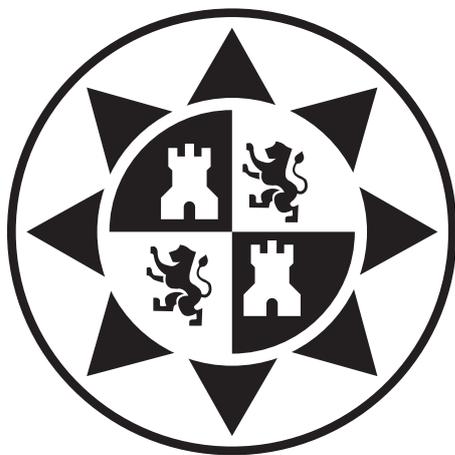


ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

PROYECTO FINAL DE CARRERA



Optimización de antenas leaky-wave en tecnología de guía integrada en substrato usando simuladores electromagnéticos comerciales

AUTOR: Álvaro Campillo Soler

DIRECTOR: José Luis Gómez Tornero

A mis padres,
Carmen y Sebastián

ÍNDICE

| | |
|---|-----------|
| AUTOR: ÁLVARO CAMPILLO SOLER | 1 |
| 1. INTRODUCCIÓN | 9 |
| 1.1 CONCEPTOS BÁSICOS..... | 10 |
| 1.1.1 LEAKY WAVE ANTENA..... | 10 |
| 1.1.2 <i>Guía de Onda Integrada en Substrato</i> | 12 |
| 1.1.3 SIW LWA | 14 |
| 1.1.4 <i>Scanning Pattern Bandwidth</i> | 16 |
| 1.2 APLICACIONES CON TECNOLOGÍA SIW | 17 |
| 2. ANÁLISIS DE SIW LWA | 19 |
| 2.1 RED TRANSVERSAL EQUIVALENTE | 19 |
| 2.2 REDUCCIÓN DE BEAM-SQUINT EN UN RANGO DE FRECUENCIAS | 20 |
| 2.3 DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN | 21 |
| 2.4 DISEÑO EN HFSS | 24 |
| 2.4.1 <i>Diseño paramétrico en HFSS</i> | 24 |
| 2.4.2 <i>Explicación parámetros HFSS</i> | 30 |
| 2.4.3 <i>Explicación del funcionamiento del adaptador</i> | 34 |
| 2.4.4 <i>Calculo de número de postes en taper SIW</i> | 35 |
| 3. SIW LWA DE ORDEN 1 | 37 |
| 3.1 INTRODUCCIÓN..... | 37 |
| 3.2 DISEÑO..... | 37 |
| 3.3 ADAPTACIÓN..... | 39 |
| 3.4 DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN PLANO H | 41 |
| 3.5 DIRECTIVIDAD Y GANANCIA A 30 GRADOS | 42 |
| 3.6 REPRESENTACIÓN DIAGRAMAS DE RADIACIÓN EN 3D | 44 |
| 3.7 CONCLUSIONES | 45 |
| 4 SIW LWA DE ORDEN 2 | 46 |
| 4.1 INTRODUCCIÓN | 46 |
| 4.2 DIFERENTES DISEÑOS..... | 46 |
| 4.3 RESULTADOS | 52 |
| 4.3.1 <i>SIW LWA Orden 2 con ceros juntos</i> | 52 |
| 4.3.2 <i>SIW LWA Orden 2 con ceros intermedios</i> | 58 |
| 4.3.3 <i>SIW LWA Orden 2 con ceros muy separados</i> | 64 |
| 4.4 COMPARATIVA ENTRE DISEÑOS | 71 |
| 4.5 CONCLUSIONES | 74 |
| 5 SIW LWA DE ORDEN 3 | 76 |
| 5.1 INTRODUCCIÓN..... | 76 |
| 5.2 DISEÑO..... | 76 |
| 5.3 ADAPTACIÓN..... | 78 |
| 5.4 DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN PLANO H | 80 |
| 5.5 DIRECTIVIDAD Y GANANCIA A 30 GRADOS | 81 |

| | |
|---|-----------|
| 5.6 REPRESENTACIÓN DIAGRAMAS DE RADIACIÓN EN 3D | 82 |
| 5.7 COMPARACIONES CON ANTERIORES DISEÑOS | 84 |
| 5.8 CONCLUSIONES | 87 |
| 6 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS | 88 |
| 6.1 CONCLUSIONES | 88 |
| 6.2 LÍNEAS FUTURAS | 88 |
| 7 BIBLIOGRAFÍA..... | 92 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1. Distribución de campo eléctrico en las líneas: a) stripline y b) microstrip | 10 |
| Figura 2. Ondas de superficie en guías de onda dieléctricas | 11 |
| Figura 3. Ondas de fuga en guías dieléctricas | 11 |
| Figura 4. Guía de onda rectangular | 13 |
| Figura 5. Estructura de una SIW | 13 |
| Figura 6: Estructura de la SIW LWA | 14 |
| Figura 7: Campos en plano transversal de la SIW LWA | 15 |
| Figura 8: Diagrama de radiación de una SIW LWA | 15 |
| Figura 9: Definición de SPBW a una dirección de escaneo θ_R dada para una frecuencia de diseño f_0 | 16 |
| Figura 10: filtro inductivo SIW con transición microstrip | 17 |
| Figura 11: Divisor de potencia SIW 1:16 con interfaces de entrada y salida microstrip | 17 |
| Figura 12: a) Corte transversal de una SIW LWA b) TEN asociada. | 19 |
| Figura 13: Campos radiados | 20 |
| Figura 14: TEN asociada. | 21 |
| Figura 15 la fase de ρ_{FP} que cumple la condición de resonancia de la TEN. | 22 |
| Figura 16 Ángulo de radiación Θ_{RAD} . | 23 |
| Figura 17: Paso 1 de diseño paramétrico dinámico | 25 |
| Figura 18: Paso 2 de diseño paramétrico dinámico | 25 |
| Figura 19: Paso 3 de diseño paramétrico dinámico | 26 |
| Figura 20: Paso 4 de diseño paramétrico dinámico | 26 |
| Figura 21: Paso 5 de diseño paramétrico dinámico | 27 |
| Figura 22: Paso 6 de diseño paramétrico dinámico | 27 |
| Figura 23: Paso 7 de diseño paramétrico dinámico | 28 |
| Figura 24: Paso 8 de diseño paramétrico dinámico | 28 |
| Figura 25: Paso 9 de diseño paramétrico dinámico | 29 |
| Figura 26: Paso 10 de diseño paramétrico dinámico | 29 |
| Figura 27: Paso 11 de diseño paramétrico dinámico | 30 |
| Figura 28: Representación parámetros relevantes en adaptador de antena LWA | 30 |
| Figura 29: Representación parámetros relevantes en adaptador de antena LWA | 31 |
| Figura 30: Representación parámetros relevantes en antena LWA | 31 |
| Figura 31: Adaptador para SIW LWA | 34 |
| Figura 32: Cálculos Adaptador taper SIW | 35 |
| Figura 33: antena leaky-wave de orden 1 con adaptador | 38 |
| Figura 34: Campos SIW LWA de orden 1 con adaptador | 39 |
| Figura 35: Parámetros S antena SIW LWA de orden 1 sin adaptador | 40 |
| Figura 36: Parámetros S antena SIW LWA de orden 1 con adaptador | 40 |

