una antena

Existen una serie de parámetros que se definen y miden siguiendo el estándar IEEE 145-1973. Hay parámetros de carácter circuital, como la impedancia o el coeficiente de reflexión, y otros de naturaleza direccional, y que dependen del ángulo de observación, como por ejemplo la directividad o el diagrama de radiación.

#### *2.1.1.1 Coeficiente de reflexión*

En una línea de transmisión de impedancia de entrada $Z_A$ e impedancia característica $Z_0$, se define el coeficiente de reflexión a la entrada como:

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \tag{2.1}$$

Nos da una idea de la parte de onda incidente en el circuito que se ve reflejada. No cabe confundirlo con el coeficiente de adaptación a la entrada, definido como:

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \tag{2.2}$$

Este parámetro nos informa de lo bien adaptado que está nuestro circuito. Dicho de otra manera: lo bien que aprovecha la potencia entregada por el generador. Si $\Gamma_A = 0$, existe adaptación de impedancias, con lo cual se tiene máxima transferencia de potencia.

Es importante recalcar que la existencia de adaptación en nuestro circuito no necesariamente implica ausencia de onda reflejada. Sucede de igual manera a la inversa: la reflexión nula no supone adaptación de impedancias.

En una red más compleja que el circuito inicial, con n puertas distintas, el análisis no es tan inmediato. Se pueden definir en cada puerta una onda de potencia incidente, $a_k$, y una onda de potencia reflejada, $b_k$.

$$a_k = \frac{v_k + i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \tag{2.3}$$

$$b_k = \frac{v_k - i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \tag{2.4}$$

Donde $v_k$ es la tensión en la puerta k, $i_k$ la corriente entrante al circuito en la puerta k, y $Z_{0k}$ la impedancia de referencia de la puerta k.

Estas ondas de potencia quedarán relacionadas mediante la conocida como matriz de parámetros S.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

De esta definición, se deduce que

$$S_{ji} = \left.\frac{b_j}{a_i}\right|_{a_k=0,\ \ k\neq i} \tag{2.6}$$

Para conseguir que las ondas incidentes $a_k = 0,\ \ k \neq i$ sean nulas, sencillamente hay que cargar cada una de las puertas con su impedancia de referencia, $Z_{0k}$.

Hecha esta suposición, se puede asociar un significado físico a los parámetros S:

$$|S_{ii}|^2 = \frac{Potencia\ reflejada\ en\ la\ puerta\ i}{Potencia\ disponible\ del\ generador\ en\ la\ puerta\ i}$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{Potencia\ entregada\ a\ la\ carga\ de\ la\ puerta\ j}{Potencia\ disponible\ del\ generador\ en\ la\ puerta\ i}\ ,j \neq i$$

Así pues, llamamos coeficientes de reflexión a los $S_{ii}$, y coeficientes de transmisión a los $S_{ji}$. Están directamente asociados a las pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción, respectivamente. Es importante señalar que, si bien $S_{ii}$ y $\rho_A$ son homónimos, no necesariamente son lo mismo. $S_{11}$ es igual al coeficiente de reflexión $\rho$ visto en la puerta 1 sólo en caso de que el resto de puertas estén cargadas con sus respectivas impedancias de referencia.

Dado que en las simulaciones que se ejecuten cumplirán estas condiciones, se utilizará el parámetro $S_{11}$ para medir la bonanza de la adaptación de impedancias del circuito simulado. Comúnmente, se recurre la representación en decibelios del módulo del $S_{11}$, es decir, $20\log_{10}|S_{11}|$ (Figura 2.1). Dependiendo de la aplicación, el umbral aceptable para el $S_{11}$ tomará uno u otro valor, siendo éste típicamente de -10 dB ó -15 dB para el caso de las antenas. Otra representación habitual para el parámetro $S_{11}$ es la carta de Smith (Figura 2.1), que permite ver la variación en frecuencia tanto de la impedancia de entrada como del coeficiente de reflexión. Antenas bien adaptadas tendrán una respuesta centrada en carta de Smith.

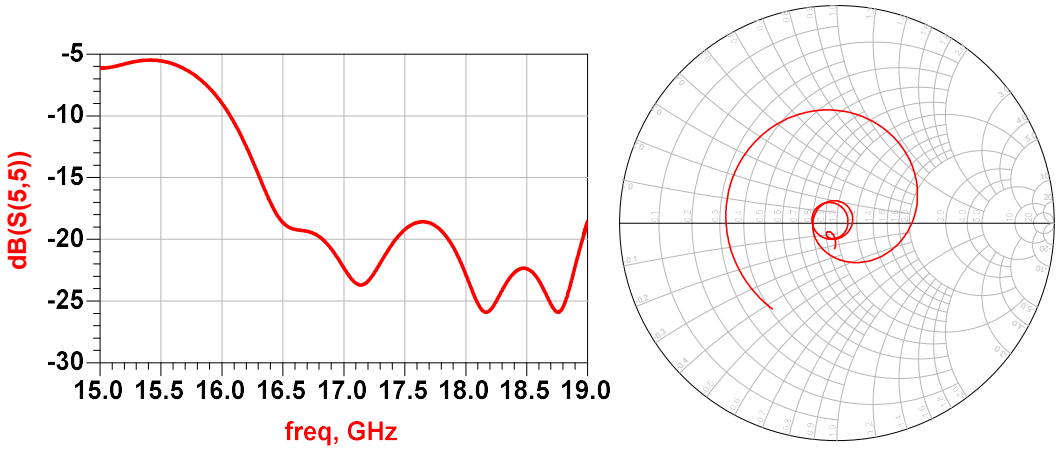



**Figura 2.1. Coeficiente de adaptación S11 expresado en decibelios y en carta de Smith.**

### *2.1.1.2 Diagrama de radiación*

Para el análisis de radiación de la antena, se recurre a un sistema de coordenadas esféricas, como el siguiente:

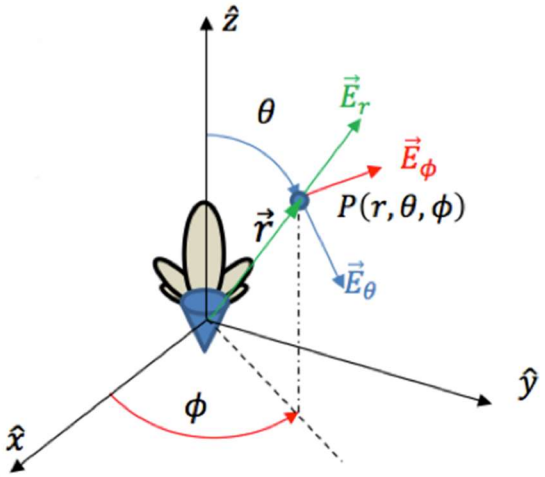



**Figura 2.2. Sistema de coordenadas esféricas.**

El campo eléctrico radiado se define de acuerdo a este sistema. El diagrama de radiación es la representación visual de las características de radiación de la antena, en función de las coordenadas angulares $\theta$ ó $\phi$. Este diagrama es tridimensional, pero es frecuente presentar cortes o planos del mismo, para apreciar mejor parámetros como el nivel de los lóbulos secundarios, o el ancho del haz principal. Lo más normal es situar la antena en el plano XY, de forma que la dirección de apuntamiento sea según $\hat{z}$. De esta manera, se pueden representar cortes de $\phi = cte$ y $\theta$ variando. Dichos cortes pueden servirse de un sistema de coordenadas polares o cartesianas.

En el caso de antenas directivas y polarización lineal, basta con conocer el diagrama de radiación en los dos planos principales $\phi = 0$ y $\phi = 90º$:

-Plano E. Contiene el vector del campo eléctrico $\vec{E}$ y la dirección de máxima radiación, que en este ejemplo es según $\hat{z}$, es decir, $\theta = 0º$.

-Plano H. Contiene el vector del campo magnético $\vec{H}$ y la dirección de máxima radiación.

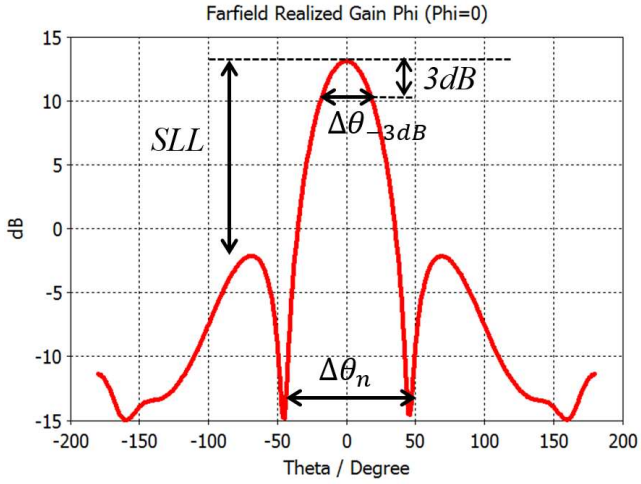



**Figura 2.3. Diagrama de radiación del plano H.**

En estos diagramas, existe una serie de elementos sobre los que hay que poner el foco de atención. Los dos más importantes son:

-Ancho de haz ($\Delta\theta$). Puede medirse en una caída de 3 dB respecto del máximo ($\Delta\theta_{-3dB}$), o bien entre nulos ($\Delta\theta_n$). Cuanto más estrecho es, más directiva será la antena.

-Nivel de lóbulos secundarios (*Side Lobe Level*, SLL). Mide la relación de potencia que hay entre el máximo (el lóbulo principal) y los lóbulos laterales. Interesa que sea lo más pequeño posible, pues lóbulos secundarios elevados pueden producir interferencias.

### *2.1.1.3 Polarización. Componentes copolar y contrapolar.*

La polarización del campo radiado por la antena se define como la figura que traza el extremo del vector del campo en función del tiempo, para una dirección fija, así como el sentido de giro de dicho extremo. Se supone que la polarización es vista por un observador desde la antena.

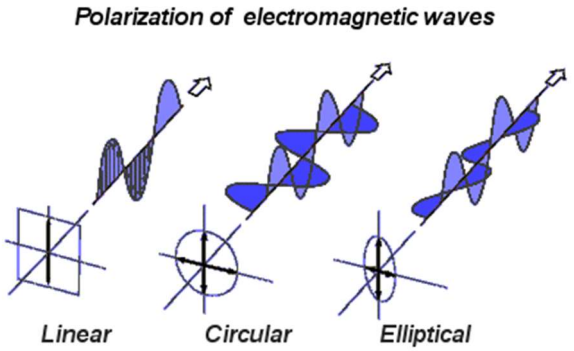



**Figura 2.4. Distintos tipos de polarización de un campo. Fuente: http://www.blazelabs.com/**

La figura trazada es en general una elipse, que bajo ciertas condiciones puede derivar en una línea recta o en una circunferencia. Estos casos en la práctica no tienen lugar; la polarización siempre es elíptica, aunque sea ligeramente. Por tanto, si por ejemplo diseñamos un sistema con polarización lineal (que será la componente deseada o componente copolar), existirá siempre una cierta componente indeseada del campo, que se denomina contrapolar. El objetivo es que el nivel de esta componente contrapolar sea lo menor posible.

Es importante subrayar que la componente de campo que ejerce de copolar y la que hace de contrapolar cambian en función del plano 2D que escojamos del diagrama de radiación. Para ilustrar este fenómeno, supóngase un sistema donde nuestra copolar es según y. Si se examina el plano $\phi = 0$, el sistema de coordenadas queda así:

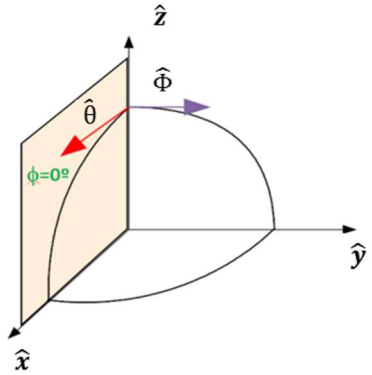



**Figura 2.5. Vectores unitarios $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ para $\phi = 0º$**

Como se aprecia, el vector unitario $\hat{\theta}$ tiene dirección $\hat{x}$, mientras que el vector unitario $\hat{\phi}$ sigue la dirección de $\hat{y}$. Por tanto, en el plano $\phi = 0$ la componente copolar es $\vec{E}_{\phi}$, y la contrapolar, $\vec{E}_{\theta}$. Para el caso $\phi = 90º$, tenemos la situación siguiente:

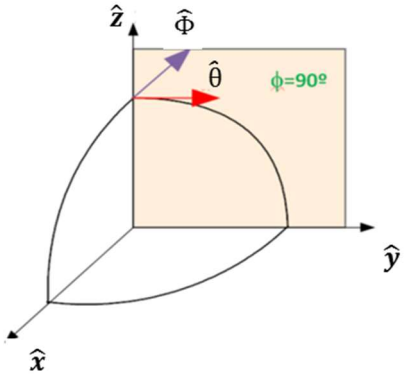



**Figura 2.6. Vectores unitarios $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ para $\phi = 90º$**

En esta ocasión, el vector unitario $\hat{\theta}$ sigue la dirección $\hat{y}$, mientras que $\hat{\phi}$ coincide con la de $\hat{x}$. Por tanto, tenemos la situación opuesta: $\vec{E}_{\theta}$ es la copolar y $\vec{E}_{\phi}$ la contrapolar.

De esta forma, en el diagrama de radiación no podemos dejar de distinguir entre la componente copolar y la contrapolar. Habitualmente, de estas componentes se representará su magnitud, expresada en decibelios (Figura 2.7, Figura 2.8).

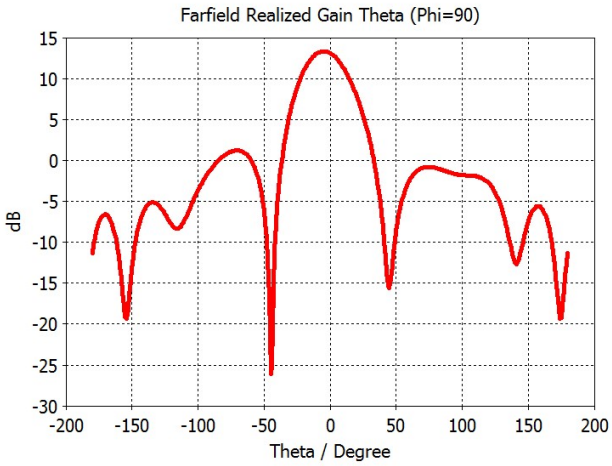



**Figura 2.7. Componente copolar: $E_\theta$**

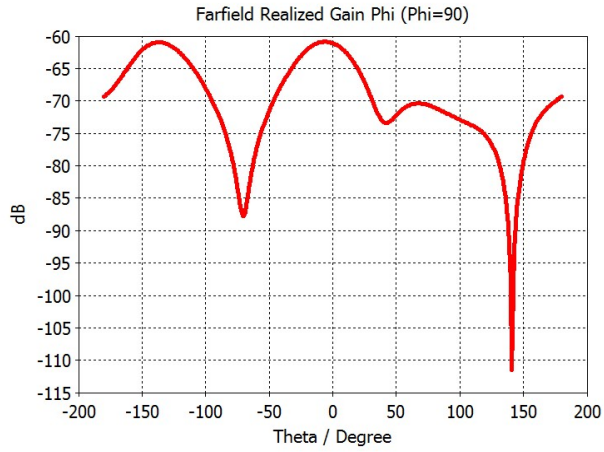



**Figura 2.8. Componente contrapolar: $E_\phi$**

En la componente copolar observaremos el ancho de haz y el nivel de lóbulos secundarios, mientras que de la componente contrapolar nos cuidaremos de que no tenga un nivel demasiado elevado.

#### *2.1.1.4 Directividad y ganancia*

La intensidad de radiación $U(\theta,\phi)$ se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido. De acuerdo a esta definición, la directividad es la relación entre la intensidad de radiación en una determinada dirección $U(\theta,\phi)$, y la intensidad de radiación $U_{iso}$ de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total $P_{rad}$ pero uniformemente en todas direcciones:

$$D(\theta,\phi) = \frac{U(\theta,\phi)}{U_{iso}} = 4\pi\frac{U(\theta,\phi)}{P_{rad}} \tag{2.7}$$

La directividad nos da una idea de la manera en que la antena distribuye la potencia que radia en todas las direcciones del espacio. Visualmente podemos contrastar el comportamiento en radiación de una antena directiva con respecto a una isotrópica:

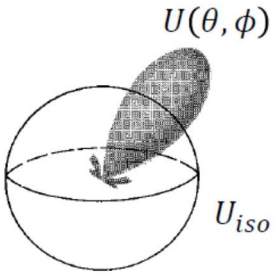



**Figura 2.9. Diagrama directivo frente a diagrama isotrópico (extraído de [15]).**

Para una antena directiva con un diagrama de radiación tipo pincel (como el de la ilustración), la directividad máxima $D_0$ puede calcularse de forma aproximada mediante los anchos de haz a -3dB de los dos planos principales:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{E,-3dB} \cdot \Delta\theta_{H,-3dB}} \tag{2.8}$$

La directividad guarda una estrecha relación con la ganancia de potencia, $G(\theta,\phi)$, definida como la relación entre la intensidad de radiación de la antena bajo estudio y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada, $P_{ent}$:

$$G(\theta,\phi) = 4\pi \frac{U(\theta,\phi)}{P_{ent}} \tag{2.9}$$

Este parámetro tiene en cuenta las pérdidas de potencia en los metales, en los dieléctricos, pero no las pérdidas por desadaptación de la antena. De esta manera, se relaciona la potencia entregada a la antena ($P_{ent}$) con la potencia radiada por la misma ($P_{rad}$) como

$$P_{ent} = \frac{P_{rad}}{\xi_{rad}} \longrightarrow G(\theta,\phi) = \xi_{rad} D(\theta,\phi) \tag{2.10}$$

Donde $\xi_{rad}$ es la eficiencia de radiación de la antena. Los valores típicos más altos se dan en dipolos y bocinas, que alcanzan el 90% de eficiencia. Les siguen los parches con un 80%, los arrays impresos con un 70%, y finalmente los reflectores, con un 65%.

## 2.2 Tipos de antenas

Podemos clasificar las antenas en tres grandes grupos:

-Antenas lineales. Su estructura es un hilo de material conductor. Según se disponga dicho hilo, hablaremos de antenas de dipolo, de lazo circular o cuadrado, de hélice, etc.

-Antenas impresas. Se basan en la tecnología de sustrato impreso. La forma más común es la de parche, que no es más que un polígono de cobre asentado sobre un sustrato dieléctrico.

-Antenas de apertura. La radiación es emitida a través de una embocadura o apertura. Estas antenas pueden dividirse a su vez en dos subgrupos:

>Aperturas delimitadas por paredes metálicas: ranuras y bocinas.

>Aperturas definidas como una superficie plana donde se analiza el campo colimado por la antena: reflectores (antenas parabólicas) y lentes.

Las antenas descritas pueden utilizarse aisladamente, o conformarse en agrupaciones de varios elementos, conocidas como arrays. Esto permite obtener valores de ganancia más elevados, además de lograr un control más fino sobre el diagrama de radiación de la antena completa. La alimentación de estas agrupaciones tiene un papel fundamental en el cumplimiento de las especificaciones de la antena.

### 2.2.1 Antenas de parche

Este tipo de antenas se fabrica en tecnología de sustrato impreso, principalmente microstrip, con espesores del orden de $0{,}005\lambda_0$- $0{,}2\lambda_0$. Su coste de fabricación es bastante bajo, y son fáciles de integrar en la red de alimentación. Sin embargo, adolecen de un ancho de banda bastante pequeño, y de un nivel de potencia máximo limitado.

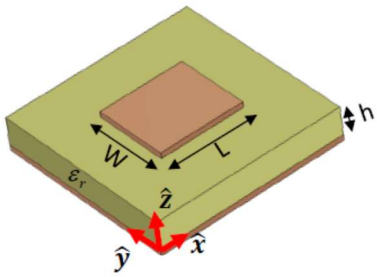



**Figura 2.10. Parche rectangular (extraído de [15]).**

La forma más básica de un parche es un rectángulo o un círculo. En ambos casos, las formas más comunes de excitación son a través de línea microstrip, o mediante sonda coaxial.

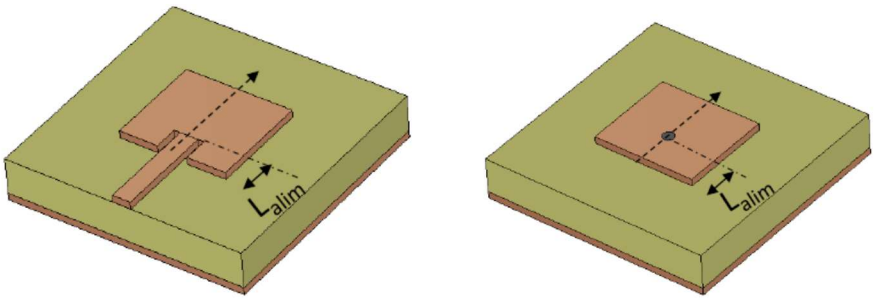



**Figura 2.11. Parche rectangular alimentado mediante línea microstrip (izquierda) y parche rectangular alimentado por sonda coaxial vertical (derecha). Imagen extraída de [15].**

La impedancia de entrada del parche dependerá directamente del modo de alimentación. Es posible calcularla de forma aproximada mediante fórmulas analíticas. En el caso del parche rectangular alimentado mediante línea microstrip tenemos que:

$$Z_{in,parche} = 90\frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1}\left(\frac{L}{W}\right)^2 \tag{2.13}$$

A esta impedancia habrá que añadirle una parte imaginaria (reactancia) en caso de que exista alimentación por sonda coaxial. Además, podemos ajustar la impedancia de entrada desplazando el punto de alimentación del parche (variando la distancia $L_{alim}$de la imagen). En general, este punto estará en el eje central del parche, para que las corrientes sean lo más puras posible y no generen mucha radiación contrapolar.

Para el análisis de radiación del parche, se recurre al modelo de cavidad resonante, que trata la estructura del parche como una cavidad en cuyo interior se excitan ciertos modos. Esta cavidad queda delimitada por dos paredes métalicas (el parche y el plano de masa), donde las componentes tangenciales del campo eléctrico son 0. Las cuatro ranuras verticales actúan como paredes magnéticas, donde las componentes tangenciales del plano magnético son 0.

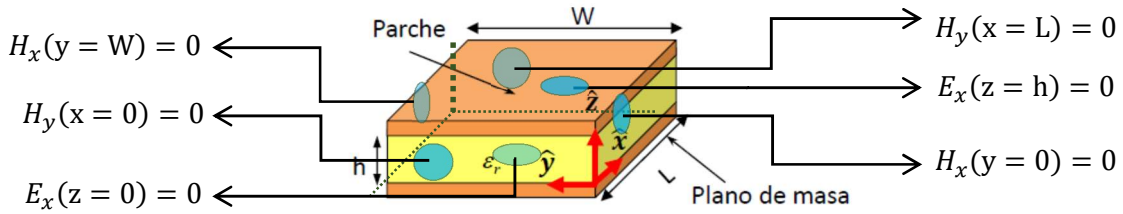



**Figura 2.12. Cavidad formada por el parche y el plano de masa (paredes metálicas) y cuatro ranuras verticales (paredes magnéticas).**

En esta cavidad, el modo fundamental es el TM100 (transversal magnético), cuyas líneas del campo pueden verse aquí (nótese que la alimentación se está realizando según x):

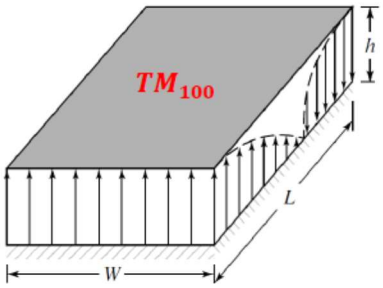



**Figura 2.13. Líneas del campo $TM_{100}$ en la cavidad formada por el parche.**

Y cuya frecuencia de corte es:

$$f_{c,100} = \frac{c_0}{2L_{efec}\sqrt{\varepsilon_{r,efec}}} \tag{2.14}$$

Donde $c_0$es la velocidad de la luz en el vacío, $\varepsilon_{r,efec}$ la constante dieléctrica efectiva (que tiene en cuenta la coexistencia de dos medios dieléctricos: el aire, y el sustrato sobre el que se asienta el parche), y $L_{efec}$ la longitud efectiva del parche. Esta longitud es ligeramente superior a la longitud física del parche, y se utiliza para tener en cuenta los efectos de borde del parche, donde el campo no está perfectamente confinado. Pero la idea esencial que se deriva de esta fórmula es que la longitud $L$ del parche queda determinada por la frecuencia de diseño de la antena. Por tanto, sólo nos queda como parámetro libre la anchura W. Con ella podremos ajustar el ancho de haz en el plano H.

En lo referido al diagrama de radiación, la expresión analítica es bastante compleja, por lo que conviene analizarlo directamente en los dos planos principales. En ambos cortes, el diagrama es bastante similar, como se puede apreciar (Figura 2.14). Se puede apreciar que el ancho de haz es bastante grande, por lo que si el objetivo es conseguir una directividad elevada, será preciso recurrir a una estructura en array. Otro elemento a destacar del diagrama es la ausencia de radiación trasera (para $|\theta| > 90º$ ). El causante de este fenómeno es el plano de masa, que impide que el campo eléctrico lo atraviese.

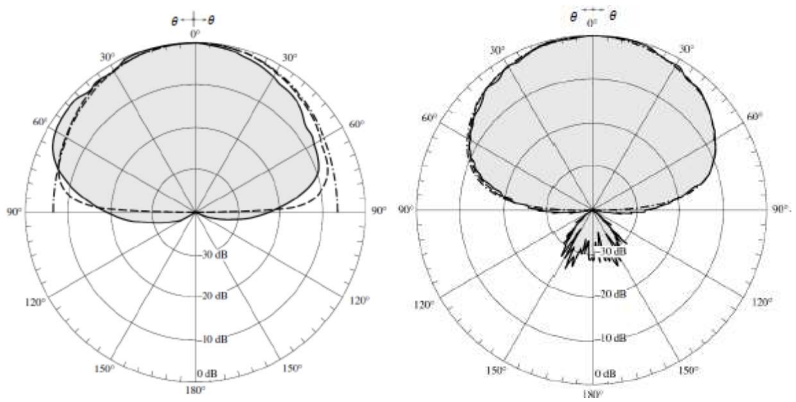



**Figura 2.14. Diagrama de radiación del parche rectangular en el plano E ($\phi = 0º$, izda) y el plano H ($\phi = 90º$, dcha).**

Finalmente, la polarización vendrá dada por la dirección de las corrientes excitadas en la superficie metálica del parche. Para un parche rectangular, la alimentación por línea microstrip dará lugar a una polarización lineal con dirección la de la corriente que llega por la línea. La alimentación mediante una sonda coaxial situada en el borde del parche generará también una polarización lineal. Si deseamos polarización circular, podemos recurrir a parches con formas modificadas, o a excitaciones por dos puntos.

Además de la forma rectangular, también destaca por su proliferación en la literatura el parche circular. El análisis del mismo se realiza de idéntica manera, y los resultados obtenidos son bastante parejos en lo que respecta a directividad y diagrama de radiación, como podemos observar en los planos E y H siguientes:

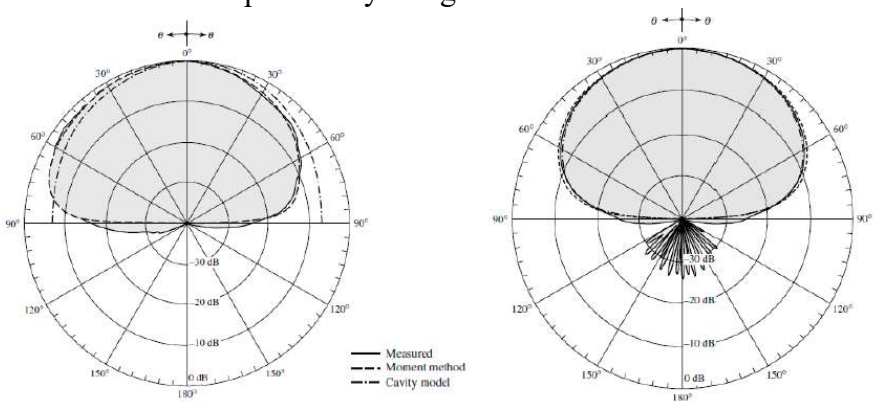



**Figura 2.15. Diagrama de radiación del parche circular en el plano E ($\phi = 0º$, izd y el plano H ($\phi = 90º$, dcha).**

Como se ha comentado, las antenas de parche tienen un ancho de banda bastante reducido, en torno al 3%. Para aumentarlo, se puede recurrir a sustratos de espesores mayores, aunque esta solución no es conveniente si la alimentación se produce mediante línea microstrip o sonda coaxial, debido a la aparición de radiación espúrea ocasionada por la línea o la sonda. Por ello, si el parche es alimentado con estas técnicas, es más conveniente introducir un segundo parche para aumentar el ancho de banda. Este segundo parche se coloca sobre el primero, separado por una capa de aire en forma de material *foam* para evitar la aparición de onda de superficie. Ambos parches resuenan a frecuencias próximas, lo cual produce dos mínimos en el coeficiente de reflexión, aumentando así el ancho de banda total.

### 2.2.2 Arrays

Un array es una agrupación de varios elementos radiantes, que se unen para conformar una antena con prestaciones normalmente superiores a las de un elemento por separado. Su uso es muy común en aplicaciones como la radioastronomía, pues permite simular reflectores con diámetros del orden de los kilómetros (mediante la separación de los elementos a estas distancias), obteniendo así anchos de haz extremadamente pequeños.

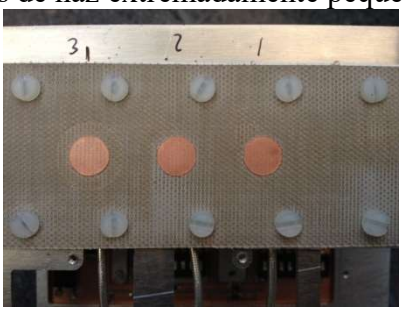


**Figura 2.16. Very Large Array de reflectores en Nuevo México, EEUU (izda; fuente: www.upv.es) y array lineal de parches (dcha).**

El campo eléctrico radiado por una agrupación de varios elementos radiantes es la suma de los campos radiados por cada elemento del array:

$$\vec{E}_A(r,\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} \vec{E}_n(r,\theta,\phi) = \vec{E}_0(r,\theta,\phi) \sum_{n=1}^{N} A_n \cdot e^{jk_0\hat{r}\cdot\vec{r}_n} \qquad (2.15)$$

Es decir, depende del diagrama de radiación del elemento unitario, $\vec{E}_0(r,\theta,\phi)$, y del denominado factor de array, que se define como:

$$F_A(\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} A_n \cdot e^{jk_0\hat{r}\cdot\vec{r}_n} \qquad (2.16)$$

Donde $A_n$ es el coeficiente de alimentación normalizado, $\hat{r}$ es el vector de posición unitario de cada punto del espacio, y $\vec{r}_n$ es el vector de posición al centro de cada elemento radiante. Supuesto un array lineal, con N elementos equiespaciados una distancia d, y dispuestos a lo largo del eje z:

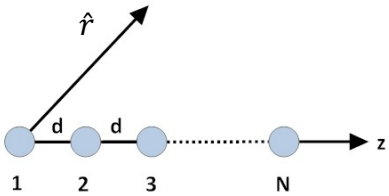



**Figura 2.17. Array lineal de N elementos, separados por igual por una distancia *d*.**

La expresión anterior se reduce a lo siguiente:

$$F_A(\theta,\phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{j(n\cdot k_0\cdot d\cdot cos\theta+\alpha_n)} \qquad (2.17)$$

Con $a_n$ el módulo del coeficiente de alimentación normalizado del elemento n-ésimo, $\alpha_n$ la fase de alimentación, y $\theta$ el ángulo que forma el vector de posición del punto a analizar, $\hat{r}$, con respecto al eje del array (eje z).

Se escoge un desfase progresivo, tal que $\alpha_n = n\alpha$. Además, y por simplicidad, puede definirse la variable $\psi$:

$$\psi = k_0 \cdot d \cdot cos\theta + \alpha \qquad (2.18)$$

Asimismo se puede escoger una ley de alimentación uniforme en amplitud (que es la que usaremos en nuestro array), es decir, $a_n = 1$. Con estas dos simplificaciones, puede desarrollarse fácilmente la expresión del sumatorio anterior. El resultado es una función cuyo módulo es:

$$|F_A(\psi)| = \left| \frac{sen(\frac{N}{2}\psi)}{sen(\frac{\psi}{2})} \right| \tag{2.19}$$

Como se ve, se trata de una función de tipo *sinc*, simétrica y periódica de periodo $2\pi$. Sin embargo, esta función sólo tiene sentido en el rango de $\psi$ correspondiente a los ángulos $0 < \theta < 180º$, que es el intervalo donde se define $\theta$ en coordenadas esféricas. Este rango donde se define el factor de array se denomina margen visible, y resulta ser

$$-k_0 \cdot d + \alpha < \psi < k_0 \cdot d + \alpha \tag{2.20}$$

Gráficamente se observa muy bien el efecto que tienen las dos variables, d y $\alpha$, sobre el margen visible. El desfase entre elementos, $\alpha$, desplaza el margen visible según $\psi$, sin alterar la anchura del mismo. En cambio, la distancia interelementos, d, mantiene el margen visible centrado en el mismo punto, pero lo ensancha.

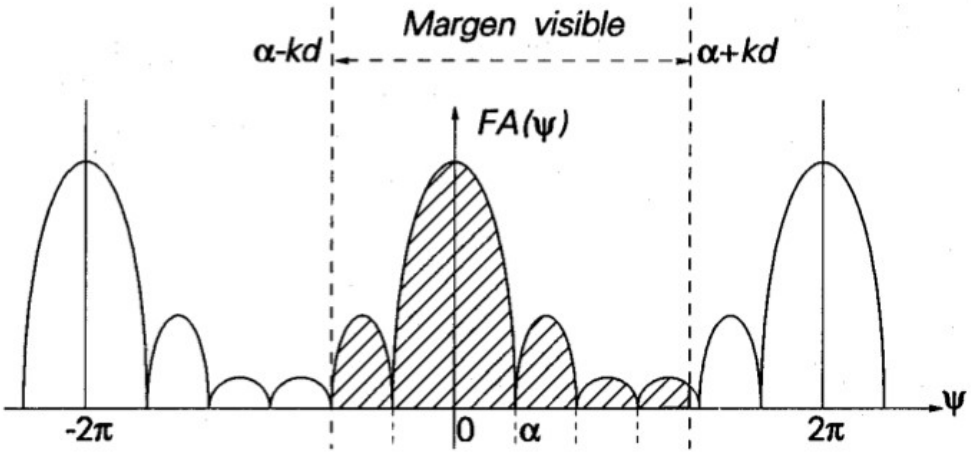



**Figura 2.18. Representación del margen visible en el factor de array. Fuente: http://ocw.upm.es**

Si los elementos radiantes están exageradamente separados, o si existe un gran desfase entre ellos, el margen visible albergará réplicas del lóbulo principal, llamadas *grating lobes* o lóbulos de difracción. Estas réplicas suponen una radiación muy alta en direcciones distintas de la de apuntamiento de la antena, lo cual puede ocasionar interferencias en otros sistemas. Por tanto, debemos evitar a toda costa que aparezcan *grating lobes* en el diagrama de radiación. Con $d \geq \lambda_0/2$, donde $\lambda_0$ es la longitud de onda en el vacío, existirá riesgo de *grating lobes* (dependerá del ancho de haz del elemento unitario). Con $d \geq \lambda_0$, existirán *grating lobes* con toda seguridad.

Este análisis es igualmente válido para un array bidimensional, si este sigue una distribución separable (lo cual es lo normal). Esto quiere decir que si los coeficientes de alimentación son reales y positivos, y las fases son progresivas de manera separable en cada uno de los ejes x e y, podemos tratar cada fila del array como un elemento unitario.

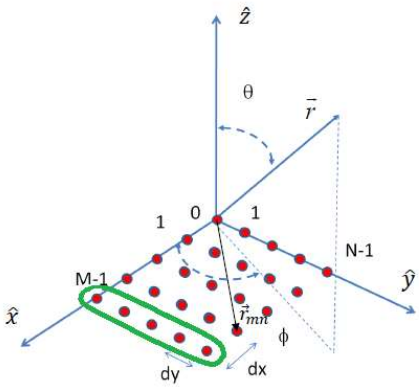



**Figura 2.19. Array bidimensional, cuyo elemento unitario es una fila de N elementos.**

Los arrays bidimensionales son más versátiles que los arrays lineales a la hora de variar la dirección de apuntamiento, pues permiten mover la dirección de máximo apuntamiento en dos planos: según $\theta$ y según $\phi$.

Idealmente, el diagrama de radiación de un array se formaría combinando la aportación individual de cada elemento. Sin embargo, una parte de la potencia radiada por cada elemento es absorbida por los demás elementos, fenómeno conocido como acoplos mutuos. Estos acoplos harán que la contribución de cada elemento al diagrama de radiación no dependa sólo de la alimentación directa que tengan estos elementos, sino también de excitaciones parásitas provocadas por elementos radiantes adyacentes [1]. Normalmente estos acoplos serán perjudiciales para el diagrama, ya que alterarán las amplitudes y fases del campo radiado, lo cual se traduce en asimetrías e incrementos de nivel en los lóbulos secundarios, caídas de ganancia o desapuntamientos del haz principal.

## *2.3 Red de alimentación*

### 2.3.1 Tipos

Un punto crucial para el correcto funcionamiento de un array es su red de alimentación. Como se ha explicado, el diagrama de radiación de una antena depende de la forma en que se alimenta cada elemento individual, es decir, el módulo y fase de la corriente que se le suministra. Normalmente, con el módulo de alimentación se modifica la forma del lóbulo principal, y el nivel de lóbulos secundarios; la fase se utiliza para variar el ángulo de apuntamiento de la antena. Estos dos parámetros se controlan diseñando adecuadamente la red de alimentación.

Las dos maneras más inmediatas de alimentar los distintos elementos radiantes de la antena son con una configuración serie, o una configuración paralela o corporativa. Una alimentación serie (Figura 2.20) tiene la ventaja de que a priori ocupa menos espacio, pues basta con disponer los elementos radiantes en una línea.

**Figura 2.20. Antena de ranuras alimentada en serie.**

Sin embargo, las antenas alimentadas en serie suelen adolecer de desapuntamiento de su lóbulo principal en el diagrama de radiación para frecuencias distintas de las de diseño (Figura 2.21). Esto se debe a que el desfase entre elementos, representado por el espaciado

existente entre ellos, varía al cambiar la frecuencia, provocando un desapuntamiento del lóbulo principal del diagrama. Debido a este fenómeno, las antenas alimentadas en serie tienen un estrecho ancho de banda en apuntamiento, mucho menor que el ancho de banda que puedan tener en adaptación.

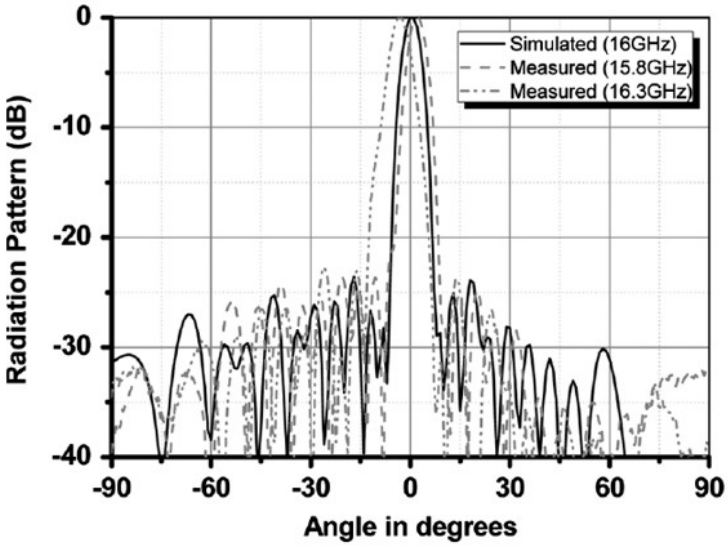



**Figura 2.21. Desapuntamiento del haz principal en función de la frecuencia [2].**

Por su parte, las redes de tipo corporativo no sufren este problema, ya que un cambio de frecuencia afecta por igual a todos los elementos radiantes. Empero, este tipo de conformaciones ocupa una superficie mayor, lo que puede ocasionar que los elementos queden muy separados y aparezcan problemas como los *grating lobes*. Por ello, es común combinar en una misma estructura las ventajas de sendas formas de alimentación (Figura 2.22), como se ha hecho en trabajos anteriores en la Escuela [3] [4].

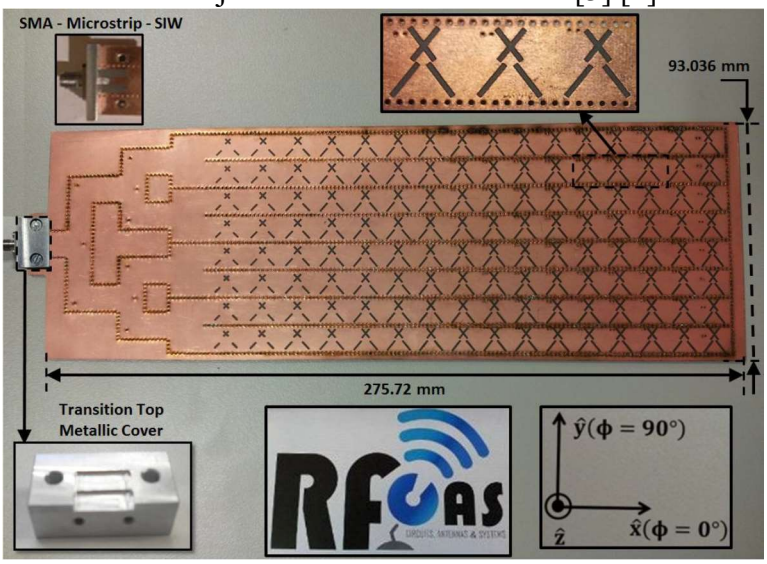



**Figura 2.22. Array bidimensional, cuyos elementos radiantes están alimentados en serie. Cada una de las filas se conecta a una red de distribución tipo paralelo.**

### 2.3.2 Tecnologías

La tecnología de la red de alimentación debe escogerse en función de las necesidades. La tecnología impresa es barata, sencilla de fabricar y ocupa poco espacio. Sin embargo, presenta pérdidas importantes, si bien estas son asumibles si por ejemplo las pistas son relativamente cortas. La tecnología impresa más común es la microstrip, consistente en un sustrato dieléctrico con una plancha metálica inferior que actúa de plano de masa, y una pista metálica superior que lleva la señal (figura). Las líneas del campo eléctrico, como puede observarse, parten de uno de los polos metálicos y van a parar al otro. Además, cabe recalcar que la impedancia característica de la línea microstrip vendrá dada fundamentalmente por su anchura. La equivalencia entre anchura e impedancia característica puede resolverse analíticamente mediante la formulación recogida en [5], o bien numéricamente en programas de simulación electromagnética como CST.

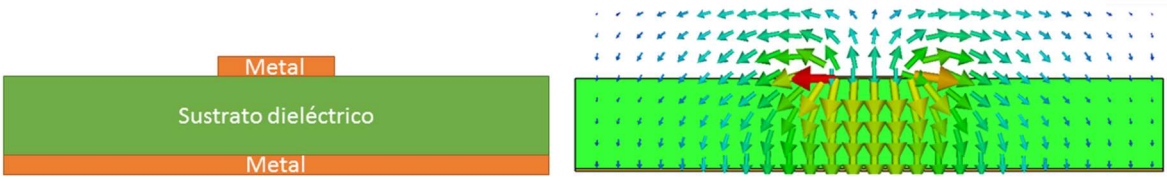



**Figura 2.23. Esquema de una línea microstrip (izda) y líneas del campo eléctrico (dcha).**

La guía de onda, por su parte, es una tecnología de muy bajas pérdidas. Consiste en una canalización metálica hueca dentro de la cual se confina el campo electromagnético (figura).

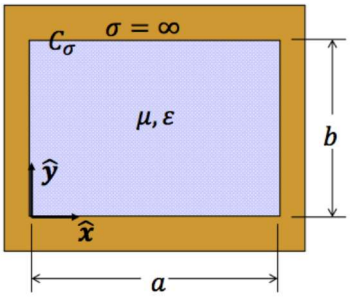



**Figura 2.24. Corte transversal de una guía de onda.**

Este campo puede adquirir distintas configuraciones, también conocidas como modos. A priori pueden propagarse infinitos modos en una guía, pero todos tienen una frecuencia de corte, por debajo de la cual no se propagan (están al corte). Comúnmente interesa trabajar en una banda de frecuencias donde sólo se propague un modo, que transporte toda la potencia suministrada a la guía. En la guía más común, la rectangular, el modo fundamental (con la frecuencia de corte más baja) es el $TE_{10}$. Su frecuencia de corte (como la del resto de modos), dependerá de las dimensiones de la guía, según la expresión:

$$f_c = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \tag{2.21}$$

Donde $c_0$ es la velocidad de la luz en el vacío, $\varepsilon_r$ la constante dieléctrica relativa del dieléctrico que rellena la guía, $m, n$ los números enteros que dan nombre a los modos (el TE10 tiene m=1, n=0), y $a, b$ las dimensiones de la guía rectangular. Por tanto, a la hora de

elegir la guía a utilizar, el diseñador debe cuidarse de que sus dimensiones sean suficientes como para que al menos un modo se propague, evitando normalmente que se propaguen modos de orden superior.

A pesar de las bonanzas de la guía de onda convencional, su mecanizado es complejo y provoca que la antena sea una estructura voluminosa y pesada. En los últimos lustros, se viene empleando una técnica que aúna lo mejor de la tecnología impresa y de la guía de onda. Se trata de la guía de onda integrada en sustrato impreso, mucho más conocida por su nombre en inglés, *Substrate Integrated Waveguide* (SIW). Emula la guía de onda rectangular convencional, conservando de ésta las dos planchas metálicas horizontales. Sin embargo, en lugar de paredes metálicas, se sirve de postes metálicos, como vías o remaches, para confinar el campo eléctrico en su interior.