| | |
|---|-----------|
| Figura 37: Diagrama de radiación en plano H de antena SIW LWA de orden 1 a diferentes frecuencias | 41 |
| Figura 38: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 1 | 42 |
| Figura 39: Directividad Normalizada de antena SIW LWA de orden 1 | 43 |
| Figura 40: Desplazamiento Directividad Normalizada de antena SIW LWA de orden 1 | 43 |
| Figura 41: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 1 | 44 |
| Figura 42: Diagrama de radiación en 3D de perfil para antena SIW LWA de orden 1 | 44 |
| Figura 43: Antena SIW LWA de orden 2 | 46 |
| Figura 44: Campos SIW LWA de orden 2 con adaptador | 47 |
| Figura 45: Coeficiente de reflexión Γ_{FF} de SIW LWA de orden $N=2a$ junto con función de fase objetivo $\Psi_{G_{OAL}}(f)$. Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM. | 48 |
| Figura 46: Coeficiente de reflexión Γ_{FF} de SIW LWA de orden $N=2b$ junto con función de fase objetivo $\Psi_{G_{OAL}}(f)$. Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM. | 48 |
| Figura 47: Coeficiente de reflexión Γ_{FF} de SIW LWA de orden $N=2c$ junto con función de fase objetivo $\Psi_{G_{OAL}}(f)$. Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM. | 49 |
| Figura 48: Error de fase $\Delta\Psi$ de los tres diseños de SIW LWA de orden $N=2$ | 49 |
| Figura 49: Dispersión de los tres diseños de SIW LWA de orden $N=2$ | 50 |
| Figura 50: Ángulo de radiación de los tres diseños de SIW LWA de orden 2 | 51 |
| Figura 51: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 con adaptador y ceros juntos | 53 |
| Figura 52: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 con cargas y sin cargas SMD | 54 |
| Figura 53: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden 2 con ceros muy juntos | 54 |
| Figura 54: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos | 55 |
| Figura 55: Directividad Normalizada de antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos | 56 |
| Figura 56: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos | 56 |
| Figura 57: Diagrama de radiación en 3D de perfil para antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos | 57 |
| Figura 58: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 con adaptador y ceros intermedios | 59 |
| Figura 59: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios | 60 |
| Figura 60: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios | 61 |
| Figura 61: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios | 61 |
| Figura 62: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios | 62 |
| Figura 63: Diagrama de radiación en 3D de perfil para antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios | 62 |
| Figura 64: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 con adaptador y ceros intermedios | 65 |
| Figura 65: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados | 66 |
| Figura 66: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados | 67 |
| Figura 67: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados | 68 |
| Figura 68: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados | 69 |
| Figura 69: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados | 69 |

| | |
|---|-----------|
| Figura 70: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 | 71 |
| Figura 71: Directividad y Ganancia de SIW LWA de orden 2 | 72 |
| Figura 72 Directividad Normalizada de SIW LWA de orden 2 | 72 |
| Figura 73: Directividad Normalizada de SIW LWA de orden 1 y 2 | 73 |
| Figura 74: Directividad y Ganancia de SIW LWA de orden 1 y 2 | 73 |
| Figura 75: Diagramas de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 | 74 |
| Figura 76: antena leaky-wave de orden 3 con adaptador | 76 |
| Figura 77: Campos SIW LWA de orden 3 con adaptador | 78 |
| Figura 78: Parámetros S antena SIW LWA de orden 3 con adaptador | 79 |
| Figura 79: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden 3 | 80 |
| Figura 80: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 3 | 81 |
| Figura 81: Directividad normalizada de antena SIW LWA de orden 3 | 81 |
| Figura 82: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 3 | 82 |
| Figura 83: Diagrama de radiación en 3D de perfil para antena SIW LWA de orden 3 | 83 |
| Figura 84: Parámetros S de SIW LWA de orden 1, 2 y 3 | 84 |
| Figura 85: Directividad y Ganancia de SIW LWA de orden 1, 2 y 3 | 85 |
| Figura 86: Directividad Normalizada de SIW LWA de orden 1, 2 y 3 | 85 |
| Figura 87: Diagramas de radiación en 3D para antena SIW LWA de orden 1, 2 y 3 respectivamente | 86 |
| Figura 88: antena leaky-wave de orden 4 con adaptador | 89 |
| Figura 89: Adaptación antena leaky-wave de orden 4 con adaptador | 89 |
| Figura 90: Directividad y ganancia SIW LWA de orden 4 | 90 |
| Figura 91: Directividad Normalizada SIW LWA de orden 4 | 90 |

Capítulo 1: INTRODUCCIÓN

Planteamiento del Proyecto

| | | | |
|------------------------------|--|-------------------------|---------|
| Tipo de Proyecto: | Específico | Curso Académico: | 2015-16 |
| Director de Proyecto: | Gómez Tornero, José Luis | | |
| Departamento: | Tecnologías de la Información y las Comunicaciones | | |
| Área conocimiento: | Teoría de la Señal y Comunicaciones | | |
| Título en castellano: | Optimización de antenas leaky-wave en tecnología de guía integrada en substrato usando simuladores electromagnéticos comerciales. | | |
| Título en inglés: | Optimization of Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antennas using commercial electromagnetic simulators. | | |
| Requisitos: | Haber cursado las asignaturas: ondas electromagnéticas, antenas y propagación, microondas y aplicaciones de las microondas. | | |
| Objetivos: | Este PFC tiene como objetivo la simulación electromagnética de nuevos diseños de antenas de onda de fuga (leaky-wave antennas) en tecnología de guía integrada en substrato (SIW). Para ello se va a usar el software comercial HFSS, en el que hay que generar de manera eficiente modelos tridimensionales de dichas antenas, para proceder a la obtención de su respuesta electromagnética simulada. Por último se pretende realizar una optimización de dichos diseños para que la adaptación, eficiencia de radiación y diagramas de radiación de estos diseños sean satisfactorios. Los resultados obtenidos mediante HFSS, además se compararán con los resultados teóricos y las especificaciones previstas para dichos diseños. | | |
| Fases: | <ul style="list-style-type: none"> - Estudio de la tecnología SIW LWA. - Generación de modelos tridimensionales de nuevos diseños de antenas SIW LWA usando el software comercial HFSS. - Optimización de dichas antenas para obtener resultados satisfactorios en las simulaciones. - Obtención de gráficas y datos de interés. - Comparación entre los resultados de HFSS, los resultados teóricos y las especificaciones previstas para dichos diseños. - Sacar conclusiones. - Valoración de los resultados y posibles alternativas. - Redacción de Memoria PFC. | | |
| Bibliografía: | - Leaky-wave antennas, Ch.10, Antenna Handbook, A.A.Oliner | | |