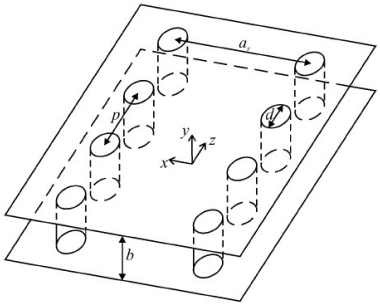



**Figura 2.25. Estructura SIW (diagrama extraído de [6]).**

La altura $b$ estará determinada por los espesores de sustrato disponibles en la fabricación. De igual manera, el diámetro $d$ de las vías deberá escogerse de entre los existentes en el lugar de fabricación del circuito. La distancia entre centros de vías, $p$, suele escogerse $p = 2d$, pues experimentalmente representa un valor óptimo [6]. La anchura $a$ debe seleccionarse cuidadosamente, en función de los modos de propagación que se desee excitar, de las limitaciones de espacio, etc. La anchura equivalente de una guía de onda convencional ($a_{guia}$), que suele ser menor que su homóloga en SIW ($a_{siw}$), puede calcularse mediante fórmulas analíticas como las recogidas en [7], que se presentan a continuación en la formulación 2.22.

$$\xi_1 := 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a_{siw}}{p} - 1.0684} \qquad \xi_2 := -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a_{siw}}{p} - 1.2010} \qquad \xi_3 := 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a_{siw}}{p} + 0.2152}$$

$$a_{aux} := \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{(\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)}{\xi_3 - \xi_1}} \qquad a_{guia} := a_{aux} \cdot a_{siw} \qquad (2.22)$$

La tecnología SIW viene utilizándose intensivamente en el grupo RFCAS, ofreciendo buenos resultados en una gran diversidad de proyectos [3][4][8]. Por tanto, parece razonable continuar con su utilización en el presente proyecto.

## 2.4 Contexto tecnológico

La tecnología SIW [6][7], como se ha citado, trata de mantener las bondades de la guía de onda pero abaratando costes y complicaciones mediante la fabricación en sustrato impreso. Su uso ya ha sido validado en numerosos proyectos en el grupo de investigación RFCAS [3][4][8]. Sin embargo, en estos trabajos, la forma de alimentación de la antena

nunca ha sido enteramente corporativa, causando que la antena sufra desapuntamiento de su haz de radiación conforme varía la frecuencia. El Trabajo Fin de Grado del autor [9] inició la andadura del grupo en redes completamente corporativas, si bien los resultados no fueron todo lo bueno que se esperaba. En el estado del arte pueden encontrarse trabajos en esta línea como el de Borji [10], aunque con una adaptación algo limitada. Otros trabajos [11] consiguen mejores resultados pero con una huella que hace difícil replicar la antena en arrays con mayor número de elementos. En este contexto, el presente trabajo plantea un diseño de buenas prestaciones, susceptible de ser implementado en grandes agrupaciones de alta ganancia y minimizando los costes de fabricación mediante el uso de la técnica de circuitos impresos.

# 3 Diseño

## 3.1 Consideraciones previas

Las especificaciones básicas de la antena propuesta en este trabajo se recopilan a continuación:

- La frecuencia central de trabajo es $f_0 = 17\,GHz$, situada en la banda Ku de frecuencias. El ancho de banda de funcionamiento inicialmente propuesto abarca desde 16,3 GHz hasta 17,7 GHz. Se desea una adaptación mejor que -15 dB al menos en esta banda, y a ser posible en una banda mayor.
- La antena propuesta será un array de 4 x 4 parches con polarización lineal.
- La red de alimentación tendrá dos niveles: un nivel inicial en tecnología de guía de onda impresa (SIW) y un segundo nivel en tecnología microstrip. En ambos casos, la topología será de tipo paralelo.
- La ley de alimentación será uniforme para todos los elementos radiantes.
- Se empleará el software comercial *CST Microwave Studio*, disponible en la Escuela Politécnica Superior, para efectuar los diseños y simulaciones.

El diseño propuesto consistirá en una antena de 4 capas (Figura 3.1 b)), definiendo un array de 4 x 4 parches apilados (Figura 3.1 a)). Se alimentará a través de un conector coaxial de tipo SMA con 50 ohmios de impedancia en el punto central de la red de alimentación en tecnología SIW, definida en la capa 1. Ésta distribuirá la potencia de manera uniforme a 4 subarrays de 2 x 2 parches apilados, cada uno de los cuales será excitado también uniformemente mediante una red de alimentación situada en la capa 2. Para llevar la potencia desde la capa 1 hasta la capa 2, cuatro postes metálicos verticales acoplarán la potencia desde la SIW hasta la microstrip de la capa 2. La misión de la capa 3, de material tipo foam (con características eléctricas similares a las del aire), es mitigar el efecto de onda de superficie en la antena, que se agrava en sustratos con alta constante dieléctrica y que puede acarrear pérdidas de potencia indeseadas. Finalmente, la capa 4, del mismo sustrato que la capa 2, alberga también parches situados concéntricamente a los parches de la capa 2, definiendo así una estructura de parche apilado cuya razón de ser es lograr mayores anchos de banda en adaptación.

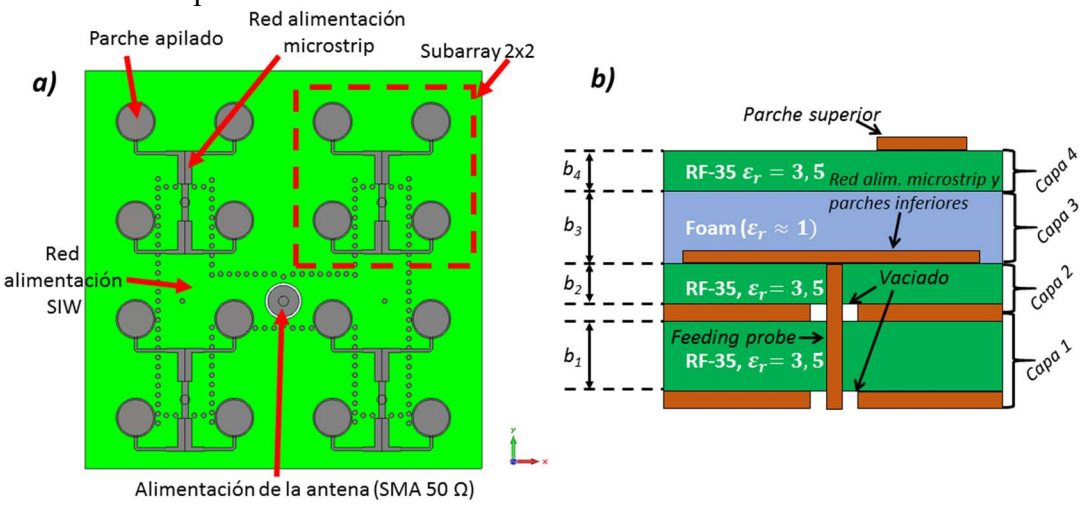



**Figura 3.1. a) Esquema superior de la antena. b) Corte lateral de la zona del subarray 2x2.**

El flujo de trabajo planteado se ilustra en la Figura 3.2. Como puede observarse, se trata de un proceso incremental que comienza con el diseño del elemento más simple de la estructura, es decir, un parche, pasando posteriormente a diseños de componentes más complejos. Además de incremental, es un diseño modular, ya que la idea es que diseñando y optimizando por separado distintas partes de la antena el funcionamiento cuando estas partes se integren sea también el adecuado. Esto permite ahorrar en tiempo de simulación, ya que una optimización de la estructura completa requiere más tiempo que la de componentes menores de la misma.

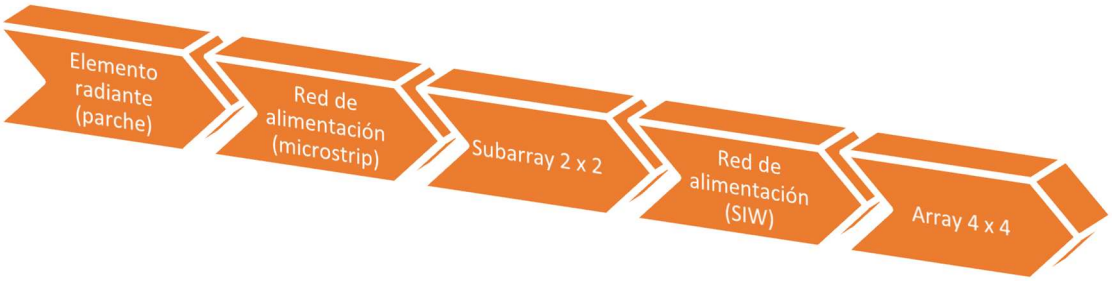



**Figura 3.2. Flujo de trabajo a desarrollar en la fase de diseño del TFM.**

Los materiales empleados para las capas mencionadas se detallan en la Tabla 3-1. La elección de estos materiales se basa en la experiencia en trabajos previos y la disponibilidad en el laboratorio. Los sustratos RF-35 tienen planos metálicos de cobre en ambas caras, con espesor 18 μm (el cobre se retirará o no en función de las necesidades).

| Capa | Fabricante | Modelo | $\varepsilon_r$ | tan δ | Espesor (mm) | Ref. |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Taconic | RF-35 | 3,5 | 0,0025 | 1,524 | [12] |
| 2 | Taconic | RF-35 | 3,5 | 0,0025 | 0,762 | [12] |
| 3 | Rohacell | 51HF | 1,05 | 0,004 | 1 | [13] |
| 4 | Taconic | RF-35 | 3,5 | 0,0025 | 0,762 | [12] |

**Tabla 3-1. Relación de las capas de la antena y los materiales que las componen.**

La constante dieléctrica relativa ($\varepsilon_r$) de los sustratos RF-35 está relacionada con las pérdidas del circuito. En líneas generales, cuanto más alto sea su valor, mayores pérdidas en los dieléctricos tendrá el circuito, reduciendo así la eficiencia de la antena. Sin embargo, una constante dieléctrica alta también contribuye a reducir las dimensiones generales de la antena, puesto que la longitud de onda de la onda que viaja por el medio dieléctrico depende inversamente de $\sqrt{\varepsilon_r}$. Así, por ejemplo, conseguir un desfase eléctrico de 90 grados en la señal requeriría una pista microstrip más corta si se utiliza un sustrato dieléctrico con $\varepsilon_r$ alta. El valor $\varepsilon_r = 3{,}5$ escogido es un compromiso entre contención de las pérdidas y reducción de las dimensiones del circuito.

Otra decisión de diseño relacionada con la constante dieléctrica del sustrato es la anchura de la guía de onda (SIW en el caso que nos atañe). Como se mencionó en la sección 2.3.2, esta dimensión determinará qué modos se propagan en las frecuencias de operación de la antena. Se ha determinado una anchura de guía de 6,5 mm, para la cual la frecuencia de corte del modo fundamental $TE_{10}$ es de aproximadamente 12,3 GHz, siendo el único modo en propagarse hasta los 24,6 GHz, frecuencia de corte del modo $TE_{20}$. La anchura de la SIW tiene una correspondencia con la de la guía convencional según lo explicado en [7]

y la sección 2.3.2. En este caso, la anchura equivalente de SIW será de 6,9 mm (medida entre centros de vías). Respecto a las vías metálicas que harán las veces de paredes, se escogen de diámetro 0,6 mm (existentes en el laboratorio), y la separación entre centros de vías consecutivas será de dos veces este diámetro, 1,2 mm.

## 3.2 Subarray 2x2

El subarray 2x2 (Figura 3.3) se compone de 4 parches apilados alimentados de manera uniforme con una red microstrip de tipo paralelo. Esta red microstrip adquiere la señal desde la capa inferior, la de la red SIW, a través de un poste metálico que va desde la parte inferior de la capa 1 hasta la parte superior de la capa 2.

Mediante un doble transformador de impedancias se busca llevar la impedancia de entrada de los parches hasta los 100 ohmios justo a la salida de los divisores de potencia en T. De esta manera, a la entrada de dichos divisores se tendría una impedancia paralelo de dos cargas de 100 ohmios, resultando una impedancia de entrada de aproximadamente la mitad, es decir, 50 ohmios. Utilizando un transformador, se subirá esta impedancia hasta un valor de unos 80 ohmios, que es la impedancia característica de la línea a la que se suelda el poste metálico que sube desde la SIW.

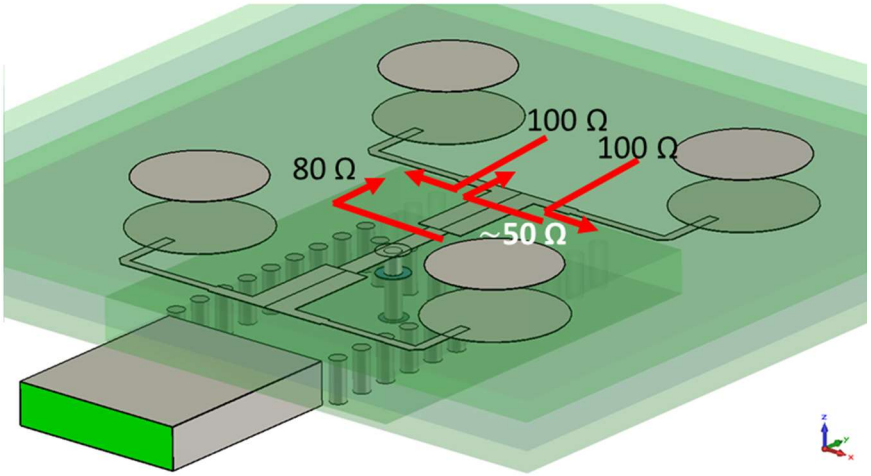



**Figura 3.3. Vista 3D del subarray 2 x 2, incluyendo la transición de SIW a microstrip y el puerto en guía de onda convencional para simular en CST.**

### 3.2.1 Parche apilado y divisor de potencia microstrip

El diseño comienza con el elemento más simple de la estructura, el parche. Puesto que tiene forma circular, será su radio la dimensión a determinar para que su frecuencia de operación sea la deseada, 17 GHz. Para ello, se recurre a la formulación encontrada en [14], obteniéndose un radio de 2,5 mm. De este modo, se asigna este radio al parche inferior y un radio próximo pero distinto al parche superior, para conseguir así que resuene a una frecuencia diferente y aumente el ancho de banda en adaptación global. Este radio se fija en 2,3 mm.

Como primera aproximación a la transformación de impedancias necesaria para llevar la impedancia de entrada del parche ($Z_{in,parch}$ , Figura 3.4) hasta los 100 ohmios deseados a la salida del divisor de potencia ($Z_{out,div}$), se ha llevado a cabo la siguiente estrategia. Se ha simulado en CST la respuesta del parche apilado con un tramo de pista microstrip de anchura 0,4 mm. A continuación, mediante el programa de diseño circuital *Keysight ADS*, se han determinado las longitudes y anchuras necesarias de los dos transformadores de impedancia, de forma que se obtuvieran 100 ohmios de impedancia a la

entrada de este doble transformador. Este modelo se ha representado y simulado en CST, obteniendo una respuesta deteriorada con respecto a lo predicho por el modelo circuital. Por ello, se ha efectuado una reoptimización, ya en CST, obteniendo finalmente el componente de la Figura 3.4, con la respuesta de adaptación representada en la curva "Parche" de la Figura 3.5. El uso de un doble transformador en vez de uno solo permite lograr mayor ancho de banda. Finalmente, la ganancia simulada de este parche alcanza los 7,25 dBi.

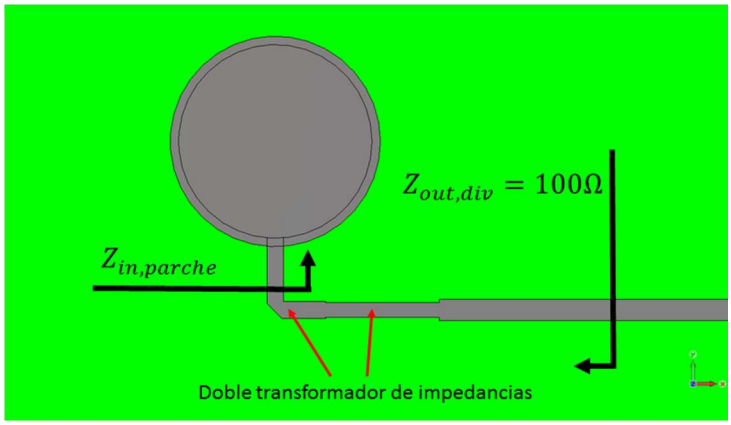



**Figura 3.4. Esquema de impedancias en el parche apilado.**

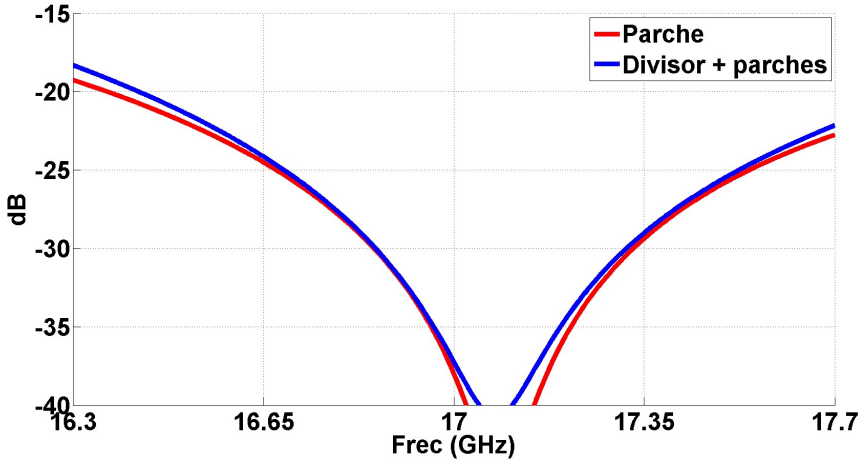



**Figura 3.5. Coeficiente de adaptación de un parche aislado, y de un divisor de potencia con sendos parches conectados a sus salidas.**

Una vez diseñado el elemento radiante unitario, se procede a diseñar el divisor de potencia de la red de alimentación microstrip, el cual repartirá por igual la potencia a dos de estos parches. En la Figura 3.6 se muestra el entorno de simulación. A pesar de estar siguiendo un proceso de diseño modular, se decide no simular el divisor por separado, e incluir dos parches conectados a sus salidas. Como la estructura es relativamente sencilla, los tiempos de simulación no se verán muy perjudicados, y la simulación será más próxima al comportamiento real.

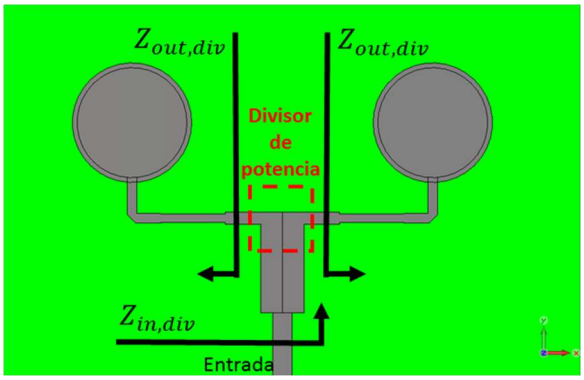



**Figura 3.6. Vista superior de un divisor de potencia microstrip con parches conectados a sus salidas.**

Como la impedancia de entrada resultante de poner dos parches en paralelo será baja (dando lugar a pistas microstrip anchas), se volverá a elevar la impedancia de entrada del divisor ($Z_{in,div}$) hasta unos 75 ohmios, que es la impedancia característica de la línea microstrip con la etiqueta "entrada" en la Figura 3.6. Para llevar a cabo esta transformación de impedancias, se emplea el transformador definido por la pista ancha que entra al divisor de potencia. La respuesta en adaptación de esta estructura se muestra en la curva "Divisor + parches" de la Figura 3.5, presentando un nivel de adaptación mejor que -20 dB en prácticamente toda la banda. Puede observarse una gran similitud con la respuesta del parche individual, debida a un excelente comportamiento del divisor de potencia, que reproduce a su entrada la respuesta en adaptación de los parches que tiene conectados en sus salidas.

### 3.2.2 Transición vertical de SIW a microstrip

Gracias a la simetría del circuito propuesto (orientada a lograr una alimentación uniforme de todos los parches), teniendo diseñado el divisor de la sección anterior, automáticamente queda definido el subarray de 2 x 2 parches. Sólo falta diseñar la transición vertical desde la SIW de la capa inferior hasta esta capa microstrip. El entorno de simulación para esta transición será el de la Figura 3.7.

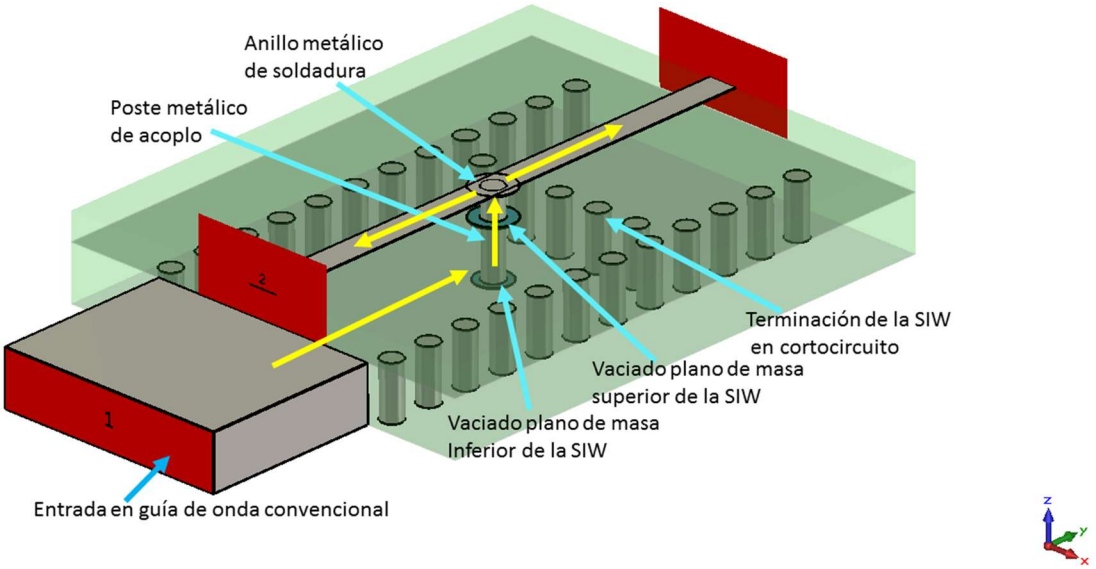



**Figura 3.7. Esquema del entorno de simulación de la transición de SIW a microstrip.**

Debido a la imposibilidad de colocar en CST un puerto en guía directamente sobre la SIW, la excitación se realiza mediante un puerto en guía de onda convencional (con el número 1 en la Figura 3.7), guía cuya anchura es 6,5 mm, la equivalente de la SIW según las ecuaciones halladas en [6]. La onda (representada con flechas amarillas) viaja por la SIW y se acopla a un poste metálico que parte desde el plano de masa inferior de la SIW hasta la pista microstrip. Para no cortocircuitar este poste con la masa, existen vaciados en los planos metálicos inferior y superior de la SIW. Además, en la zona de contacto del poste con la pista microstrip, se diseña un anillo metálico, que servirá para mejorar la adaptación y para facilitar la aplicación de soldadura cuando se fabrique la antena. El tramo microstrip tiene dos puertos en sus extremos (en color rojo), actuando como cargas ideales que sustituyen los divisores de potencia con dos parches conectados que irán en el circuito real.

Los parámetros a optimizar se recogen en la Figura 3.8, que representa la vista lateral de la transición. Estos parámetros son los radios de los vaciados en los planos de masa (*rv_sup, rv_inf*) el radio del anillo de soldadura en la microstrip (*r_anillo*), y la distancia entre el poste de acoplo y el cortocircuito de la SIW (*d_corto*).

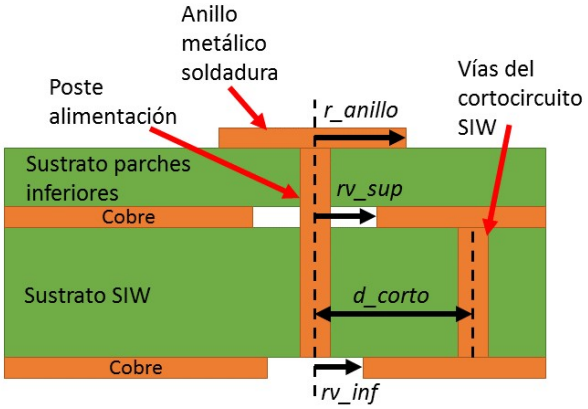



**Figura 3.8. Corte lateral de la transición SIW-microstrip y parámetros a optimizar.**

Se parte de una distancia al cortocircuito de un cuarto de la longitud de onda en la guía ($\lambda_g/4 = 3{,}4\,mm$), ya que teóricamente a esa distancia eléctrica el cortocircuito se transforma en un circuito abierto, y consecuentemente, la potencia que no se refleje debería idealmente ser completamente acoplada por el poste metálico vertical.

Tras la optimización de los parámetros comentados, se obtiene una adaptación como la mostrada en la Figura 3.9.

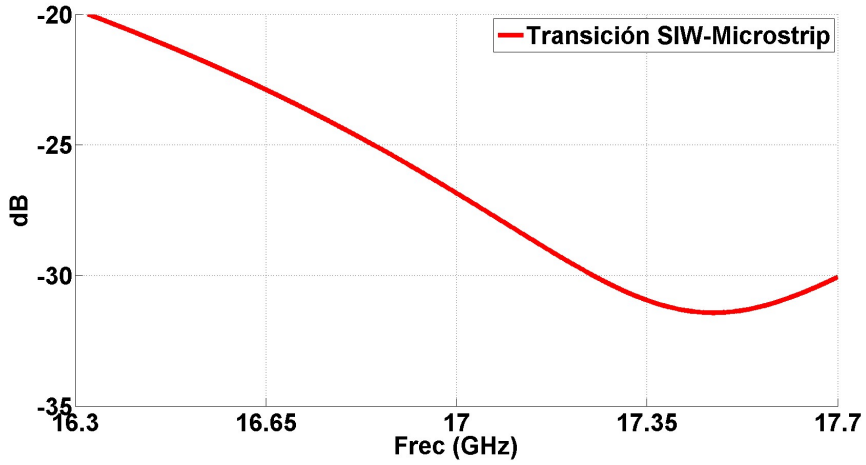



**Figura 3.9. Coeficiente de adaptación de la transición SIW-microstrip.**

### 3.2.3 Integración

Conseguida la transición desde la SIW hasta la microstrip, puede integrarse con el divisor más parches diseñado en la sección anterior, dando lugar al subarray 2x2 completo. La primera simulación de CST con las dimensiones obtenidas de las optimizaciones por separado de la transición y el divisor con parches dan un resultado bastante aceptable, como se aprecia en la curva "SA 2x2 inicial" de la Figura 3.10, con una adaptación por debajo de -20 dB en casi toda la banda. No obstante, se realiza una optimización final sobre la estructura completa, logrando la adaptación presentada en la Figura 3.10 como "SA 2x2 optimizado".

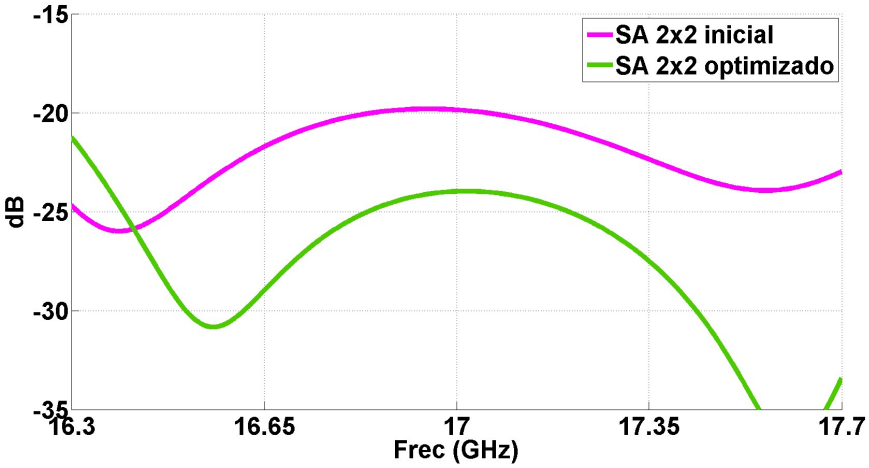
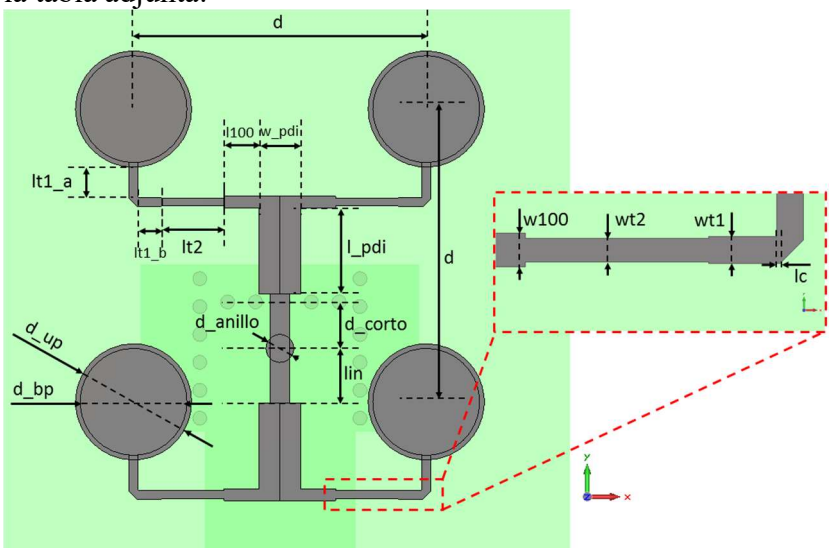



**Figura 3.10. Coeficiente de adaptación del subarray 2x2 antes y después de optimizar la estructura completa.**

Esta optimización final afecta únicamente a las dimensiones concernientes a la transición de la SIW a la microstrip, manteniendo las dimensiones de la red microstrip y los parches. En la Figura 3.11 se muestra la estructura acotada, y las dimensiones se recogen en la tabla adjunta.




| Nombre de la variable | Valor (mm) |
|---|---|
| *d* | 12,6 |
| *d_anillo* | 1,2 |
| *d_bp* | 5 |
| *d_corto* | 2 |
| *d_up* | 4,6 |
| *l100* | 1,5 |
| *lc* | 0,05 |
| *lt1_a* | 1,3 |
| *lt1_b* | 1 |
| *lt2* | 2,7 |
| *lin* | 2,35 |
| *l_pdi* | 3,7 |
| *w100* | 0,5 |
| *wt1* | 0,4 |
| *wt2* | 0,35 |
| *w_pdi* | 1,8 |

**Figura 3.11. Esquema del subarray 2x2 y dimensiones acotadas.**

La distancia entre elementos radiantes, $d$, equivale a $0{,}71\lambda_0$, con $\lambda_0$ la longitud de onda en el vacío a la frecuencia de 17 GHz. Cabe recordar, como se indicó en la sección 2.2.2, que para $d \geq \lambda_0/2$, pueden aparecer lóbulos de difracción en el diagrama de radiación del array. Debido a que no existe desfase entre elementos (pues la alimentación es uniforme), con esta separación $d$ no aparecen lóbulos de difracción en el margen visible, como puede observarse en la Figura 3.12. En frecuencias más altas, donde la longitud de onda es menor, esta separación será eléctricamente mayor, por lo que el margen visible aumentará y podría incluir los indeseados lóbulos de difracción.

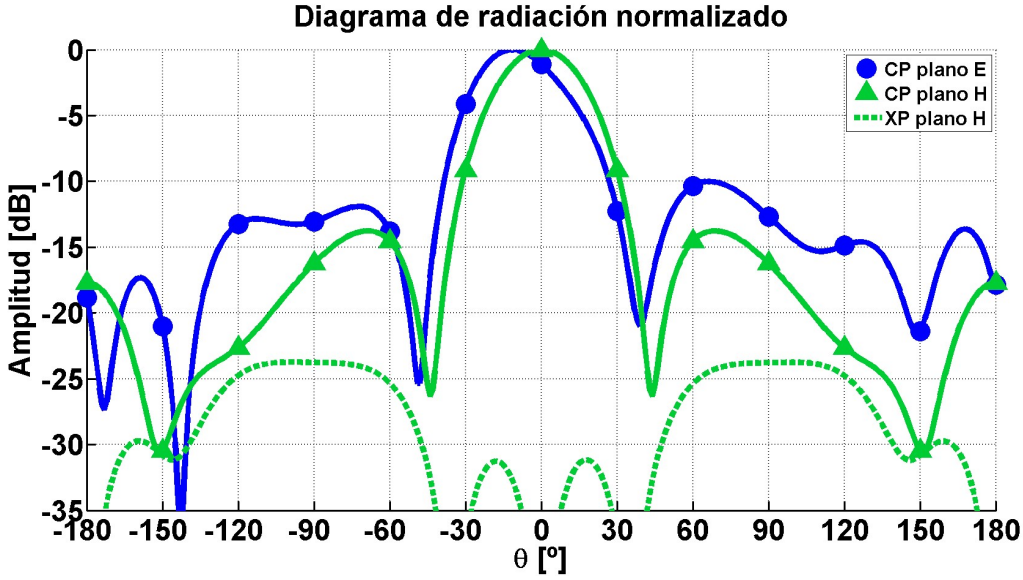



**Figura 3.12. Diagrama de radiación normalizado del subarray 2x2.**

En la Figura 3.12 no se muestra la componente contrapolar del plano E dado que presenta niveles muy bajos. La contrapolar del plano H toma valores algo más elevados, pero en cualquier caso muy buenos, principalmente en la dirección de apuntamiento de la antena ($\theta = 0º$). Respecto a la componente copolar, en el plano H presenta lóbulos simétricos y con un nivel de -13,8 dB, próximo a los -13,26 dB característicos de un array alimentado de manera uniforme. No cabe alarmarse por esta diferencia, pues esos -13,26 dB se dan para arrays con un número considerable de elementos, que no es el caso de este array con tan sólo cuatro parches. Sí es digno de comentar el diagrama copolar del plano E. Primeramente se observa un desapuntamiento del haz principal, achacable a la radiación de las pistas de alimentación microstrip, que son asimétricas en el plano E. Este fenómeno debería atenuarse para arrays de mayores dimensiones, donde la potencia radiada por los parches exceda por mucho a la radiada por las pistas.

Además del desapuntamiento del haz principal en el plano E, existe una asimetría en los lóbulos secundarios que no se observa en el plano H. Esta asimetría se explica por la radiación indeseada de las pistas microstrip, que afecta a la radiación de los parches. Este hecho, unido a los acoplos entre los elementos radiantes, se traduce en desfases entre los campos radiados por los elementos en el plano E (recuérdese que la alimentación de todos los parches es uniforme, e idealmente los campos radiados por todos deberían ser iguales en módulo y fase). Como estimación simplificada de los coeficientes de alimentación de los parches, se evaluará mediante un monitor de campo eléctrico en CST el módulo y la fase de la componente $y$ del campo (la copolar) en un punto a una altura de 0,5 mm sobre el centro de cada parche, obteniéndose los resultados de la Figura 3.13.

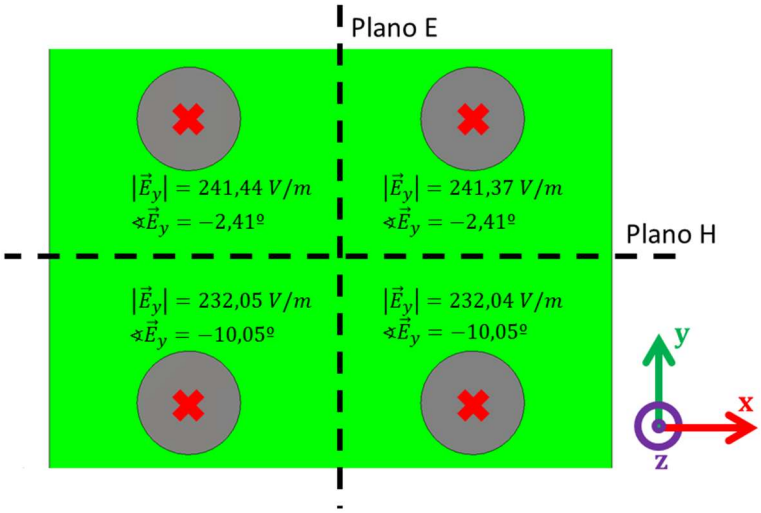



**Figura 3.13. Evaluación de la componente *y* del campo eléctrico en un punto por encima de los parches superiores.**

Puede apreciarse cómo los elementos situados según *x* (elementos en la misma fila) tienen valores casi iguales tanto en módulo como en fase, lo cual no ocurre con los elementos situados según *y*. Dado que la polarización de los parches es según *y*, los elementos situados a lo largo de *y* interfieren más entre sí, dada la mayor intensidad de esta componente *y* del campo eléctrico. En cualquier caso, como el array tiene muy pocos elementos, este fenómeno podría compensarse en arrays mayores, por lo que se deja para etapas posteriores la realización de una compensación de acoplos mutuos. Respecto a la asimetría de la red de alimentación, que parece la principal causante de la asimetría de los lóbulos del diagrama, se intentó diseñar una versión con forma de H que fuera perfectamente simétrica, pero resultó inviable introducirla por falta de espacio. Por todo ello, se decide continuar adelante con el subarray 2x2 propuesto, que se usará como elemento unitario del array 4x4.

## *3.3 Array 4x4*

Como ya se ha comentado, la antena propuesta en este trabajo consiste en un array de 4 x 4 parches, que también puede verse como un array de 2 x 2 subarrays como el expuesto en la sección 3.2. Cada uno de estos subarrays está alimentado de manera uniforme mediante una red de distribución en SIW. Esta red es excitada en su punto central a través de un conector coaxial vertical de tipo SMA de 50 ohmios de impedancia. Se presenta en la Figura 3.14 la vista 3D de la antena, para cuya mejor comprensión se han hecho transparentes los sustratos.

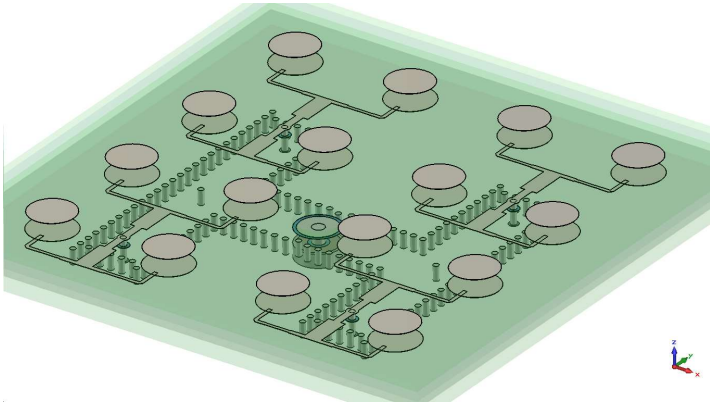


**Figura 3.14. Vista 3D del array 4x4 propuesto.**

En línea con la política de modularidad en el diseño, se abordará este diseño final en dos fases: primeramente se diseñará la red de alimentación SIW, para después integrarla con el subarray 2 x 2 ya diseñado. A su vez, la red SIW se descompondrá en dos módulos: la transición de SMA a SIW, y el divisor de potencia en SIW.

### 3.3.1 Red de alimentación SIW

En primer lugar, se diseña el divisor de potencia en SIW, mostrado en su vista superior en la Figura 3.15 (se oculta el plano de masa para mejor visualización). Gracias a la experiencia de diseños anteriores en el laboratorio, esta tarea se realiza de manera eficaz, pues se conoce que los elementos que permiten mejorar la adaptación son una vía de adaptación ubicada aproximadamente en medio del divisor, y un pequeño desplazamiento transversal de las vías de esquina del divisor (Figura 3.15). La vía de adaptación equidista de ambos puertos de salida debido al reparto uniforme de potencia deseado en la red. El entorno de simulación incluirá nuevamente tres puertos en guía convencional.

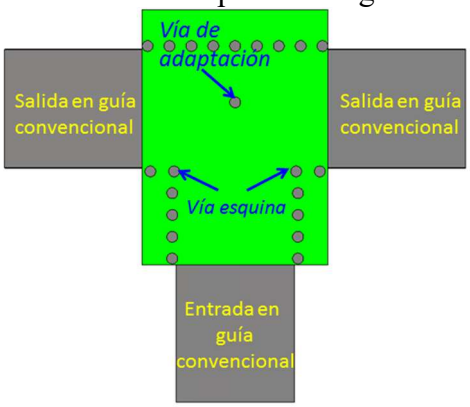



**Figura 3.15. Esquema del divisor de potencia usado en la red de alimentación SIW.**

Separadamente, se diseña la transición desde el conector coaxial SMA a la red SIW. Los elementos más destacados de la misma se muestran en la Figura 3.16. Como se aprecia, se realizan sendos vaciados en los planos de masa inferior y superior de la SIW, para no cortocircuitar el conductor interior (alma) del coaxial con la masa. Asimismo, un anillo metálico en el plano de masa superior permitirá soldar el alma del coaxial al mismo. Con vistas a dejar espacio para esta soldadura, se prevé un taladro en la capa de los parches que descansa sobre esta red SIW, con diámetro igual al del vaciado de la masa superior. Los radios de los vaciados y el anillo, así como la posición de las denominadas vías centrales, serán los elementos a optimizar para maximizar la adaptación de la estructura.

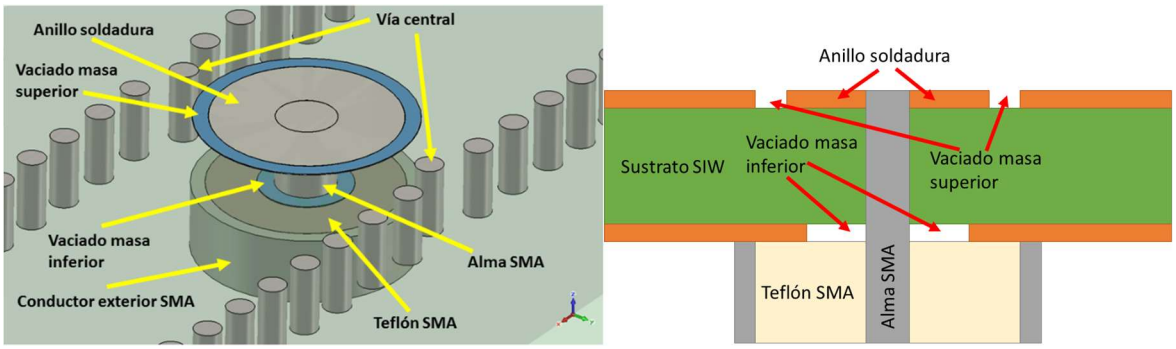



**Figura 3.16. Esquema de la transición de coaxial SMA a guía SIW.**

Los resultados de adaptación del divisor SIW y de la transición coaxial-SIW se muestran en la Figura 3.17 en las curvas "Divisor SIW" y "Transición coax-SIW", respectivamente. Cuando se juntan y se simula la estructura completa, se tiene la estructura de la Figura 3.18, donde no se muestran los puertos en guía convencional situados en las cuatro salidas de la red. El resultado obtenido en la simulación CST para la red completa es el mostrado por la curva "Red SIW" en la Figura 3.17. Se realiza una optimización final sobre la red completa, llegando al resultado de la curva "Red SIW optimizada", mejor que -28 dB en toda la banda. A pesar de este retoque final, nuevamente el proceso de diseño modular ha demostrado funcionar adecuadamente, ahorrando tiempo de optimización sobre la estructura completa al optimizar sus componentes por separado. Las dimensiones finales de la red de alimentación SIW se presentan en la Figura 3.18 y la Tabla 3-2. La variable *d_cbe*, que no aparece en la figura, corresponde al diámetro del vaciado en el plano de masa inferior (similar al vaciado superior de diámetro *d_cte*).

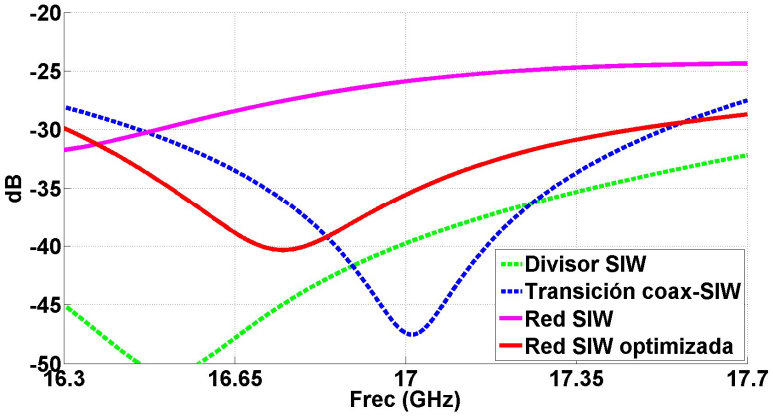



**Figura 3.17. Coeficiente de adaptación de los distintos elementos de la red de alimentación SIW, así como de la red completa antes y después de optimizar.**

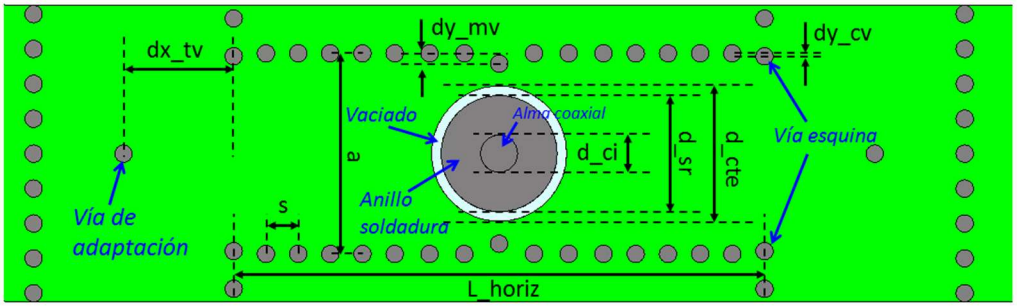



**Figura 3.18. Esquema de la red de alimentación SIW.**

| Nombre de la variable | Valor (mm) |
|---|---|
| *dx_tv* | 3,8 |
| *s* | 1,2 |
| *a* | 6,9 |
| *dy_mv* | 0,35 |
| *d_ci* | 1,28 |
| *d_sr* | 4 |
| *d_cte* | 4,66 |
| *dy_cv* | 0,1 |
| *L_horiz* | 18,3 |
| *d_cbe* | 2 |

**Tabla 3-2. Dimensiones de la red de alimentación SIW.**

Finalmente, en lo que respecta a los parámetros de transmisión, se sitúan en un nivel de -6,35 dB (Figura 3.19). Como el reparto de potencia es de 1 a 4, idealmente deberían tenerse -6 dB de transmisión a cada puerto de salida. Por tanto, se tienen 0,35 dB de pérdidas, que se deberán principalmente a la disipación de energía en el sustrato dieléctrico (en el caso del RF-35, la tangente de pérdidas a 17 GHz es de 0,003 [12]), y a posibles filtraciones de potencia en las paredes imperfectas de la SIW. Para paliar este último efecto, en trabajos futuros se propone probar una doble pared de vías en la red SIW.