1. Introducción

Las antenas de onda de fuga (Leaky Wave Antenas o LWA) son un tipo de antenas muy conocido debido a su simplicidad estructural, tamaño reducido, mecanismo de alimentación e inherente diagrama de radiación de alta ganancia. Una de las principales características de este tipo de antenas es su respuesta de escaneo de haz en frecuencia, lo que significa que dependiendo de la frecuencia de la onda que alimenta la antena, el diagrama de radiación será muy directivo en una dirección u otra. Este comportamiento puede ser muy útil en algunas aplicaciones como por ejemplo radares de onda continua modulados en frecuencia o sistemas de localización en interiores, pero para otras, como enlaces punto a punto es un inconveniente, ya que no permite mantener una comunicación de banda ancha entre dos antenas apuntando una a la otra. Este fenómeno de escaneo en frecuencia se denomina “beam squint” o desenfoque de haz.

La comunidad de ingeniería de antenas ha puesto mucho interés en concebir nuevas configuraciones o tecnologías que ayuden a reducir este efecto, para poder usar este tipo de antenas en enlaces punto a punto y así aprovechar las buenas propiedades mencionadas con anterioridad (simplicidad, tamaño y alta directividad).

Un parámetro que ayuda a entender el rango de frecuencias útil de estas antenas en comunicaciones punto a punto es el “Scanning Pattern Bandwidth” o SPBW. El SPBW es el ancho de banda, respecto a una frecuencia central, en el que el ángulo de apuntamiento de la antena se mantiene en un rango aceptable alrededor de la dirección deseada. En LWAs normales, este SPBW es muy pequeño debido al beam squint.

El propósito de este proyecto es el de presentar diferentes diseños de LWAs con un beam squint reducido, mediante el uso de multicavidades acopladas en tecnología de guía de onda integrada en sustrato (Substrate Interated Waveguide o SIW), de modo que se pueda conseguir un SPBW lo suficientemente grande.

1.1 Conceptos Básicos

1.1.1 LEAKY WAVE ANTENA

En los años 50 se comenzó a buscar alternativas a las guías de onda estudiadas hasta el momento, buscando un mayor ancho de banda y una conexión más sencilla y adaptable. Surgió así la línea *stripline* que consistía en el achatamiento del cable coaxial y retirando paredes laterales. Más adelante, se retiró una de las cubiertas, por lo tanto la estructura estaba compuesta por un plano de masa, un dieléctrico y encima de él líneas impresas con un determinado potencial denominadas líneas *microstrip*. La característica principal de estas líneas era la naturaleza abierta que provocó la introducción del concepto de modos de superficie (*surface-modes*) y, posteriormente, modos de fuga (*leaky-modes*) [31]

Las antenas leaky-wave se basan en la propagación de las ondas de fuga que únicamente aparecen en líneas de transmisión abiertas. En las líneas de transmisión cerradas existen ondas de propagación sin tener ninguna pérdida por radiación, o fuga. Sin embargo si hablamos de líneas de transmisión abiertas, las ondas de propagación y las ondas radiadas conviven en un mismo medio al mismo instante donde se pueden propagar las ondas a la vez que se radian si se cumplen una serie de condiciones de resonancia explicadas en el apartado 2. La complejidad al analizar y estudiar las líneas *microstrip* y *stripline* es mayor que en el caso de guía de onda debido a su carácter inhomogéneo y dispersivo.

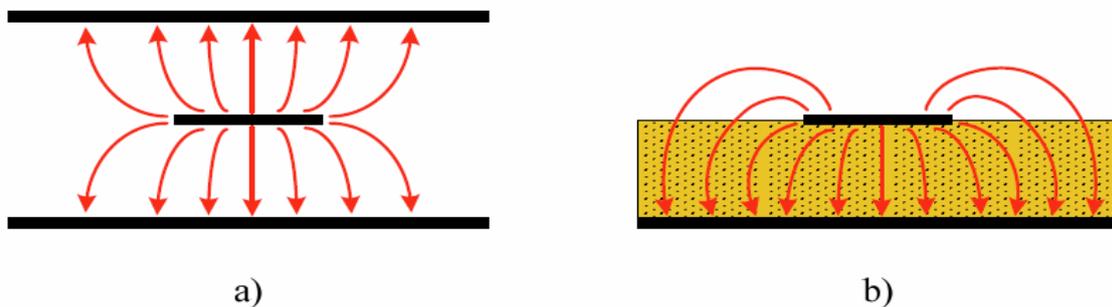


Figura 1. Distribución de campo eléctrico en las líneas: a) *stripline* y b) *microstrip*.

Las ondas de superficie aparecen cuando hablamos de una estructura cerrada. Son ondas de propagación que viajan a través de guías o sustratos dieléctricos y no pierden energía por radiación. Son denominadas ondas de superficie porque la energía viaja por la superficie del dieléctrico o de la guía. Podemos observar en la Figura 2. Ondas de superficie en guías de onda dieléctricas., donde tenemos una guía de onda dieléctrica, cómo el campo eléctrico se mantiene en la estructura y conforme nos alejamos de ella el campo va disminuyendo. Además vemos como se produce la propagación sin ningún tipo de atenuación a lo largo del eje y.

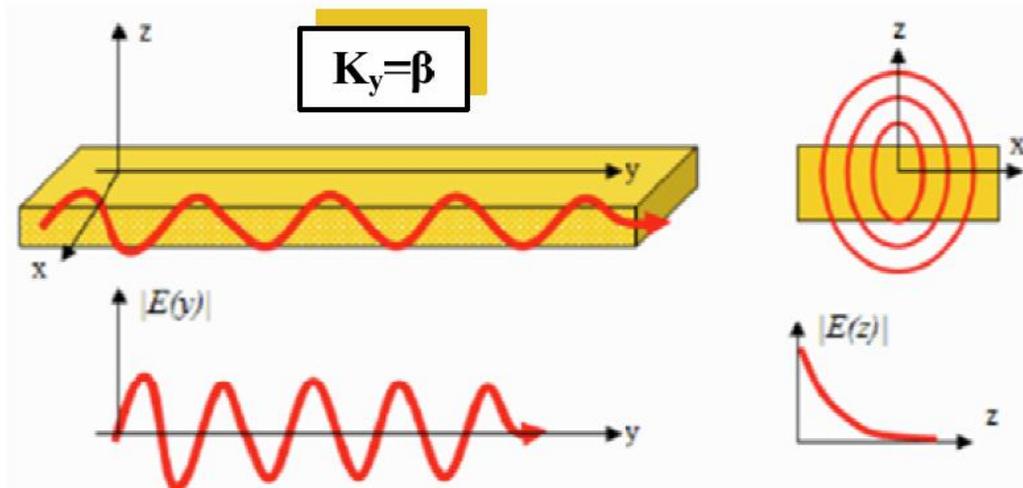


Figura 2. Ondas de superficie en guías de onda dieléctricas.

La constante de propagación en este caso es:

$$k_y = \beta_y \quad (1.1)$$

Esta ecuación, al ser real, significa que no tenemos atenuación en el eje y.

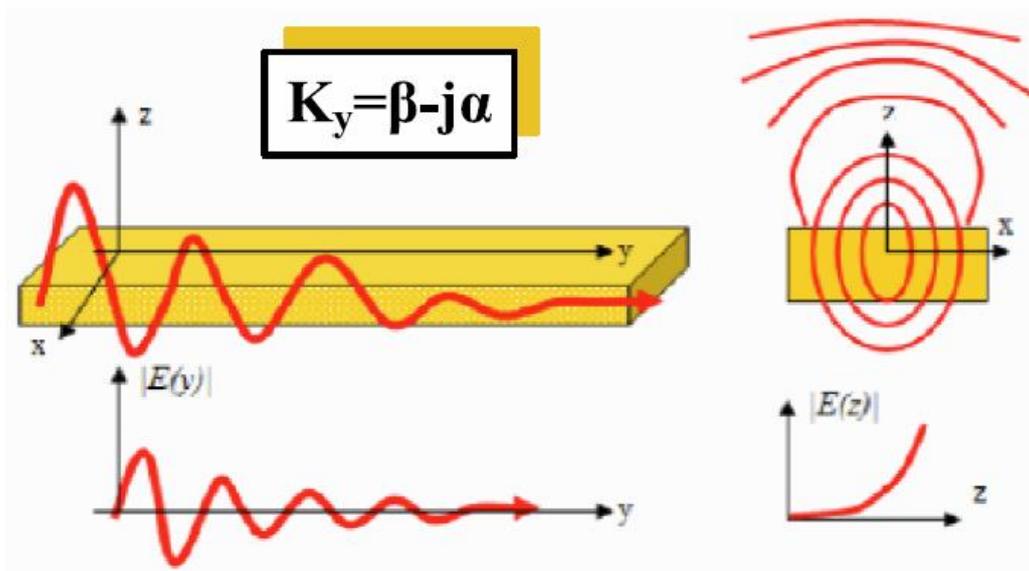


Figura 3. Ondas de fuga en guías dieléctricas.

En el caso de las ondas de fuga, de mayor interés para nuestro trabajo, contamos con una línea de transmisión abierta. En este caso, la constante de propagación que caracteriza la línea es compleja ya que existe una atenuación debido a la radiación:

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \quad (1.2)$$

En la Figura 3, tenemos una línea de transmisión abierta por la parte superior, por lo tanto la constante de propagación del eje x, k_x será nula, sin embargo la constante de propagación en el eje z será:

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_y^2 - k_x^2} = \sqrt{k_0^2 - k_y^2} = \beta_z + j\alpha_z \quad (1.3)$$

En definitiva, las antenas leaky wave utilizan estos modos de fuga para emitir radiación. Estas antenas pertenecen al grupo de antenas progresivas (TWA, *Travelling Wave Antenas*). Para conseguir este tipo de antenas se utilizará la tecnología de guía de onda integrada en sustrato (conocida por el acrónimo inglés SIW que proviene de *Substrate Integrated Waveguide*)

El ángulo de radiación de estas antenas θ_R , definido como la dirección de mayor directividad del diagrama de radiación, se puede obtener mediante la parte real del número de onda complejo k_y :

$$\sin \theta_R = \beta_y / k_0 = c_0 \beta_y / 2\pi f \quad (1.4)$$

Como se ha comentado anteriormente, el ángulo de radiación depende de la frecuencia, pero no solo por el cambio de k_0 , que varía de forma lineal con la frecuencia, sino también por la variación de β_y con la frecuencia, debido a la propagación de la onda dentro de la antena, de modo que (1.4) se puede escribir de la siguiente forma:

$$\sin \theta_R(f) = \beta_y(f) / k_0 = c_0 \beta_y(f) / 2\pi f \quad (1.5)$$

1.1.2 Guía de Onda Integrada en Sustrato

La desventaja más importante de la tecnología *microstrip* se encuentra relacionada con las pérdidas presentes en circuitos que utilizan esta tecnología [31]. Pérdidas por radiación, pérdidas por ondas de fuga, pérdidas por ondas superficiales, pérdidas por ondas radiadas, pérdidas por dieléctrico y pérdidas por conductor sumadas a las dificultades para acoplar correctamente elementos planos con elementos no planos son los principales impedimentos para que dicha tecnología sea más eficiente.

El bajo coste, la producción en masa, las altas prestaciones y el alto rendimiento son aspectos críticos para desarrollar con éxito sistemas en la banda de radiofrecuencia. A estas frecuencias, en particular, para circuitos construidos con bloques que incluyen antenas, hay que tener una especial consideración con el diseño del circuito para evitar acoplos electromagnéticos e interconexiones físicas. La tecnología de guía de onda clásica, mostrada en la Figura 4, es actualmente la principal tendencia para el diseño de sistemas de microondas de altas prestaciones. Sin embargo, necesita un tedioso y caro proceso de ensamblaje y

configuración además de que no puede ser usada para reducir el peso y volumen del circuito [31].

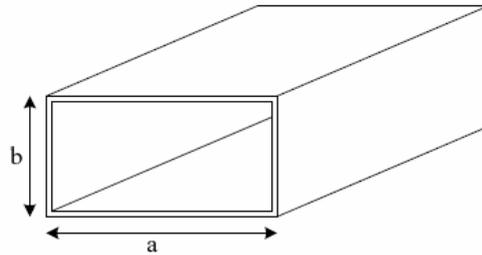


Figura 4. Guía de onda rectangular.