Gracias a la simetría de la estructura, las pérdidas son las mismas para todos los puertos de salida. Del mismo modo, los desfases son iguales para la señal saliente por todas las puertas, evitando así descompensaciones en la uniformidad de la alimentación.

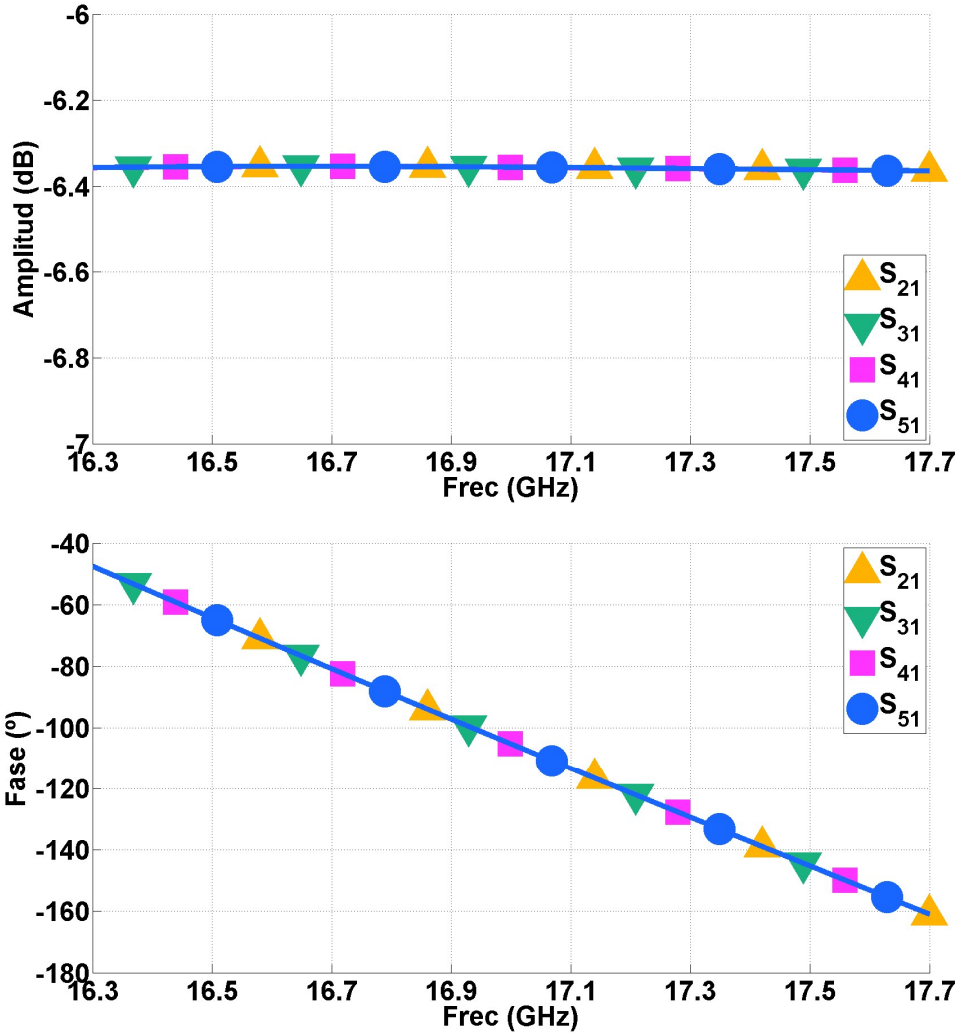



**Figura 3.19. Amplitud y fase de los coeficientes de transmisión de la red SIW.**

### 3.3.2 Integración

Teniendo optimizada la red de alimentación SIW (sección 3.3.1) y los subarrays 2x2 (sección 3.2.3), pueden unirse para definir el array 4 x 4 y simularlo en CST. Respecto al comportamiento en radiación, el diagrama en plano E se muestra en la Figura 3.20, siendo la copolar la curva con el nombre "CP plano E". La contrapolar no se muestra debido a su nivel es menor que -40 dB. Puede apreciarse una notable asimetría en los lóbulos secundarios, con uno de ellos en un nivel de -7,5 dB, valor bastante por encima del esperable en un array alimentado uniformemente. El plano H muestra en cambio simetría en sus lóbulos, con una contrapolar algo más elevada pero en cualquier caso mucho menor que la copolar. La directividad y ganancia simuladas son de 19 dBi y 18,4 dBi a 17 GHz, respectivamente (Figura 3.21). La diferencia entre ambas se debe principalmente a pérdidas en el dieléctrico (tangente de pérdidas de 0,003 a 17 GHz [12]).

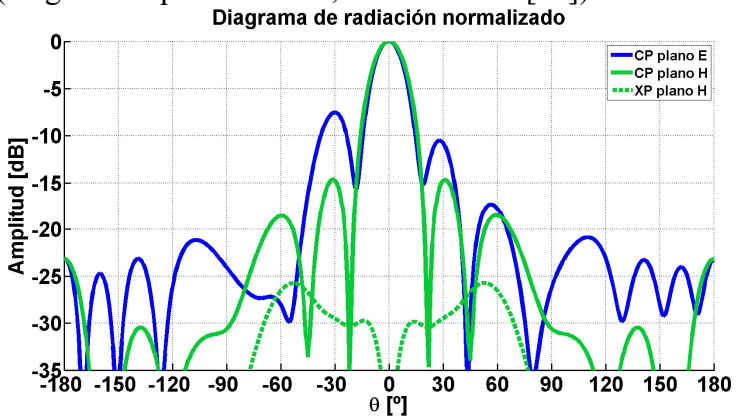



**Figura 3.20. Diagrama de radiación del array 4x4.**

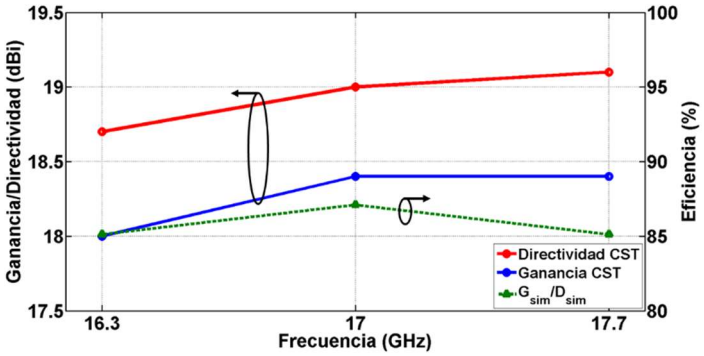
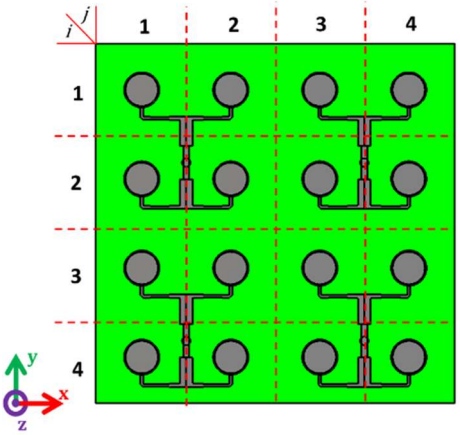



**Figura 3.21. Evaluación de directividad y ganancia simuladas en el array 4x4.**

Como en el subarray 2 x 2 se empezó a observar un problema de acoplos entre parches, se realiza el mismo análisis de evaluación del campo eléctrico para el array 4 x 4. Cabe señalar en este momento que, si bien el campo radiado por los parches y el coeficiente de alimentación de los mismos son conceptos distintos, están relacionados [15] y conocer el primero puede dar una idea de la magnitud del segundo. Dada la facilidad de evaluar el campo eléctrico, se recurrirá nuevamente a esta visión simplificada donde la evaluación del campo eléctrico en un punto significativo permite ya no tanto estimar los coeficientes de alimentación, como las diferencias entre los coeficientes de unos y otros parches.

En la Figura 3.22 se muestran los valores del módulo de la componente $\hat{y}$ del campo eléctrico ($|\vec{E}_y^{i,j}|$), normalizados al módulo de mayor magnitud, que ha resultado ser el del parche de la esquina superior izquierda (fila 1, columna 1). Las letras *i, j* denotan la fila y

columna, respectivamente, del parche al que se refiere el valor. Asimismo, las fases de la componente $\hat{y}$ del campo eléctrico ($\sphericalangle \vec{E}_y^{i,j}$) también se muestran referidas a la fase de la componente $\hat{y}$ del campo del citado parche.




$|\vec{E}_y^{i,j}|/|\vec{E}_y^{1,1}|$

| i \ j | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 1 | 0,894 | 0,893 | 0,996 |
| 2 | 0,846 | 0,660 | 0,659 | 0,846 |
| 3 | 0,744 | 0,569 | 0,573 | 0,742 |
| 4 | 0,950 | 0,804 | 0,806 | 0,950 |

$\sphericalangle \vec{E}_y^{i,j} - \sphericalangle \vec{E}_y^{1,1}$ [º]

| i \ j | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 2,91 | 2,78 | 0,7 |
| 2 | -26,82 | -21,12 | -21,18 | -26,88 |
| 3 | -10,84 | 12,19 | 11,25 | -10,59 |
| 4 | -5,27 | 5,23 | 5,3 | -5,23 |

**Figura 3.22. Evaluación de la componente y del campo eléctrico en un punto sobre el centro de los parches del array 4x4.**

Como se observa, existe una importante descompensación tanto en la magnitud del campo radiado como en la fase. Alejándose así de una distribución de alimentación uniforme (equiamplitud y equifase), el diagrama de radiación será distinto al esperado, produciéndose asimetrías en los lóbulos secundarios y subidas de magnitud. Este efecto puede demostrarse simulando el diagrama de radiación de un parche aislado, y utilizarlo para calcular un factor de array teórico con los coeficientes de alimentación reflejados en las tablas de la Figura 3.22. Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 3.23, donde se limita la variación en $\theta$ de -90 a 90º, puesto que la simulación CST del parche se ha realizado con un plano de masa infinito para propiciar resultados más realistas. Como se observa en la curva granate, la distribución uniforme en módulo y fase que idealmente se busca propicia un diagrama con lóbulos simétricos y en un nivel de unos -13 dB. Si se mantienen los módulos uniformes pero se emplean las fases simuladas y evaluadas en la tabla de la Figura 3.22, se obtiene el diagrama verde, donde se produce una importante asimetría en los lóbulos secundarios, uno de los cuales sube por encima de -10 dB. Si además de las fases simuladas se emplean las amplitudes simuladas y reflejadas también en la tabla de la Figura 3.22, se obtiene el diagrama color mostaza, donde a la asimetría se le añade una subida en el nivel general de los lóbulos.

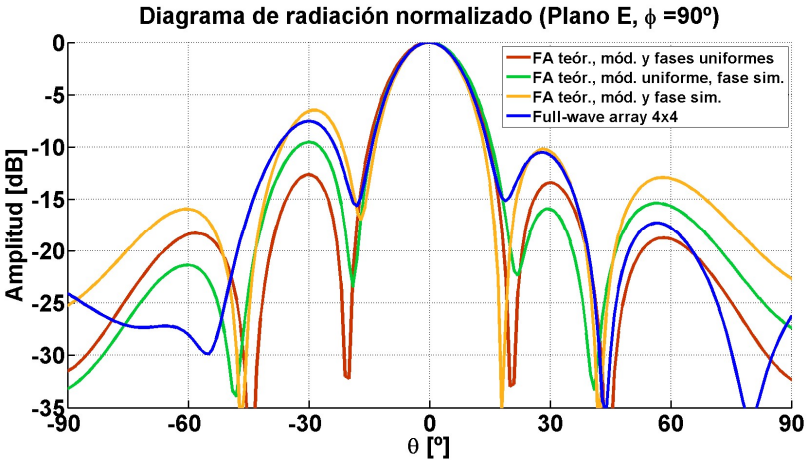



**Figura 3.23. Comparativa del diagrama de radiación simulado en el array 4x4 con el obtenido mediante la teoría de arrays aplicada al diagrama simulado de un parche aislado.**

Para solventar este problema en el diagrama, son necesarios dos retoques. Las amplitudes de alimentación están relacionadas con el reparto de potencia que reciben los parches de sus redes de alimentación, el cual a su vez depende de las impedancias de las pistas y por tanto, de las anchuras de éstas. Modificar dichas anchuras afectará también a la adaptación de la estructura. Por su lado, las fases están relacionadas con la longitud de las pistas, y pueden compensarse alargándolas o acortándolas (si dichas pistas no son transformadores de impedancia). Esta compensación de fase es mucho más inmediata que la de amplitud, ya que puede conseguirse rápidamente desplazando los parches según el eje *y* (lo cual equivale a alargar o acortar las líneas microstrip que los alimentan).

Se decide acometer esta optimización de fase para lograr una mayor simetría lobular en el diagrama, pero no se realizará optimización de amplitud, dado que requiere realizar mayores modificaciones en las redes de alimentación microstrip. Esta compensación de amplitudes de los acoplos se realizará en la antena de mayor ganancia en la cual el array 4 x 4 propuesto en este trabajo actúa como celda unitaria. En este array de mayor ganancia, la mayoría de elementos radiantes se comportarán de manera parecida. De hecho, tendrán un comportamiento similar a los elementos centrales del array 4 x 4 actual, que están rodeados por parches por todos sus lados. La compensación de amplitud de los acoplos debería ser similar para todos estos elementos. Los elementos de los bordes, al tener un entorno distinto, se comportarán de manera diferente a los elementos centrales, por lo que su proceso de compensación requerirá otras modificaciones.

Así pues, mediante la herramienta *LineCalc* del software de simulación circuital *Keysight ADS,* se han calculado las longitudes de línea necesarias para lograr compensar los desfases entre elementos. De cara a que los desplazamientos de los parches sean lo menor posible en media, se buscará que la nueva fase de todos los elementos (que idealmente será la misma para todos, como corresponde a una distribución uniforme) sea un valor intermedio entre el valor mínimo y máximo de las fases evaluadas en la Figura 3.22. Como los desfases van desde los −26,88º del parche en la posición (2,1) hasta los +12,19º del parche situado en (3,2), se decide buscar como objetivo una fase de -10º, valor aproximadamente entre medias de los dos anteriores. Las fases se van haciendo más negativas conforme la señal se propaga, es decir, conforme se alarga la longitud de la pista. Por tanto, por ejemplo el parche (1,1) necesitará ser desplazado según +*y*, añadiéndole así un tramo de pista que reduzca en 10º la fase de la señal que lo alimenta.

En la Tabla 3-3 se reflejan los desplazamientos requeridos para cada parche, expresados en *mm* y con valor positivo si son según +*y*, o con valor negativo si son según –*y*.

| Posición parche (i,j) | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 0,318 | 0,407 | 0,404 | 0,340 |
| 2 | -0,502 | -0,327 | -0,330 | -0,505 |
| 3 | 0 | 0,691 | 0,661 | 0 |
| 4 | 0,156 | 0,477 | 0,480 | 0,159 |

**Tabla 3-3. Desplazamientos (mm) según y aplicados a cada parche para compensar las fases del campo eléctrico evaluadas en Figura 3.22.**

El mayor desplazamiento se produce para el parche (3,2), suponiendo casi 0,7 mm ($0{,}04\lambda_0$) de desplazamiento según +*y* para retrasar la señal 22,19º. Una nueva simulación CST de la estructura da los desfases reflejados en la tabla derecha de la Figura 3.24, siendo la izquierda los desfases que había antes de compensar.

$$\measuredangle \vec{E}_y^{i,j} - \measuredangle \vec{E}_y^{1,1} [º]$$

Sin compensación de fase

| $i \backslash j$ | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 2,91 | 2,78 | 0,7 |
| 2 | -26,82 | -21,12 | -21,18 | -26,88 |
| 3 | -10,84 | 12,19 | 11,25 | -10,59 |
| 4 | -5,27 | 5,23 | 5,3 | -5,23 |

Con compensación de fase

| $i \backslash j$ | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | -4,43 | -4,25 | 1,03 |
| 2 | -1,44 | 0,82 | 0,16 | -1,36 |
| 3 | -2,95 | -9,66 | -5,4 | -4,14 |
| 4 | -1,11 | -5,93 | -6,08 | -1,57 |

**Figura 3.24. Fases de la componente y del campo eléctrico evaluadas sobre el centro de los parches, antes y después de desplazar los parches para compensarlas.**

Puede observarse una notable mejora, ya que antes había diferencias de casi 40º entre algunos parches, mientras que ahora la diferencia máxima es de unos 10º. Esta mejora se ve reflejada en el nuevo diagrama de radiación a 17 GHz, que aparece en la Figura 3.25 (curva "CP plano E compensación de fases") contrastado con el diagrama previo a la compensación (curva "CP plano E", igual que la de la Figura 3.20) y el factor de array teórico calculado a partir del diagrama simulado de un parche, con las amplitudes de alimentación de la Figura 3.22. Evaluación de la componente y del campo eléctrico en un punto sobre el centro de los parches del array 4x4.pero con fases ideales (curva "FA teór., mód. sim, fases uniformes").

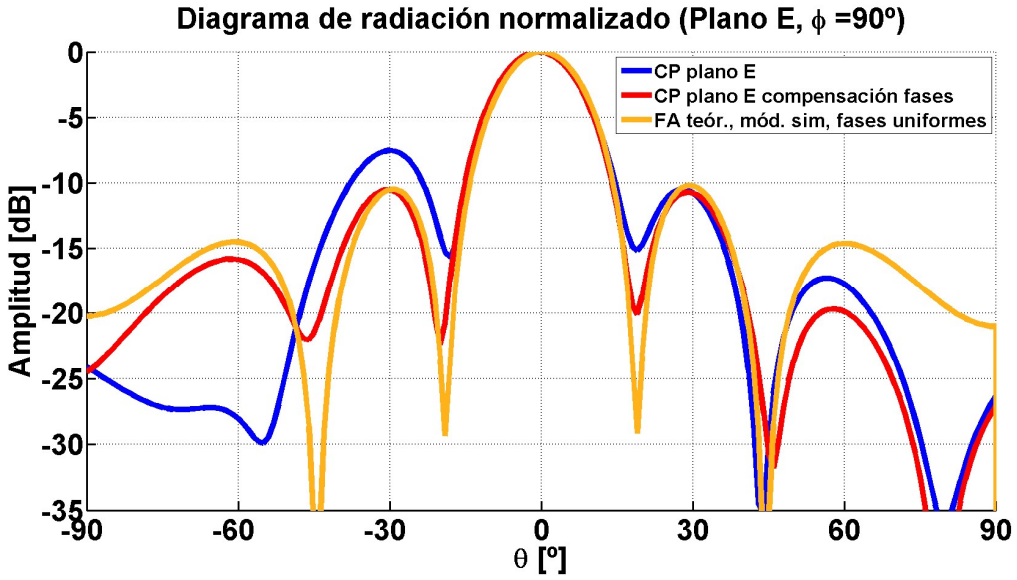



**Figura 3.25. Comparativa del diagrama de radiación simulado del array 4x4 antes y después de compensar fases, con el caso de fases uniformes de alimentación.**

Los lóbulos se han simetrizado y están en un nivel de -10,6 dB, próximo al esperable en una distribución uniforme. Es muy destacable la similitud del nuevo diagrama con el factor de array teórico calculado con amplitudes descompensadas pero fases uniformes. La forma y nivel de los lóbulos secundarios queda predicha fielmente; las diferencias son achacables al hecho de que las fases no son perfectamente uniformes en el nuevo array. Finalmente, la directividad y ganancia simuladas a 17 GHz suben ligeramente hasta 19,4 dBi y 18,8 dBi, respectivamente.

El último análisis con respecto a las características de radiación es ver el comportamiento en frecuencia del diagrama. En la Figura 3.26 se muestra la copolar en plano

E y H, respectivamente, en distintas frecuencias. En ambos casos se observa cómo el haz principal se estrecha conforme aumenta la frecuencia, lo cual es esperable, dado que a frecuencias mayores la antena es eléctricamente más grande, volviéndose así más directiva. El diagrama plano H es perfectamente simétrico en todas las frecuencias, lo cual no es así para el plano E. La simetría se consiguió a 17 GHz gracias a la compensación de fase en los acoplos, aunque se ve algo alterada a frecuencias distintas. En todas las frecuencias, el diagrama es el esperado, salvo a 19 GHz, donde se observa la aparición de un *grating lobe*, debido a que la distancia física que separa los elementos radiantes se vuelve eléctricamente mayor en frecuencias más altas.