Para solventar las desventajas de la tecnología planar y de las guías de onda, aparecen los circuitos integrados de alta frecuencia denominados “Substrate Integrated Circuits SIC’s” y dentro de ellos las “Substrate Integrated Waveguides- SIW’s”. Esta tecnología consiste en integrar una guía de onda utilizando la tecnología *microstrip*. El objetivo principal de esta tecnología es la eliminación de las desventajas que tienen las guías de onda. Fue creada para poder trabajar a altas frecuencias. Al utilizar frecuencias altas, los tamaños de SIW son bastante reducidos; a su vez, las SIW pueden ser construidas mediante técnicas de circuitos impresos de tal forma que se eliminan las desventajas de las guías de onda convencionales. Los dispositivos creados con esta tecnología, basados en guía de onda dieléctrica, pueden ser creados utilizando postes metálicos, con ellos se pueden crear paredes quasi PEC o acoplos. Uniéndolo a las técnicas de diseño de circuitos en *microstrip*, se pueden construir dispositivos reducidos en tamaño, solventando así la mayor desventaja de las guías de onda

En definitiva, con SIW se tienen guías de ondas que presentan mejores prestaciones que las líneas *microstrip*, y que al mismo tiempo tienen un tamaño similar, manteniendo la fácil integración y el bajo coste de fabricación. Finalmente se muestra la estructura básica de un dispositivo con esta tecnología en la Figura 5.

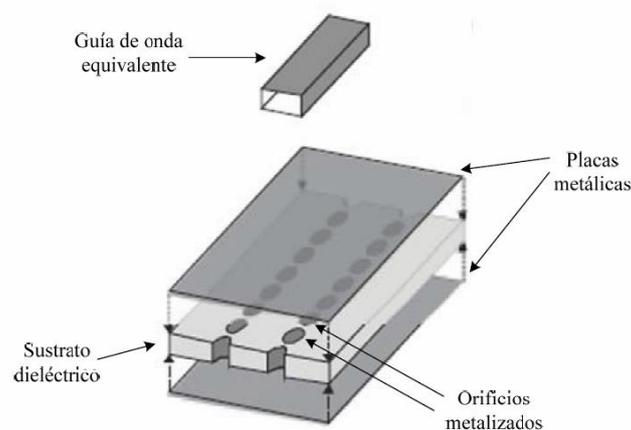


Figura 5. Estructura de una SIW.

1.1.3 SIW LWA

Una SIW LWA (“Substrate Integrated Waveguide Leaky Wave Antenna”) no es más que una antena leaky hecha en tecnología SIW. Del mismo modo que en guías de onda se puede conseguir una onda de fuga realizando aperturas sobre las paredes metálicas de ésta, en una cavidad SIW se puede conseguir esto separando los postes de una de las filas de postes, de modo que parte de la energía pueda transmitirse a través de la fila de postes más separados y otra parte de la energía se seguirá propagando por la cavidad, esto se conoce como Superficie Parcialmente Reflectante o PRS por sus siglas en inglés. La energía que se transmite fuera de la cavidad está relacionada con (1.2). La constante α_y es denominada tasa de radiación y determina las pérdidas debidas a la radiación del modo leaky. La Figura 6 muestra la estructura de una SIW LWA.

Por la configuración de la SIW LWA, en vez de en el eje x, la constante de propagación será nula en el eje z, por lo que la constante de propagación en el eje x quedaría de la siguiente manera:

$$k_x = \sqrt{k_0^2 - k_y^2 - k_z^2} = \sqrt{k_0^2 - k_y^2} = \beta_x + j\alpha_x \quad (1.6)$$

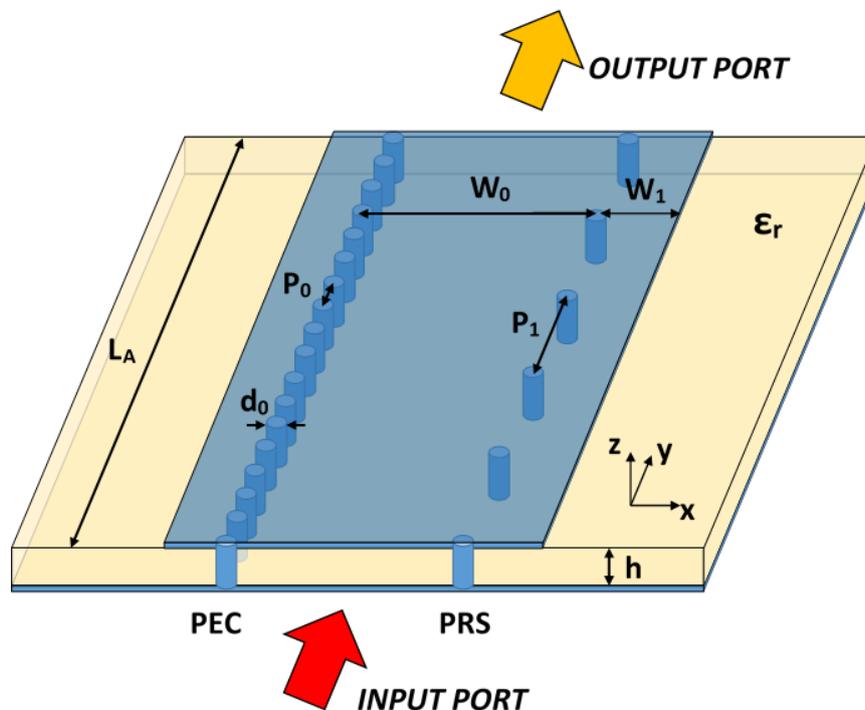


Figura 6: Estructura de la SIW LWA

En la Figura 7 se muestra el mecanismo de radiación en una SIW LWA. Como se observa, la polarización es lineal y está contenida en el plano XZ. El diagrama de radiación es de tipo fan

beam, por lo que en el plano H la antena es muy directiva, pero en el plan E es casi omnidireccional. Esto se puede ver en la Figura 8.