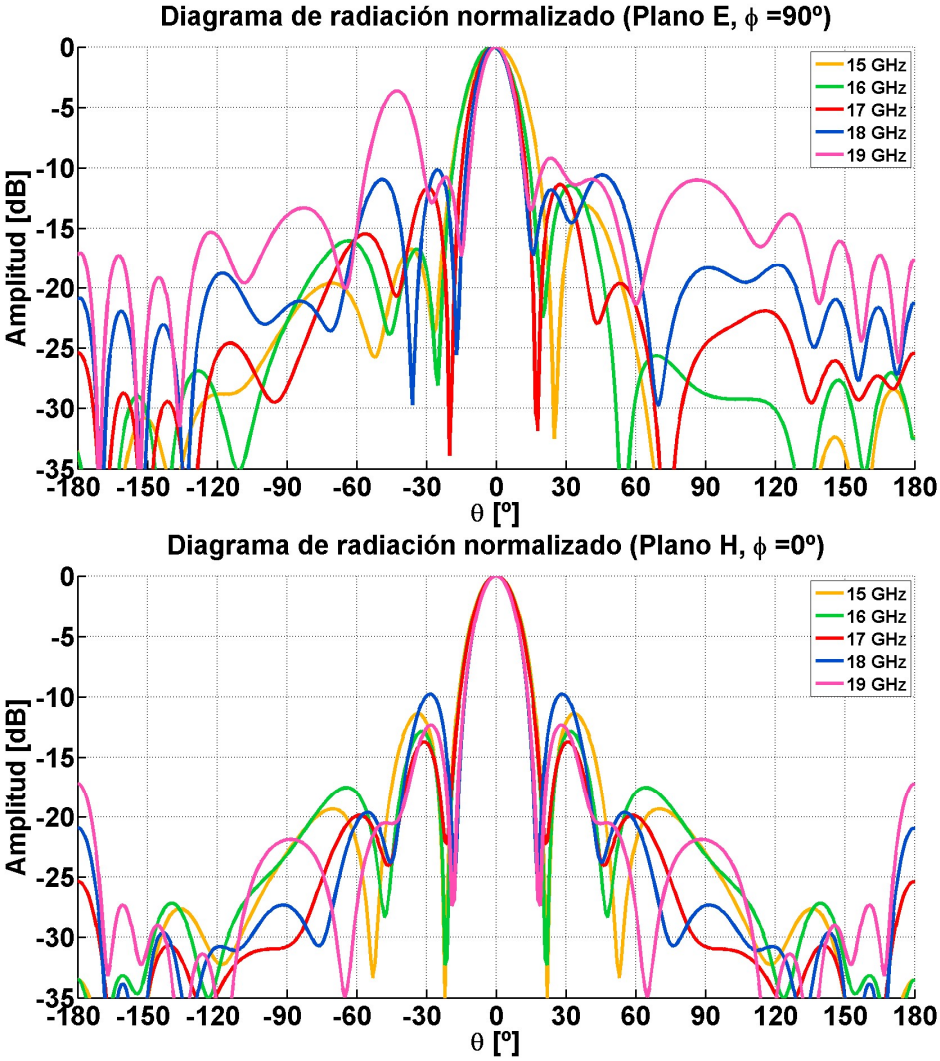



**Figura 3.26. Diagramas de radiación simulados a varias frecuencias en plano E (arriba) y plano H (abajo).**

En cuanto a la adaptación obtenida en la antena, se muestra en la Figura 3.27 en la curva nombrada "4x4 full-wave". Cabe señalar que el radio de los parches superiores se ha cambiado de 2,3 mm a 2,4 mm, para lograr una adaptación mejor que -15 dB en la banda. Aun así, la respuesta está deteriorada con respecto a la del subarray 2 x 2 y la red de alimentación SIW (la respuesta de ésta aparece también en la Figura 3.27). Se muestra la adaptación de la red de alimentación SIW (curva "Red SIW" en Figura 3.27), ya que idealmente el array 4 x 4 debería tener la misma respuesta que esta red SIW. Como los subarrays 2 x 2 no son cargas ideales (pues su adaptación no es perfecta), al conectarlos a la red SIW la adaptación empeora. Si se realiza esta conexión de manera circuital en *ADS*

(cascadeando matrices de parámetros S simulados en CST, como en el esquema Figura 3.28 a)), se obtiene la respuesta "4x4 circuital sin acoplos", que efectivamente está peor adaptada que la de la red SIW. Esta respuesta, sin embargo, no tiene en cuenta los acoplos entre los subarrays, que pueden deteriorar aún más la respuesta en adaptación. Para tener en cuenta los acoplos, puede realizarse en CST una simulación con cuatro subarrays 2 x 2, cada uno de los cuales excitado mediante un puerto en guía de onda. Esta simulación generará una matriz de parámetros S de 4 x 4 elementos, que permitirán conocer qué parte de la potencia introducida por un puerto sale por el resto de puertos (es decir, cuánta potencia acopla cada puerto del resto de puertos). Cascadeando esta matriz de parámetros S con la de la red SIW (como en el esquema Figura 3.28 b)), se obtiene la respuesta de la curva "4x4 circuital con acoplos", que como se aprecia, ha sufrido una importante subida general de nivel. Esta curva tiene un parecido razonable con la curva de adaptación obtenida de la simulación CST completa del array 4 x 4, con lo que puede confirmarse que el deterioro de la respuesta viene causado por los acoplos de potencia entre los distintos subarrays 2 x 2.

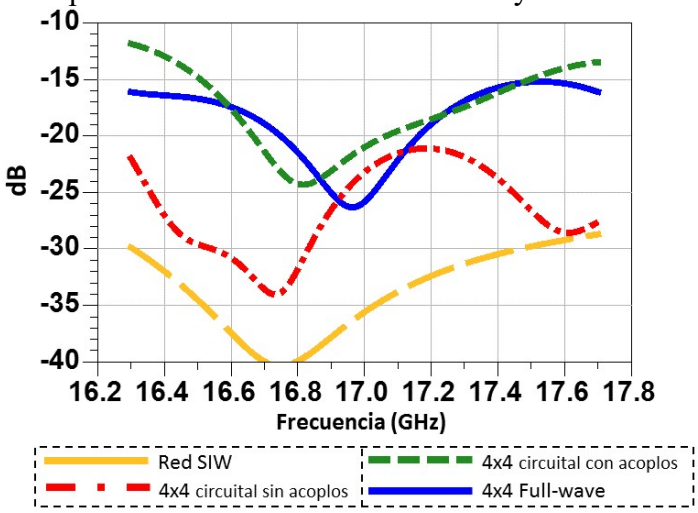



**Figura 3.27. Coeficiente de adaptación del array 4x4 obtenido con distintas técnicas.**

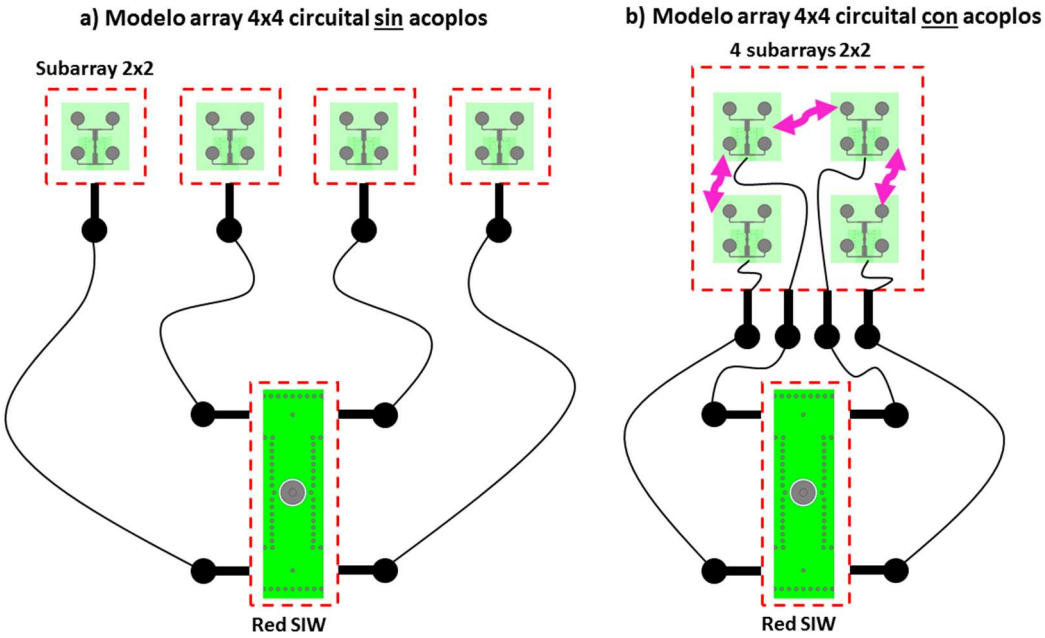



**Figura 3.28. Esquemas de la obtención del modelo circuital del array 4x4 a) sin tener en cuenta acoplos b) teniéndolos en cuenta (dcha).**

A pesar de todo, el objetivo de adaptación mejor que -15 dB sigue cumpliéndose. De hecho, se ha simulado el array 4 x 4 en una banda mayor de frecuencias, para evaluar el ancho de banda total en el cual la adaptación es mejor que -15 dB (Figura 3.29). Se obtiene un ancho de banda porcentual del 17,05 % para adaptación mejor que -15 dB, y del 20 % para adaptación mejor que -10 dB.

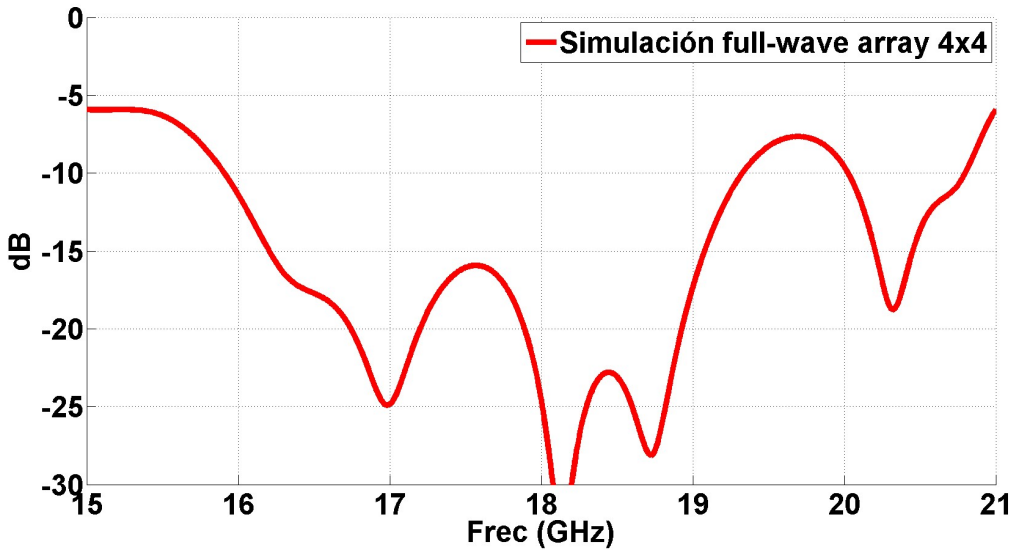



**Figura 3.29. Coeficiente de adaptación simulado en la versión final del array 4x4.**

# 4 Fabricación y medida

En esta sección se explicará el proceso de construcción de la antena, las medidas de adaptación y de radiación de la misma, y la evaluación de los resultados y comparativa con las simulaciones. Debido a los deficientes resultados obtenidos en los primeros prototipos, ha sido necesario modificar la forma de alimentación de la antena y utilizar una transición horizontal SMA-microstrip-SIW para las fabricaciones subsiguientes. Este proceso de rediseño también será abordado y explicado.

## *4.1 Prototipo con conector vertical*

El array 4 x 4 expuesto en la sección 3.3.2 ha sido construido en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior. De cara a la unión de las distintas capas, se emplearán tornillos de nailon (pues tornillos de metal afectarían severamente a la radiación de la antena). Para introducir estos tornillos, se han previsto taladros en posiciones repartidas uniformemente por la estructura (Figura 4.1). Además, deben tenerse en cuenta los dos taladros necesarios para el conector SMA. Por último, un taladro de diámetro 4,66 mm se realiza en la capa 2 (sustrato de los parches inferiores), justo encima del anillo metálico de la SIW donde se soldará el alma del conector coaxial SMA. Este taladro, además de contribuir a mejorar la adaptación de la antena, deja espacio para que la soldadura no levante las capas superiores.

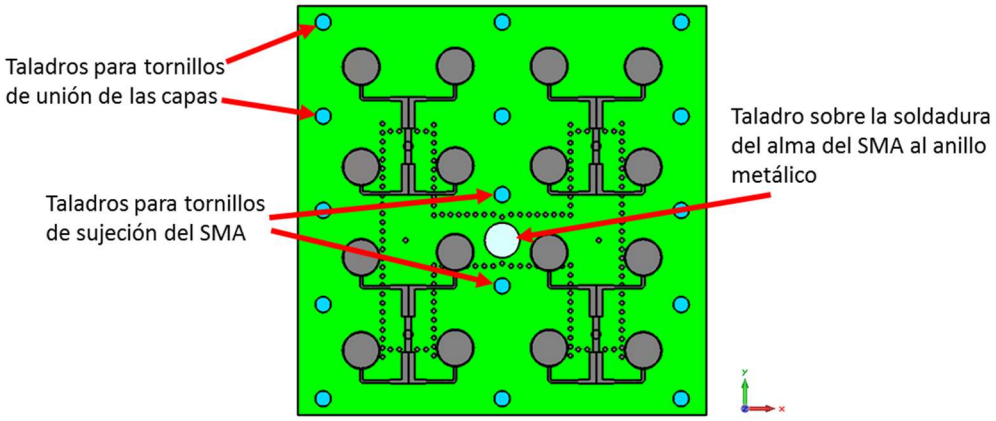



**Figura 4.1. Esquema de los diferentes taladros a efectuar en la antena.**

Las tres capas en sustrato Taconic RF-35 se han mecanizado con la fresadora disponible en el taller de la Escuela. La capa restante, de Rohacell Foam, ha sido recortada de una plancha disponible en el laboratorio RFCAS. En la Figura 4.2 se muestran las tres capas construidas. La capa que más trabajo exige es la correspondiente a la red SIW, ya que las vías que conforman las paredes de la guía se realizan insertando mediante una remachadora manual (ver Anexo B) uno a uno remaches en los taladros realizados en el sustrato. Se han dejado las cabezas de los remaches en la parte inferior de la SIW, evitando así levantar las capas superiores.

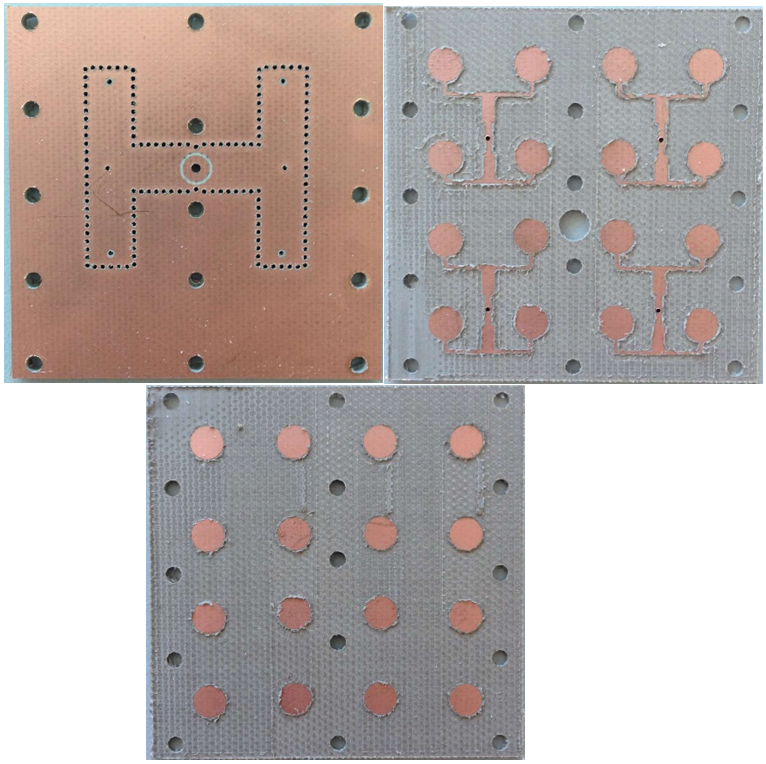


**Figura 4.2. Fotografías de las caras superiores de las distintas capas de la antena.**

Para realizar un correcto contacto eléctrico entre los dos planos de masa, es necesario aplicar estaño soldado sobre las vías. En cuanto al conector SMA, es necesario retirar todo el teflón hasta dejarlo a ras de la base metálica. El alma también hay que recortarla de manera que, con el conector pegado a la parte inferior de la SIW, quede a ras del anillo metálico superior. Se aplica soldadura para mejorar el contacto eléctrico entre dicho anillo y el alma. También se suelda el conductor exterior del conector SMA al plano de masa inferior de la SIW. El resultado se observa en la Figura 4.3.

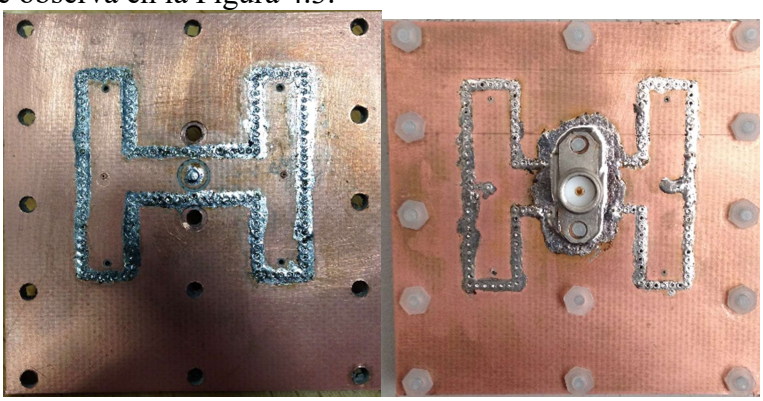


**Figura 4.3. Aspecto de las caras superior (izda) e inferior (dcha) de la red SIW tras soldar.**

Una vez completada la red de alimentación SIW, se procede a realizar la unión de ésta con el sustrato de los parches inferiores. Para ello, se alinea esta capa con la de la SIW, y se insertan con ayuda de unas pinzas las vías en los taladros pasantes, dejando la cabeza del remache por la parte de los parches. Posteriormente, se aplica un punto de soldadura en la cabeza para realizar una correcta conexión eléctrica con la pista microstrip.

Finalmente, se colocan encima la capa de foam y de parches superiores, y se insertan los tornillos de nailon y las tuercas, procurando realizar un apriete uniforme en todas las zonas de la antena.

En estas condiciones, se realiza la medida de adaptación en el analizador de redes de la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior (ver Anexo B). El resultado inicial es muy deficiente, así que se realizan ajustes de los aprietes de los tornillos, dado que las alturas y espesores en la antena son críticos para su correcto funcionamiento. El mejor resultado logrado se muestra en la Figura 4.4 con el nombre "Array 4 x 4 construido v1". Se observa un importante deterioro de la respuesta si se compara con los resultados de la simulación (también mostrados en la figura), con un ancho de banda a -10 dB del 7,05% (frente al 20% obtenido en simulación).

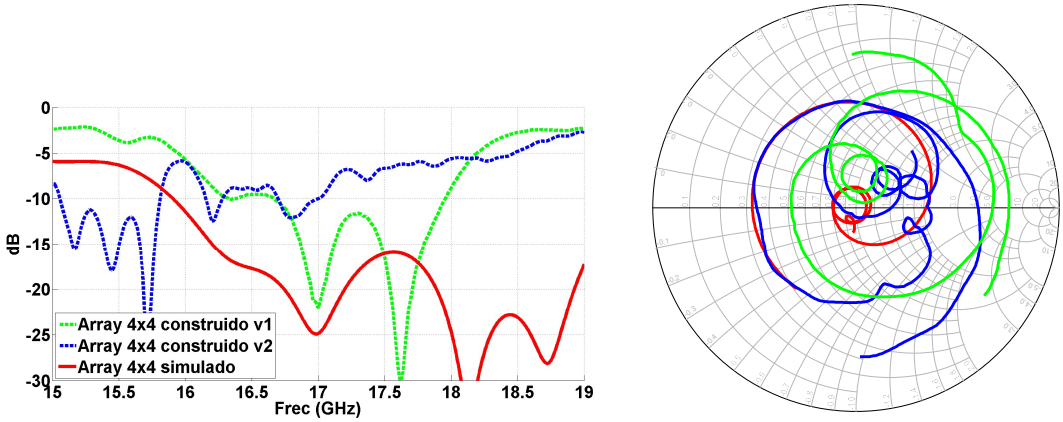



**Figura 4.4. Coeficiente de adaptación medido del array 4x4 con las dos versiones de la red SIW, comparados con la simulación. A la derecha, en representación de carta de Smith.**

En la representación en carta de Smith, se observa cómo la curva medida no está centrada en la carta, como sería deseable, sino en una zona imaginaria positiva. Para compensar este efecto, se han realizado simulaciones donde aumentar el diámetro del anillo de soldadura del alma del conector SMA provoca que la respuesta en carta de Smith se desplace hacia abajo, es decir, hacia zonas imaginarias negativas. Se decide reconstruir la red SIW con el diámetro de este anillo modificado desde 4,66 mm a 5,26 mm. La respuesta de esta nueva antena ("Array 4x4 construido v2" en Figura 4.4) nuevamente es bastante pobre, con la curva en carta de Smith descentrada también. Las simulaciones de CST confirman que la antena es extremadamente sensible al diámetro del anillo de soldadura del alma del conector SMA. Es por ello que se decide modificar el modo de alimentación de la antena a una transición más estable, como la transición SMA-microstrip-SIW utilizada en proyectos anteriores del RFCAS [16], que demostró ofrecer buenas prestaciones. Con esta modificación, se espera eliminar la incertidumbre de la transición de entrada y verificar si es el único factor que degrada la adaptación de la antena. Además, cabe recordar que la antena propuesta en este trabajo servirá como módulo de un array de mayor ganancia y número de elementos, donde cada uno de los arrays 4 x 4 tendrá una entrada en guía SIW como la existente en el prototipo que se describirá en la siguiente sección.

## *4.2 Prototipo con conector horizontal*

El conector utilizado ha sido también de tipo SMA (referencia en Anexo B), pero con el alma de tipo media luna, de forma que se apoye perfectamente sobre una superficie plana. La vista general de la nueva estructura se muestra en la Figura 4.5. Las dimensiones se expresan en milímetros.

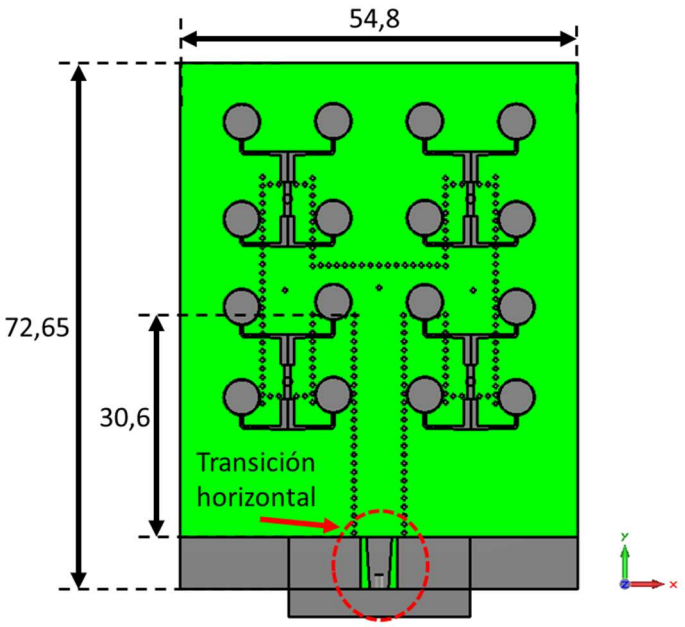



**Figura 4.5. Esquema del nuevo diseño de array 4x4, con conector SMA horizontal.**

Como se observa, la topología de la red de alimentación SIW ha cambiado ligeramente. La excitación se produce mediante el conector SMA, cuya alma está conectada a un tramo de pista microstrip que actúa como transición entre el coaxial y la SIW. Esta transición ya fue empleada satisfactoriamente en trabajos anteriores del grupo [16].

La señal que viaja por la SIW se reparte en el nuevo divisor de potencia, que es idéntico a los que ya existían. Por tanto, la antena es la misma que en el caso del conector vertical, salvando esta nueva transición horizontal, cuyas dimensiones aparecen en la Figura 4.6. La longitud del tramo de SIW que va desde el nuevo divisor de potencia hasta la transición horizontal es lo suficientemente lejano como para que la transición no perturbe el diagrama de radiación de la antena.

El conector coaxial se apoya en dos piezas metálicas mecanizadas. La pieza en forma de "L" (Figura 4.5) sirve como base para el coaxial. A esta pieza se atornilla el conector, y a su vez, es atornillada a la antena mediante los taladros que aparecen en la Figura 4.6. Este doble taladro también existe en la pieza denominada "tapa" en la Figura 4.7, que cubre toda la zona de la transición, evitando así radiación indeseada. Justo en la zona de la microstrip, esta tapa tiene un doble cajeado, que sirve para lograr una mejor adaptación. Ésta es mejor que -28 dB en la banda de 16,3 a 17,7 GHz.