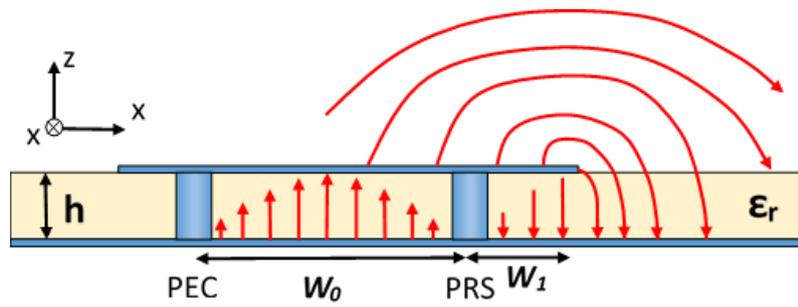


Figura 7: Campos en plano transverso de la SIW LWA

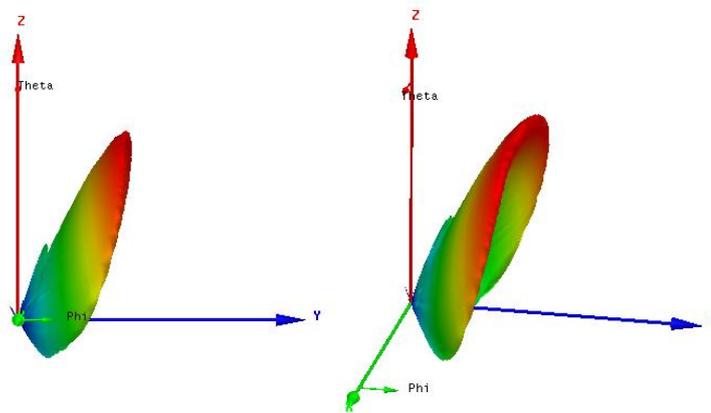


Figura 8: Diagrama de radiación de una SIW LWA

1.1.4 Scanning Pattern Bandwidth

Se define como Scanning Pattern Bandwidth de una antena leaky al rango de frecuencias $[f_1, f_2]$ sobre el cual la directividad a una dirección de observación fija θ_0 se mantiene por encima de -3dB con respecto a la directividad a la frecuencia de diseño f_0 ($f_1 < f_0 < f_2$). Como ya se ha comentado, en una LWA, conforme varía la frecuencia, también varía el ángulo de escaneo, como se muestra en la Figura 9, de modo que se puede considerar la siguiente condición:

$$\theta_R(f_1) + \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_1)}{2} = \theta_R(f_0) \quad (1.7)$$

$$\theta_R(f_2) - \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_2)}{2} = \theta_R(f_0) \quad (1.8)$$

donde $\theta_R(f)$ es el ángulo de escaneo a cualquier frecuencia, y $\Delta\theta_{-3dB}(f)$ su ancho de haz a mitad de potencia asociado. La siguiente expresión aproximada se puede obtener de (1.7) y (1.8), asumiendo que el ancho de haz no cambia con la frecuencia, i.e.: $\Delta\theta_{-3dB}(f_2) \approx \Delta\theta_{-3dB}(f_1) \approx \Delta\theta_{-3dB}(f_0)$, lo cual es una buena aproximación para antenas escaneadas en frecuencia con una gran apertura, muy directivas y de banda estrecha [8]:

$$\theta_R(f_2) - \theta_R(f_1) = \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_2)}{2} + \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_1)}{2} \approx \Delta\theta_{-3dB}(f_0) \quad (1.9)$$

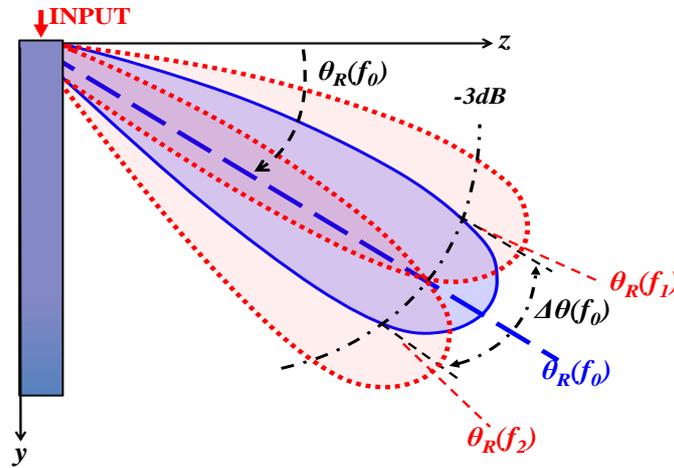


Figura 9: Definición de SPBW a una dirección de escaneo θ_R dada para una frecuencia de diseño f_0

De la figura 9 se puede definir el Scanning Pattern Bandwidth SPBW a través del Scanning Pattern Angular Range SPAR de la siguiente forma:

$$\text{SPAR} = \Delta\theta = \theta_2(f_2) - \theta_2(f_1) \quad (1.10)$$

$$\text{SPBW} = \Delta f = f_2 - f_1 \quad (1.11)$$

Alrededor de la frecuencia de diseño f_0 y su ángulo de radiación asociado $\theta_R(f_0)$, el rango de ángulos de radiación permitido $\Delta\theta_p$, se puede definir como:

$$\Delta\theta_p \in [\theta_R(f_0) - \delta\theta_R, \theta_R(f_0) + \delta\theta_R] \quad (1.12)$$

1.2 Aplicaciones con tecnología SIW

A pesar de la relativamente reciente aparición de la tecnología SIW, ya existe un gran número de aplicaciones que la usan. La más común está basada en RWG, que nos permite una rápida implementación de dispositivos SIW tales como antenas y circuitos tanto pasivos como activos. Algún ejemplo de esta tecnología son filtros y acopladores, como se puede observar en la siguiente figura.

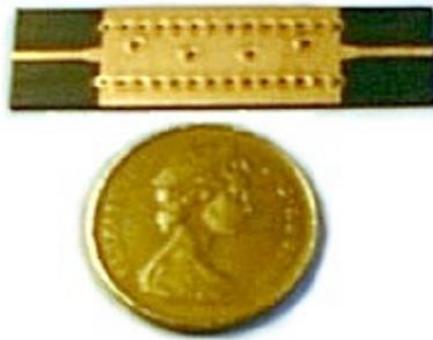


Figura 10: filtro inductivo SIW con transición microstrip

En la anterior imagen se muestra un ejemplo de filtro SIW, está formado por una SIW y una fila de postes inductivos con diferentes offsets [33]. Este filtro tiene un ancho de banda de 1 GHz para una frecuencia central de 28 GHz y unas pérdidas de inserción de 1 dB. En [34] también se proponen otros filtros con diafragmas que operan a 60 GHz. Acopladores direccionales es otro ejemplo de dispositivos pasivos que han sido fabricados con la tecnología SIW.

Otro interesante diseño SIW fue propuesto en [35] para desarrollar un divisor de potencia SIW 1:N de bajo coste y con diseño low-profile. La siguiente figura muestra un prototipo para un divisor de potencia 1:16, que proporciona menos pérdidas de inserción que otras alternativas en otras tecnologías. Este divisor puede ser usado como combinador de potencia para el diseño de un amplificador o como alimentador para un array de antenas.