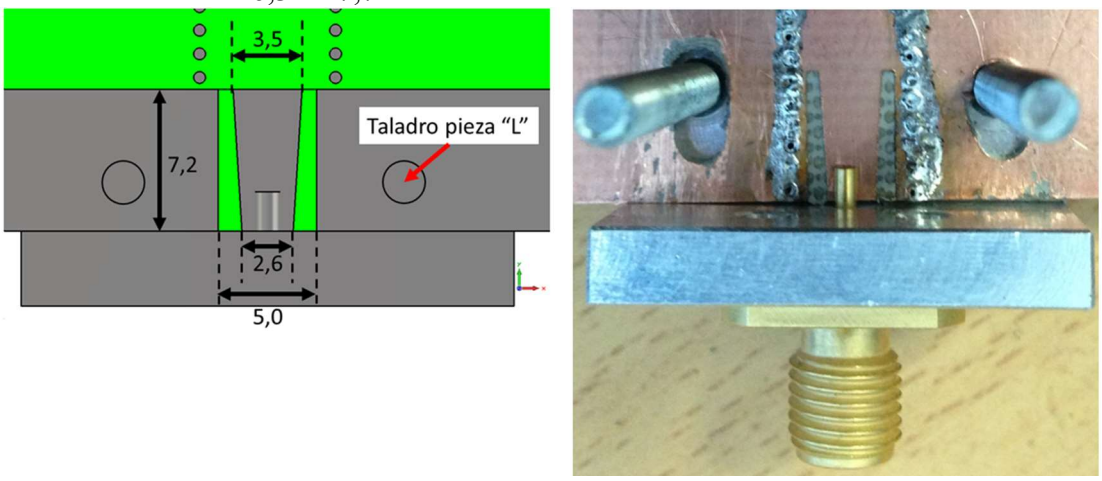



**Figura 4.6. Transición microstrip desde coaxial SMA hasta SIW.**

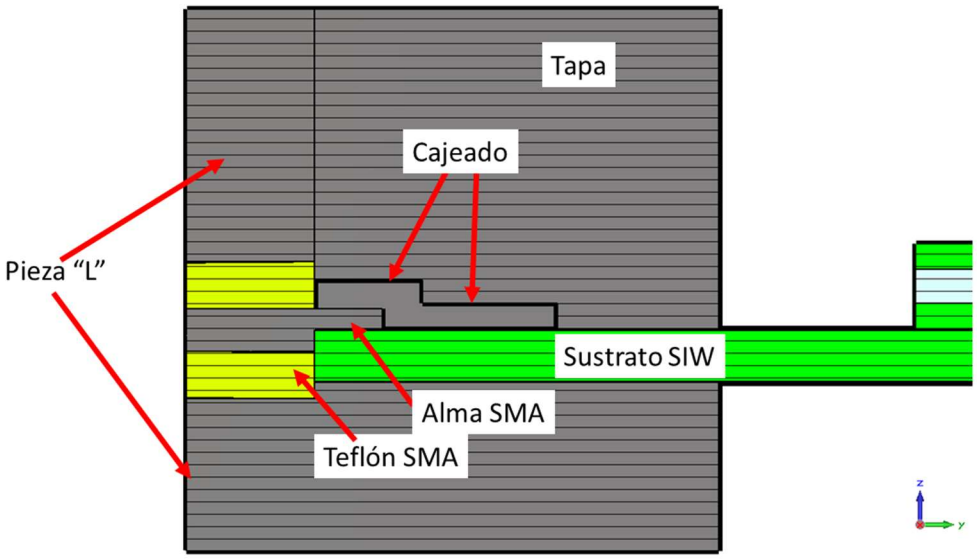



**Figura 4.7. Corte lateral de la zona de transición desde coaxial SMA hasta SIW.**

La nueva antena con transición horizontal se construye en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior (Figura 4.8), y se mide su adaptación, que resulta ser la de la curva "Medida conector horizontal" de la Figura 4.9.

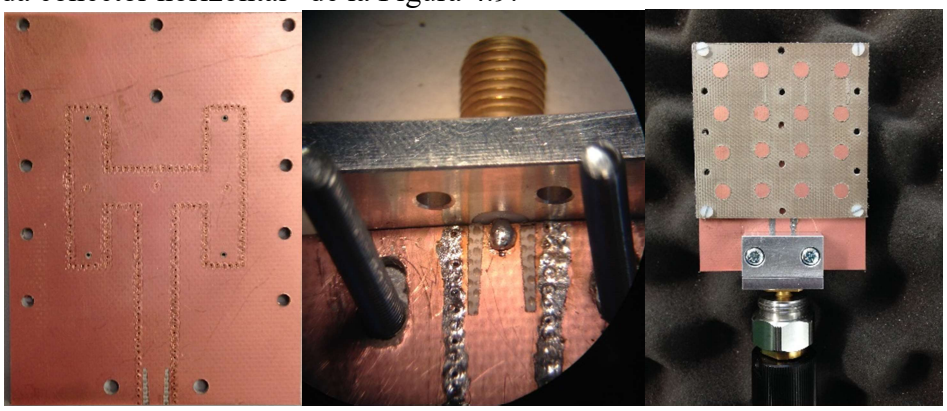


**Figura 4.8. Nueva red SIW construida (izda), vista del conector SMA soldado (centro) y antena montada y lista para ser medida en adaptación (dcha).**

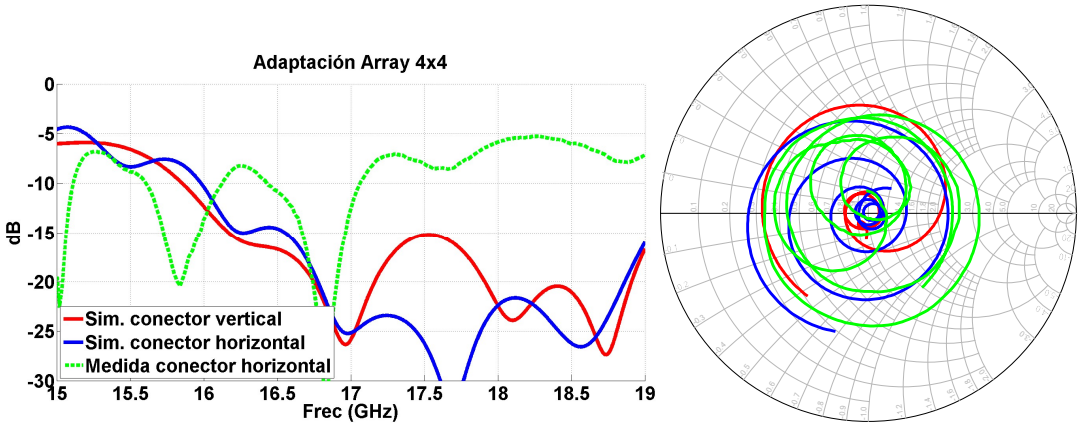



**Figura 4.9. Coeficiente de adaptación medido del array 4x4 comparado con la simulación.**

Puede apreciarse que la curva está centrada en la carta, aunque más abierta de lo vaticinado por las simulaciones. Este hecho lleva a pensar que la transición de entrada no es la causante de la desadaptación. También se descarta como posible causante el incorrecto apriete de los tornillos, ya que distintas pruebas variando la presión ejercida no conducen a mejores resultados. Finalmente, se detecta otro punto crítico: los postes verticales que acoplan la potencia desde la red SIW hasta las redes microstrip que alimentan los parches. Una fotografía de cerca (Figura 4.10) muestra que estos postes no llegan hasta quedar a ras del plano de masa inferior de la SIW, como se definió en la simulación.

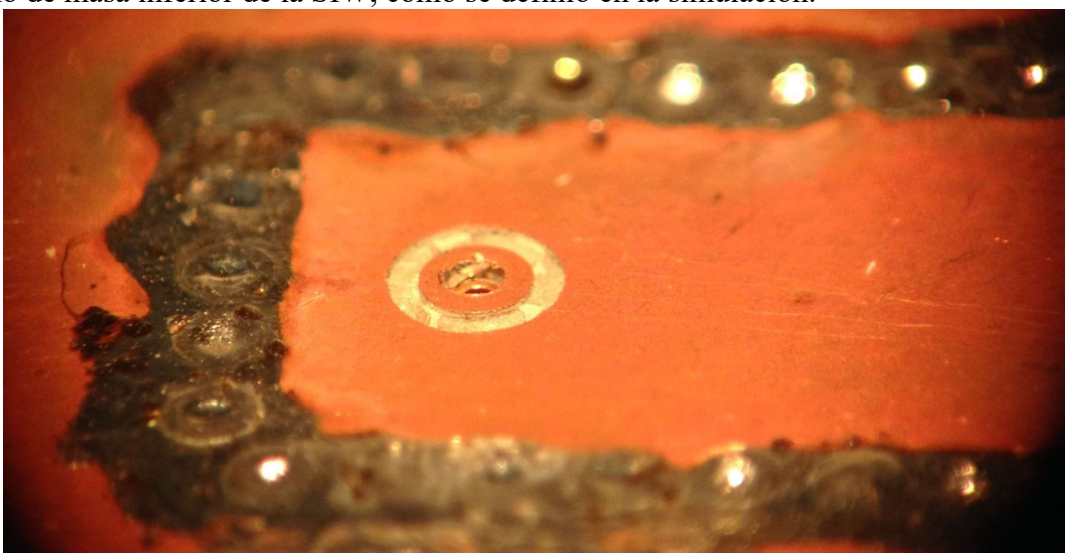


**Figura 4.10. Fotografía al microscopio donde se aprecia cómo la vía queda enterrada.**

El efecto de que el poste quede suspendido unas pocas décimas de milímetro muestra ser muy perjudicial para la adaptación de la antena, como se observa en la Figura 4.11.Por ello, se decide modificar la transición de la SIW a la microstrip, de manera que exista un anillo metálico en el plano de masa inferior de la SIW (Figura 4.12) al cual pueda soldarse el poste vertical, asegurando así una correcta conexión eléctrica y paliando el hecho de que la vía no llegue hasta abajo. En trabajos futuros, la construcción externa de la antena permitirá realizar taladros metalizados que subsanen este problema.

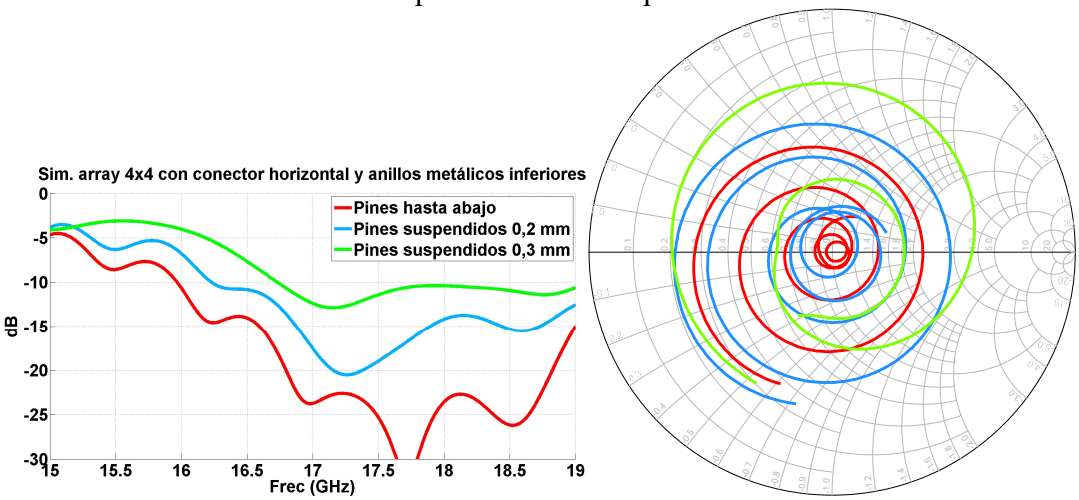



**Figura 4.11. Evolución de la adaptación conforme el pin de acoplo de la SIW a la microstrip no llega a quedar a ras del plano de masa inferior de la SIW.**

Las nuevas dimensiones de esta transición se recogen en la Tabla 4-1. La adaptación es mejor que -15 dB en toda la banda desde 15 hasta 19 GHz, estando por debajo de -23 dB en la banda de 16,3 a 17,7 GHz (Figura 4.12).

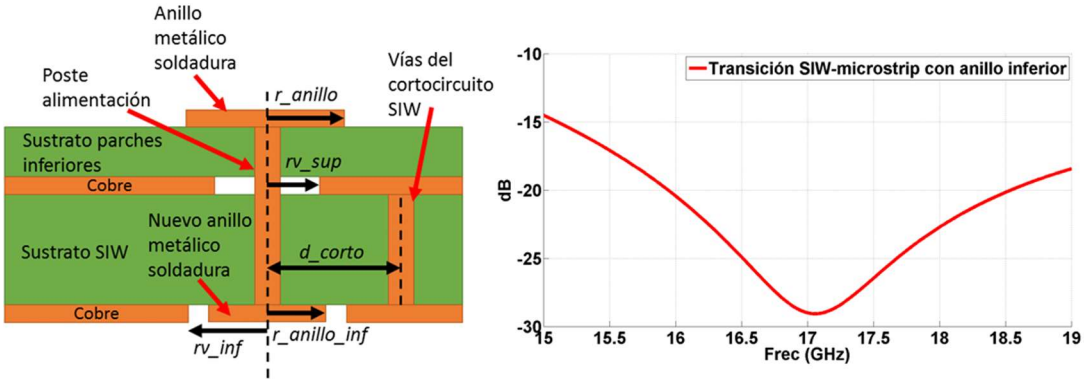



**Figura 4.12. Corte lateral de la nueva transición SIW-microstrip con anillo inferior (izda) y coeficiente de adaptación (dcha).**

| Nombre de la variable | Valor (mm) |
|---|---|
| *r_anillo* | 0,75 |
| *rv_sup* | 0,7 |
| *d_corto* | 2,35 |
| *r_anillo_inf* | 0,6 |
| *rv_inf* | 0,95 |

**Tabla 4-1. Dimensiones de la nueva transición SIW-microstrip.**

Utilizando esta transición en la antena 4 x 4, se logra una adaptación bastante similar a la lograda en las simulaciones de los prototipos anteriores. Así pues, se construye esta cuarta versión de la red de alimentación SIW. Para efectuar una buena soldadura de los postes verticales en los nuevos anillos inferiores de la SIW, se sigue el siguiente proceso. Con la vía ya insertada en el taladro de la red microstrip, y dejando su cabeza en esta parte, se suelda alrededor de la cabeza para que la vía quede fijada a la red microstrip y no se caiga al darle la vuelta a la antena, pero procurando no tapar el agujero interno de la vía. A continuación, se introduce un fino hilo de acero por dicho orificio. El hilo debe sobresalir holgadamente por el otro extremo de la vía, el que queda suspendido unas pocas décimas de milímetro por encima del plano de masa inferior de la SIW. En este momento, se aplica estaño (con ayuda de *flux*) en el anillo inferior de la SIW, que debería rellenar el hueco que la vía no alcanza a ocupar. Finalmente, se termina de soldar la cabeza de la vía a la red microstrip. Se corta el hilo sobrante, y se procede de igual manera con las otras tres vías. La parte inferior de la SIW queda como en la Figura 4.13.

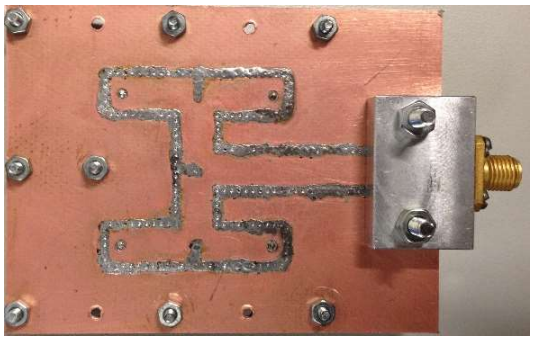


**Figura 4.13. Fotografía de la parte inferior de la cuarta versión de la red SIW, donde se observan los nuevos anillos inferiores a los cuales de sueldan los postes de acoplo verticales.**

La adaptación medida se presenta comparada con la de la simulación en la Figura 4.14. Como se observa, se obtiene un nivel más alto del esperado, aunque el ancho de banda con adaptación mejor que -10 dB es notable, extendiéndose desde 16,3 GHz hasta más allá de 19 GHz (más de un 15,8% de ancho de banda relativo). En carta de Smith, puede apreciarse que la respuesta medida está algo más abierta que la simulación (aunque no tanto como las medidas anteriores), además de desplazada hacia impedancias con resistencia y reactancia mayores. Este deterioro viene causado principalmente por dos factores: la imperfección de las soldaduras en comparación con la perfecta conexión eléctrica de las simulaciones, y la incertidumbre en la unión entre las distintas capas, como se verá más adelante. Ambos factores podrían mitigarse e incluso desaparecer si se recurriera a la construcción profesional de la antena en una empresa especializada, con capacidad para efectuar taladros metalizados y trabajar en circuitos multicapa. Como alternativa intermedia, se propone el uso de un stub en la pista microstrip de la transición horizontal de entrada, stub cuyo efecto se ha simulado circuitalmente en ADS llegando a la respuesta "Medida + stub" de la Figura 4.14. Se lograría un ancho de banda a -15 dB del 6,1 % y a -10 dB de más del 16,7 % (frente al 15,8% de la medida sin stub). Cabe destacar que la adaptación a la frecuencia de diseño (17 GHz) mejoraría desde -15 dB hasta -25 dB.

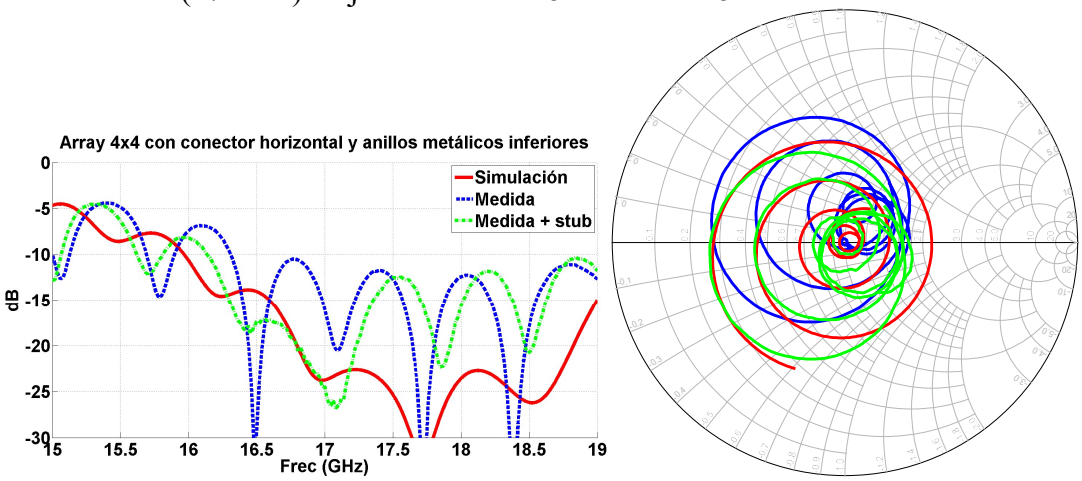



**Figura 4.14. Coeficiente de adaptación del array 4x4 medido con la cuarta red SIW.**

Dado que la adaptación de esta antena puede considerarse aceptable, se procede a la medida de sus características de radiación en la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior. Se ha fabricado una placa en sustrato FR4 (Figura 4.15), que se fija a otra placa que cuenta con los taladros para sujetar la estructura al soporte de medida de la cámara anecoica.

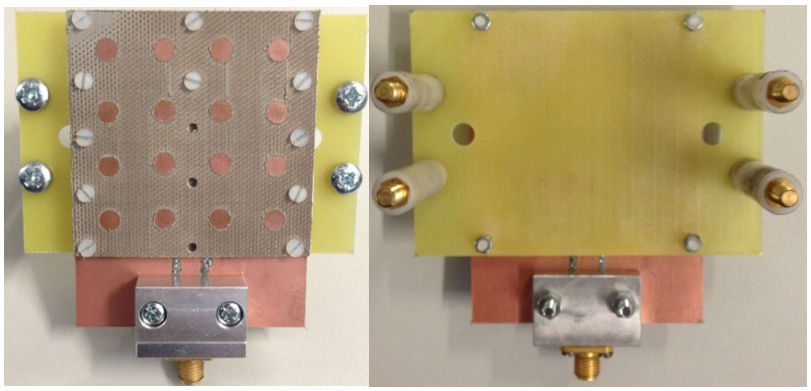


**Figura 4.15. Fotografía de la antena montada en la placa de FR4 que sirve de interfaz para el soporte de la cámara anecoica.**

En la Figura 4.16, se muestra el diagrama medido en plano E y H comparado con el esperado por las simulaciones. La contrapolar está por debajo de -25 dB en ambos planos. Respecto a la copolar, destaca la buena correspondencia con el diagrama esperado por las simulaciones. En plano E uno de los lóbulos se diferencia en 2,5 dB con el esperado, mientras que en plano H la diferencia queda por debajo de 2 dB. Estas discrepancias pueden achacarse a reflexiones indeseadas en la tapa metálica del conector SMA (si bien ésta estaba incluida en las simulaciones) o a errores de medida en la cámara anecoica.

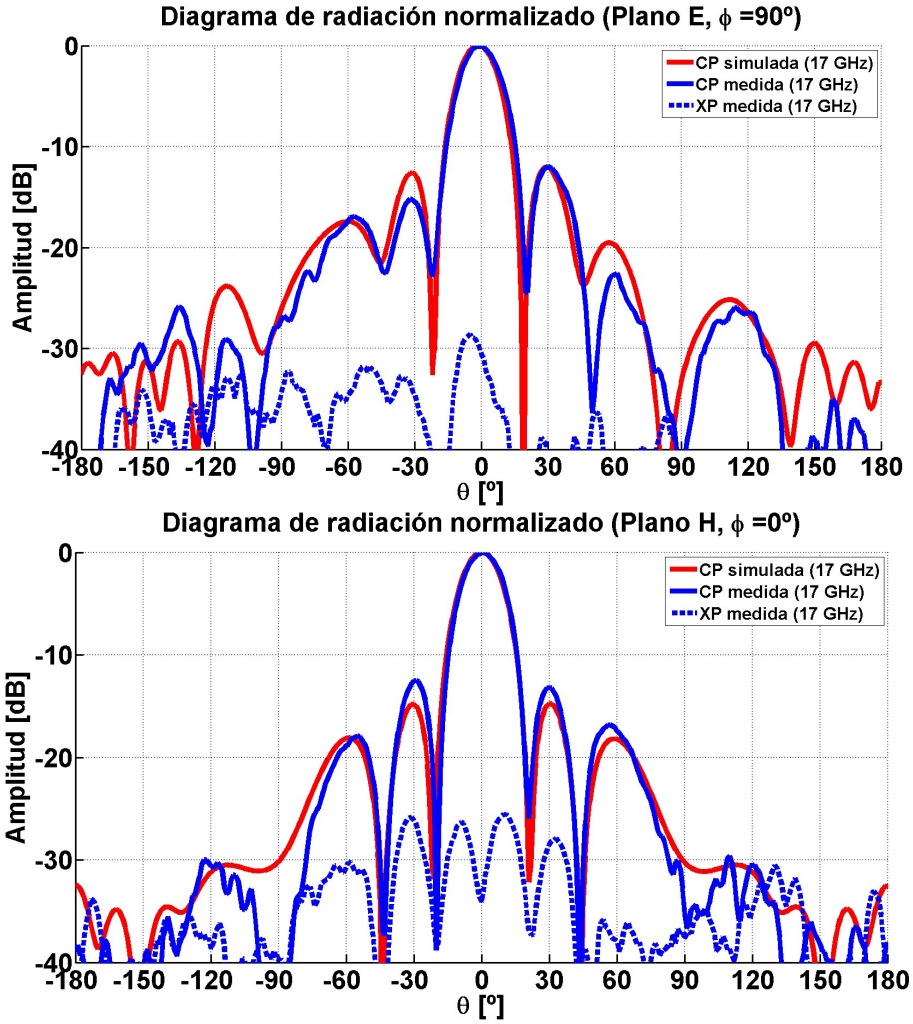



**Figura 4.16. Diagrama de radiación medido a 17 GHz en plano E (arriba) y H (abajo), comparado con la simulación.**

Además de la frecuencia de diseño, conviene fijarse en el comportamiento en frecuencia del diagrama de la antena. Se presenta en la Figura 4.17 el diagrama medido en ambos planos. Como predijo la simulación, el plano H presenta un diagrama copolar simétrico, lo cual no ocurre en plano E, donde los lóbulos están más asimetrizados, efecto que desaparece en 18 y 19 GHz. Asimismo, no ocurre desapuntamiento en frecuencia del diagrama, permitiendo así maximizar el aprovechamiento del ancho de banda en adaptación. Los lóbulos secundarios están por debajo de -10 dB en todos los casos (salvo a 19 GHz en el plano E), nivel que además no dista mucho de los -13 dB esperados de una distribución uniforme.