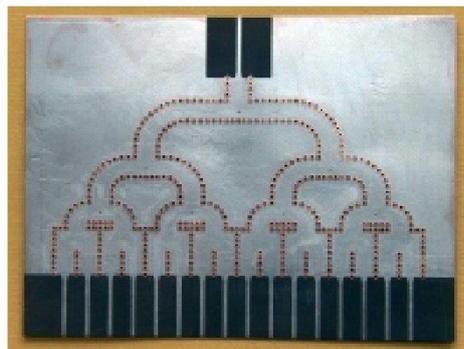


Figura 11: Divisor de potencia SIW 1:16 con interfaces de entrada y salida microstrip

A pesar de que los circuitos SIW activos han recibido menos atención que los circuitos pasivos, una gran variedad han sido implementados con tecnología SIW, tales como resonadores, osciladores, mezcladores y amplificadores.

Además de los dispositivos SIW nombrados, una amplia gama de antenas también se ha diseñado con SIW. Como la mayoría de los otros componentes SIW, estas antenas se han basado en su equivalente en otras tecnologías. Los primeros diseños se propusieron a partir de RGW antenas, por ejemplo, un array resonador con slots longitudinales operando en la banda X fue diseñado en [36]. Desde el enfoque de antenas onda progresiva, una antena SIW fue propuesta en [37]. Usando el modo TE_{20} y radiando con el armónico $n = -1$, una antena de onda progresiva fue diseñada en [38]. Basándose en el mecanismo de radiación del primer modo de orden superior de una antena leaky-wave se propuso [40], esa antena es en la que se basa este proyecto. También se ha diseñado un sistema de carga inalámbrica para un dron como se puede comprobar en [39].

2. Análisis de SIW LWA

2.1 Red Transversal Equivalentente

Una SIW LWA puede ser analizada a través de su Red Transversal Equivalentente o TEN por sus siglas en inglés. La 12 muestra el corte transversal de la antenna junto a su equivalente con componentes concentrados (TEN).

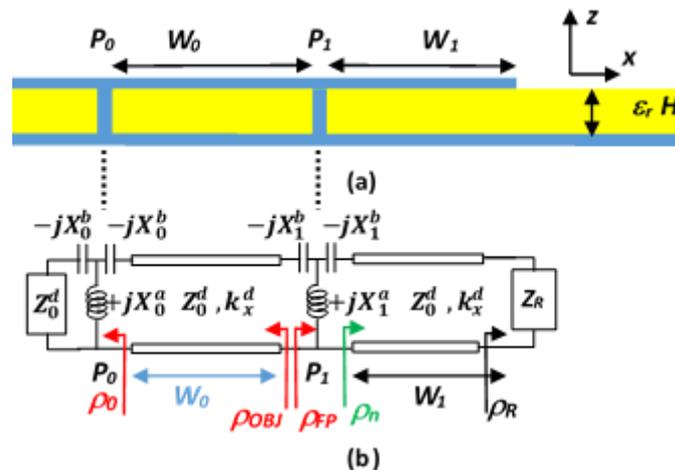


Figura12: a) Corte transversal de una SIW LWA b) TEN asociada.

Como se ve, las filas de postes son modeladas mediante una red en T consistente en dos condensadores en serie y una bobina en paralelo. Por otro lado, el borde radiante se modela con una impedancia de radiación que depende del espesor del sustrato y de su constante dieléctrica usando la aproximación de Kuester para sustratos finos. La guía de placas paralelas a la izquierda queda modelada mediante la impedancia característica del sustrato. Por último, las cavidades SIW se modelan mediante líneas de transmisión de longitud W_n , impedancia característica del modo TE ($Z_0^d = 1/\omega k_x^d$) y la constante de propagación transversal obtenida en (1.6).

Los valores de X^a y X^b se obtienen mediante el método de los momentos, pero este procedimiento es lento y costoso computacionalmente, por lo que conviene tener otra forma de obtener estos valores más rápida y eficiente, por lo que se realiza una interpolación de los valores obtenidos con el método de los momentos para cada frecuencia y ángulo de incidencia de la onda sobre la pared de postes, con diferentes separaciones entre postes.

2.2 Reducción de beam-squint en un rango de frecuencias

Una de las principales cualidades de las antenas de onda de fuga (LWA) es el llamado beam-squint, que consiste en un escaneo en el ángulo de apuntamiento conforme la frecuencia varía. Esto puede resultar beneficioso en ciertas aplicaciones, pero para aplicaciones como enlaces punto a punto, junto con su diagrama de radiación tan directivo, es un gran inconveniente. Por esto, la comunidad de ingenieros de antenas han puesto mucho interés en concebir nuevas configuraciones LWA para reducir este efecto.

La solución propuesta es la del uso de LWA usando guías de onda integradas en sustrato (SIW). La topología propuesta se muestra en la figura. Se colocan varias cavidades resonantes SIW con anchura W_n (con $n = 0, \dots, N$) en paralelo, de modo que la energía electromagnética inyectada en la SIW de alimentación se acopla a las demás SIWs a través de las filas de postes metálicos separados, como se ilustra con la intensidad de campo eléctrico mostrada en la figura siguiente.