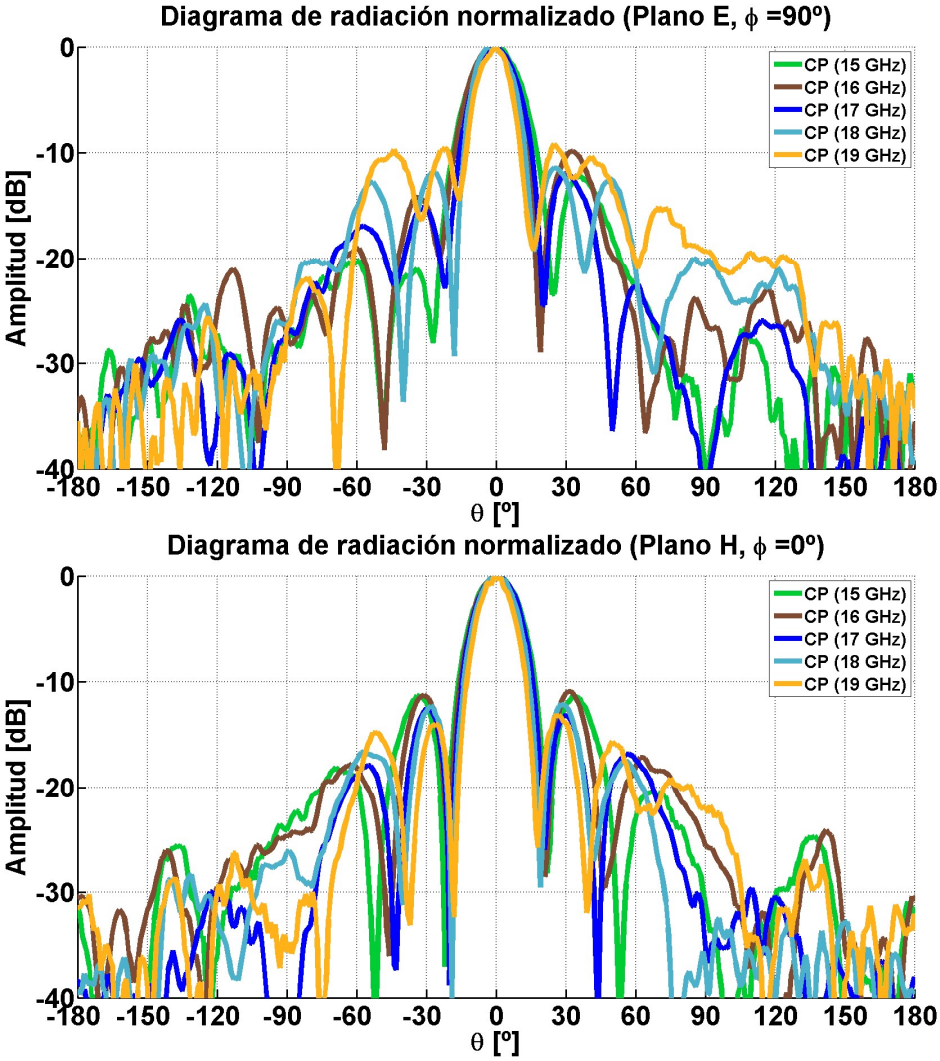



**Figura 4.17. Diagrama de radiación medido a varias frecuencias en plano E (arriba) y H (abajo).**

Con respecto a la ganancia, se presenta en la Figura 4.18. la comparativa entre la directividad y ganancia simuladas en CST (*Realized Gain*, que tiene en cuenta pérdidas y desadaptación de la antena), y la ganancia medida en la antena. La eficiencia se expresa de dos maneras: la relación entre la ganancia simulada ($G_{sim}$) y la directividad simulada ($D_{sim}$), y la relación entre la ganancia medida ($G_{med}$) y la ganancia simulada. Como se observa, la relación entre ganancia y directividad simuladas es de aproximadamente un 80 %, debido a las pérdidas en los sustratos y a desadaptación.

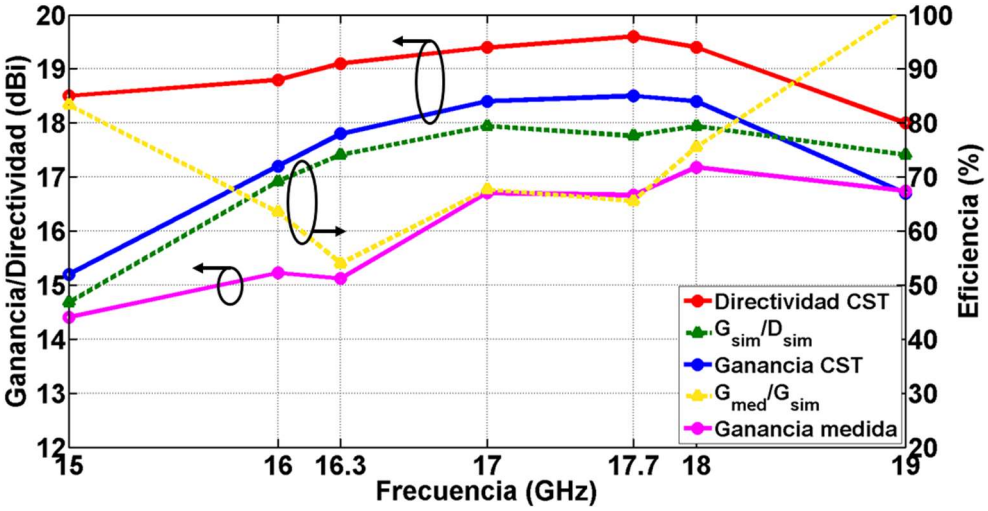



**Figura 4.18. Evaluación de la directividad, ganancia y eficiencia de la antena, a distintas frecuencias.**

En las frecuencias inferiores (15-16 GHz) la antena tiene una mala adaptación, que explica que ya la ganancia simulada en CST sea mucho menor que la directividad. En el rango entre 16 y 18 GHz, la ganancia medida es entre 2 y 3 dB menor que la esperada en CST. En esta banda de frecuencias la antena tiene una adaptación mejor, por lo que no puede achacarse toda la caída de ganancia a la mala adaptación. Además, en las simulaciones CST las pérdidas en el sustrato dieléctrico ya están tenidas en cuenta. Por tanto, la caída de la ganancia se debe a problemas de construcción, sobre todo posibles escapes de energía por una imperfecta unión de las capas de la antena (Figura 4.19). Si la presencia de bolsas de aire entre el sustrato de la red SIW y los sustratos superiores se aproxima como una lámina uniforme de aire, un espesor de tan sólo 0,1 mm para esa lámina desadapta notablemente la antena (Figura 4.19). Por otra parte, factores como un mal contacto entre la tapa del conector SMA y el plano de masa de la SIW también puede producir escapes de potencia. Todos estos problemas de fabricación hacen que la relación entre ganancia medida y simulada caiga hasta valores de en torno al 60%, propios de antenas en banda Ku con redes de alimentación microstrip [17][18].

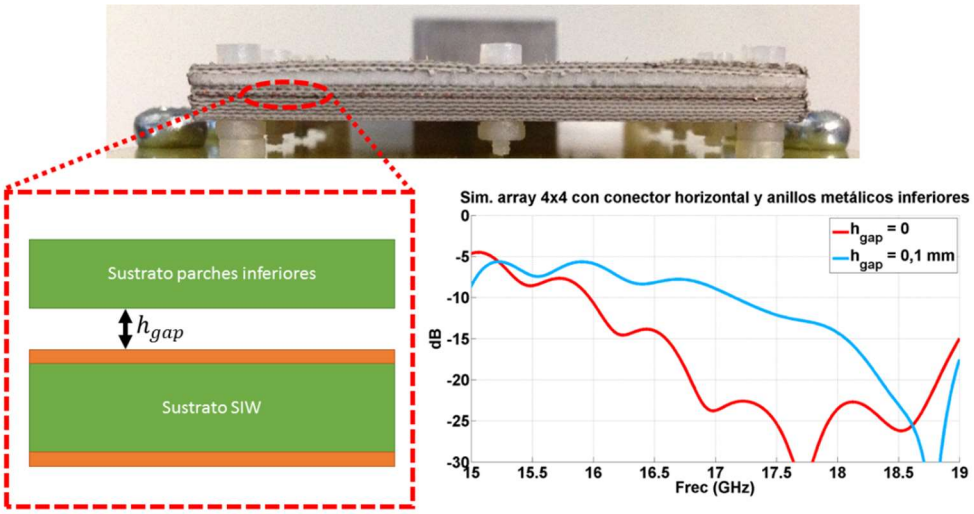



**Figura 4.19. Fotografía del perfil de la antena final (arriba) y efecto en simulación de la presencia de una lámina de aire entre sustratos.**

Para evitar esta importante caída de la ganancia, nuevamente se propone como solución futura fabricar la antena en una empresa especializada, minimizando así los factores de construcción que pueden suponer pérdida de adaptación y ganancia en la antena. Además, la unión de las capas mediante adhesivos tipo *prepreg* evitará bolsas de aire entre sustratos, perjudiciales para el comportamiento de la antena. Si los resultados obtenidos son satisfactorios, el diseño quedará validado para ser empleado en arrays de mayores dimensiones con más elementos (y por tanto, más ganancia). En caso contrario, habrá que replantear el diseño de manera que puntos críticos como los postes verticales de acoplo desde la SIW hasta la microstrip se sustituyan por elementos menos sensibles.

# 5 Conclusiones y trabajo futuro

## 5.1 Conclusiones

En este Trabajo Fin de Máster se ha diseñado, construido y medido una antena multicapa consistente en una agrupación de 4 por 4 parches apilados con polarización lineal. El uso de una red de alimentación con topología corporativa ha probado evitar el desapuntamiento del haz principal de radiación en frecuencia, aunque ha mostrado puntos débiles como los postes verticales desde la red SIW hasta la red microstrip ha mermado la adaptación de la antena, que ha empeorado con respecto a lo esperado en las simulaciones. Asimismo, se ha observado una notable caída de la ganancia medida con respecto a lo pronosticado por las simulaciones, provocada por pérdidas en los dieléctricos y filtraciones de potencia debidas a la imperfecta unión de las distintas capas de la antena.

No obstante, y a pesar de que la antena ha necesitado varias iteraciones hasta lograr un prototipo estable, los resultados pueden considerarse en general satisfactorios. La adaptación no es todo lo buena que auguraban las simulaciones, pero tiene un ancho de banda de más del 15% a -10 dB, valor suficiente para un amplio rango de aplicaciones. Además, los diagramas de radiación medidos tienen un buen nivel de lóbulos secundarios, a pesar de la caída de la ganancia medida con respecto a la simulación.

## 5.2 Trabajo futuro

El trabajo desarrollado tiene potencial para continuar en proyectos futuros. La línea de trabajo más inmediata consiste en fabricar la antena en una empresa especializada, de forma que se minimicen las debilidades de construcción propias del diseño más artesanal efectuado en la Escuela. Si la antena construida externamente presenta buenos resultados, el diseño queda validado para agrupaciones de más ganancia, donde se ramificaría la red de alimentación en SIW para alimentar a un mayor número de subarrays 2 x 2. Es el caso del prototipo de array 8 x 8 que se muestra en la Figura 5.1, donde, como se mencionó al final de la sección 4.1, la entrada a cada uno de los arrays 4 x 4 se produce mediante guía SIW. Estas estructuras de gran ganancia son necesarias si se desea que la antena pueda utilizarse en aplicaciones de localización por radar o comunicaciones satelitales.

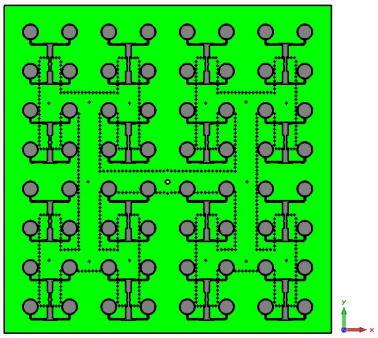


**Figura 5.1. Prototipo de array 8 x 8.**

En otra línea de investigación, se plantea recurrir a un prototipo de esta antena diseñado en frecuencias mayores, con perspectivas a ser utilizado en sistemas de comunicaciones mediante el estándar 5G, actualmente en pleno apogeo en el mundo de la investigación. También se valora recurrir a técnicas de fabricación como LTCC (*Low-Temperature Co-fired Ceramic*), muy indicadas para estructuras multicapa como la propuesta en este trabajo.

# Referencias


[1] J.L. Allen and B.L. Diamond, “Mutual coupling in array antennas”, Lincoln Laboratory, Massachusetts Institute of Technology, Oct. 1966.

[2] 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.

[3] Trabajo Fin de Máster: “Desarrollo de arrays planos de alta ganancia sobre tecnología de guía impresa”. Autor: Pablo Sánchez Olivares. Junio 2013.

[4] Proyecto Final de Carrera: “Diseño de un array de parches de alta ganancia sobre SIW para banda Ku”. Autor: Guillermo Gálvez Millán. Junio 2014.

[5] Wheeler, H. A. (August 1977). "Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane". IEEE Tran. Microwave Theory Tech. MTT-25: 631–647.

[6] Deslandes, D.; Ke Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.54, no.6, pp.2516-2526, June 2006.

[7] Li Yan; Wei Hong; Guang Hua; Chen, Jixin; Ke Wu; Cui, Tie-Jun, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.14, no.9, pp.446,448, Sept. 2004.

[8] Proyecto Final de Carrera: “Diseño de un array lineal de parches sobre guía de sustrato integrado para banda Ku”. Autor: David García Valverde. Julio 2012.

[9] Trabajo Fin de Grado: “Diseño de agrupaciones planas con red corporativa en SIW”. Autor: Eduardo García Marín. Julio 2014.

[10] A. Borji, D. Busuioc, and S. Safavi-Naeini, Efficient, low-cost integrated waveguide-fed planar antenna array for Ku-band applications, Antennas Wireless Propagat Lett IEEE 8 (2009), 336–339.

[11] T. Mikulasek, A. Georgiadis, A. Collado, and J. Lacik, 2 x 2 microstrip patch antenna array fed by substrate integrated waveguide for radar applications, AntennasWireless Propagat Lett IEEE 12 (2013), 1287–1290.

[12] http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf

[13] http://www.rohacell.com/sites/lists/PP-HP/Documents/ROHACELL-HF-mechanical-electrical-properties-EN.pdf

[14] *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition. John Wiley & Sons, Author: Constantine A. Balanis, 2005, p. 846.

[15] Asignatura “Antenas y Compatibilidad Electromagnética” del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid. Profesor: José Luis Masa Campos. Tema 4, diap. 17-18.

[16] Sanchez-Olivares, P.; Masa-Campos, J.L., "Slot radiator with tuning vias for circularly polarized SIW linear array," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on* , vol., no., pp.3716-3720, 26-30 March 2012

[17] Song, H.J.; Bialkowski, M.E., "Ku-band 16×16 planar array with aperture-coupled microstrip-patch elements," in Antennas and Propagation Magazine, IEEE , vol.40, no.5, pp.25-29, Oct 1998

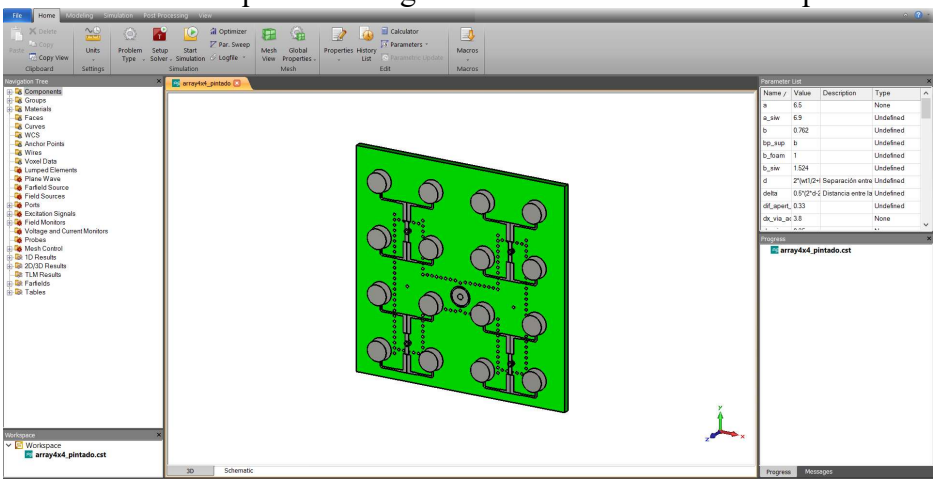
[18] Shahabadi, M.; Busuioc, D.; Borji, A.; Safavi-Naeini, S., "Low-cost, high-efficiency quasi-planar array of waveguide-fed circularly polarized microstrip antennas," in *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.53, no.6, pp.2036-2043, June 2005

# Anexos

## A Software utilizado

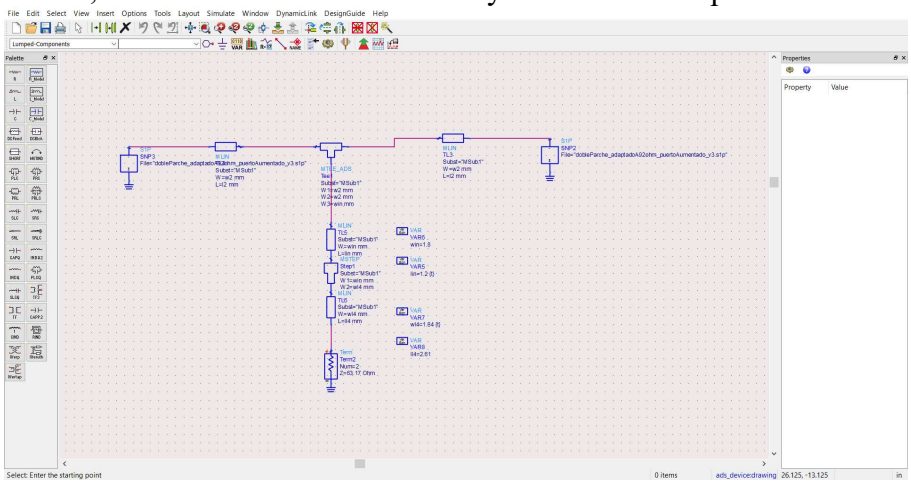
*CST Microwave Studio*

Este programa de simulación electromagnética, disponible en su versión 2014 en la Escuela Politécnica Superior, permite diseñar, mediante una interfaz bastante intuitiva, otros dispositivos de radiofrecuencia como antenas, filtros, acopladores o polarizadores. Se recurre a su uso en asignaturas como Medios de Transmisión o Antenas y Compatibilidad Electromagnética. El programa permite resolver problemas electromagnéticos de diversa índole, obteniendo parámetros característicos del dispositivo como los parámetros S o las características de radiación. Requiere una ingente cantidad de recursos computacionales.



*Keysight Advanced Design System*

Se trata de una programa de diseño circuital basado en modelos analíticos de las estructuras, a diferencia de CST, el cual resuelve problemas electromagnéticos completos. Aun así, permite realizar aproximaciones del problema real mediante estos modelos circuitales, ahorrando así tiempo de optimización en las simulaciones de CST. Puede por ejemplo diseñarse una red de alimentación microstrip, y una vez lograda una respuesta en adaptación adecuada, llevar las dimensiones a CST y realizar allí la optimización final.



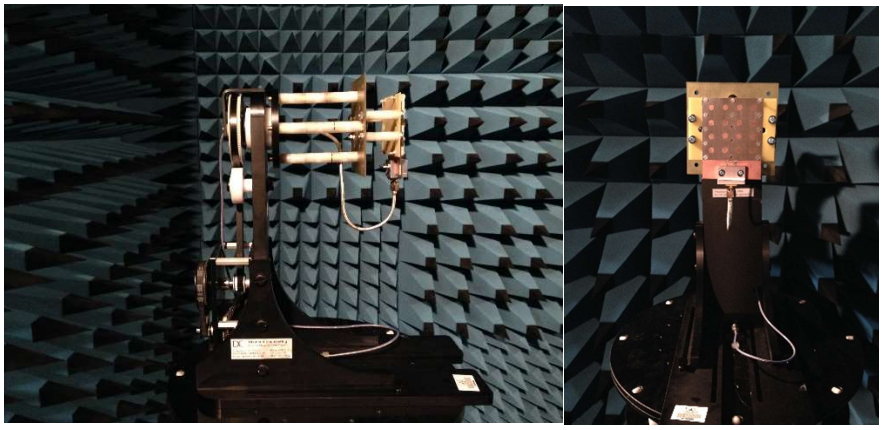
## B Equipamiento utilizado

### Analizador de redes

El analizador de redes utilizado para medir la adaptación de los prototipos es el modelo Agilent E5071C. Soporta medidas hasta 20 GHz de frecuencia. Los cables empleados para conectar la antena a este analizador son modelo Agilent 85131E, válidos hasta 26,5 GHz.

### Cámara anecoica

Las medidas de diagrama de radiación se han llevado a cabo en la cámara anecoica existente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior. Puede tomar medidas a frecuencias de hasta 40 GHz.



### Fresadora

Para la construcción de los taladros y pistas de los circuitos de la antena, se ha utilizado la fresadora Protomat LPKF S100 disponible en el taller de circuitos impresos de la Escuela.

**Imagen extraída de http://www.lpkfusa.com/datasheets/prototyping/lpkf_catalog.pdf.**

**Otros**

Para la construcción de la red de alimentación SIW, se han utilizado remaches de 0,4 mm de diámetro interno de la marca Bungard, para su uso con la remachadora manual de la marca Favorit.

El conector SMA horizontal de media luna utilizado en el prototipo final de la antena es el modelo SMA Radiall R124464000W, Hembra, Recto, 50Ω, Montaje en Panel, BBR. Código RS: 414-1357.