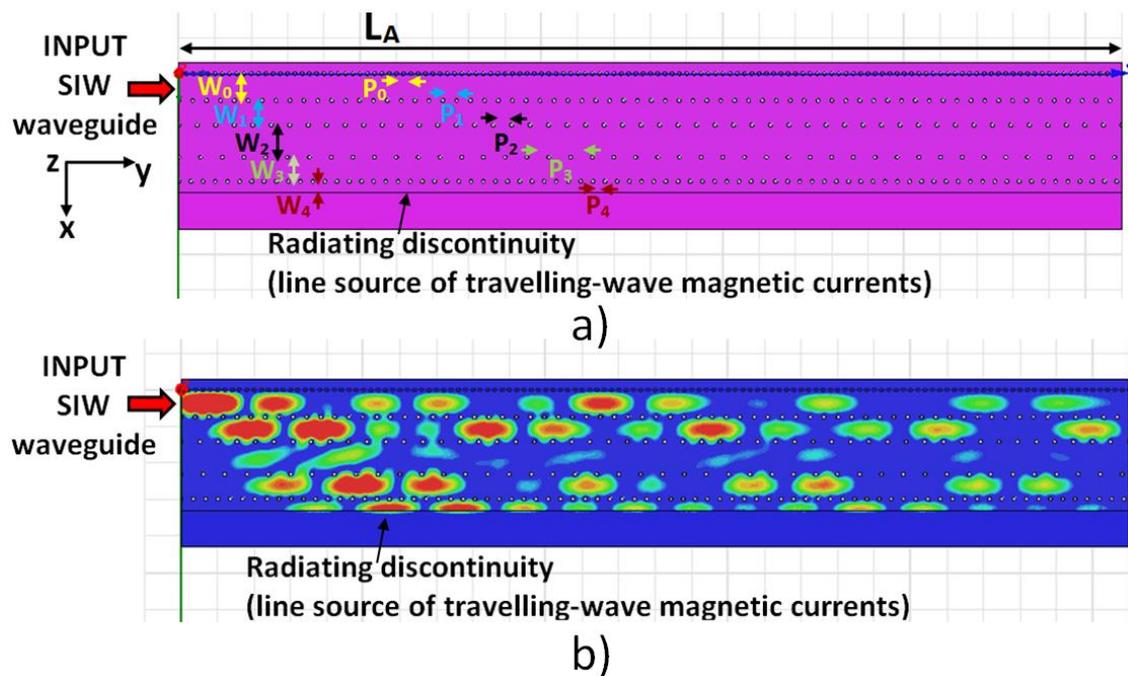


Figura 13: Campos radiados

2.3 Diseño y optimización

La SIW LWA de cavidades acopladas propuesta se puede analizar mediante su red transversa equivalente (TEN) [1], [6]. A lo largo de la dirección transversa \hat{x} , la estructura equivalente tiene la forma de un filtro con resonadores acoplados [6], [8]. Se usó esta perspectiva para aplicar teoría clásica de síntesis de filtros, de forma que la respuesta de escaneo en frecuencia $\theta_{RAD}(f)$ puede ser optimizada para crear un ángulo de escaneo estable en una determinada banda ancha de frecuencia.

En la siguiente figura se muestra la estructura en el plano transversal de la SIW LWA estudiada junto con su equivalente mediante elementos concentrados y líneas de transmisión (TEN).

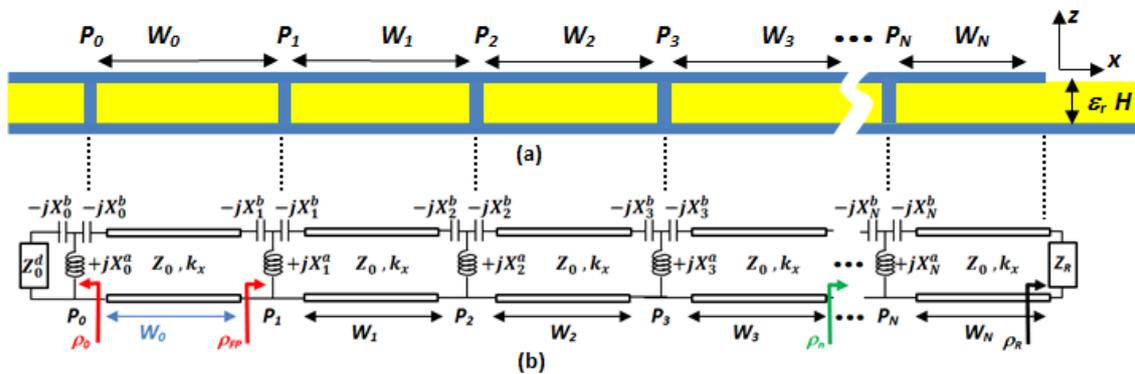
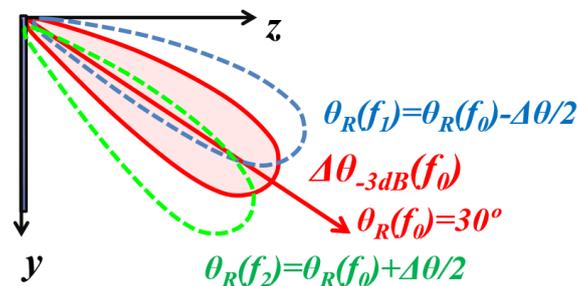


Figura 14 TEN asociada.

El proceso de optimización parte de la especificación de error máximo en el ángulo de apuntamiento. Este error lo determina el ancho de haz a -3dB ($\Delta\theta_{-3dB}$) del diagrama de radiación de la antena. Asumiendo que este ancho de haz no cambia con la frecuencia, se puede deducir que el máximo error en el ángulo de apuntamiento permitido es la mitad del ancho de haz a la frecuencia central, esto se muestra en la siguiente figura.



El ancho de haz a -3dB está relacionado con la longitud de la antena mediante la siguiente expresión.

$$\Delta\theta \approx \frac{180/\pi}{L_{antena}/\lambda_n \cdot \cos\theta_R} \quad (4.1)$$

A la longitud de antena escogida ($13\lambda_0$ a 15GHz), este error en ángulo de apuntamiento es de $\pm 2.5^\circ$ ($\Delta\theta_{\text{3dB}} = 5^\circ$) para $\theta_R = 30^\circ$.

Por otro lado, para obtener la dispersión de la TEN se debe satisfacer la siguiente ecuación de resonancia transversa (TRE) [22], [6]

$$\rho_0 e^{-j2k_x W_0} \rho_{FP} = 1 \quad (4.2)$$

Donde ρ_0 y ρ_{FP} son los coeficientes de reflexión indicados en la figura 2. A través de esta expresión se puede llegar a la siguiente relación [6]

$$\varphi_{FP}^{OBJ}(f) = 4W_0 \frac{\pi f}{c_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_R} - \varphi_0 + 2\pi q \quad (4.3)$$

Donde φ_{FP}^{OBJ} es la fase de ρ_{FP} que cumple la condición de resonancia de la TEN. Mediante la expresión anterior, teniendo en cuenta que φ_0 depende de frecuencia, ρ_0 y θ_R , pero que apenas varía para pequeños cambios en θ_R , se puede llegar a una relación entre el error máximo en el ángulo de apuntamiento y el error máximo permitido en φ_{FP}^{OBJ} .

$$\delta\varphi_{FP} = 4W_0 \frac{\pi f_0}{c_0} \left[\sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_R + \delta\theta_R)} - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_R)} \right] \quad (4.4)$$

Por tanto, teniendo un error permitido de $\pm 2.5^\circ$ en el ángulo de apuntamiento, el error permitido en φ_{FP}^{OBJ} es de 3.5° (con ángulo de apuntamiento de 30° a 15GHz).

Una vez se ha llegado a esa especificación y teniendo la TEN, se puede optimizar ésta para que el error en φ_{FP}^{OBJ} se mantenga dentro del rango permitido en una banda de frecuencias entorno a 15GHz lo más amplia posible mediante la herramienta de simulación MWO.

La figura 4 muestra los resultados para las antenas de órdenes $N=1$ y $N=4$ una vez se han optimizado las redes.

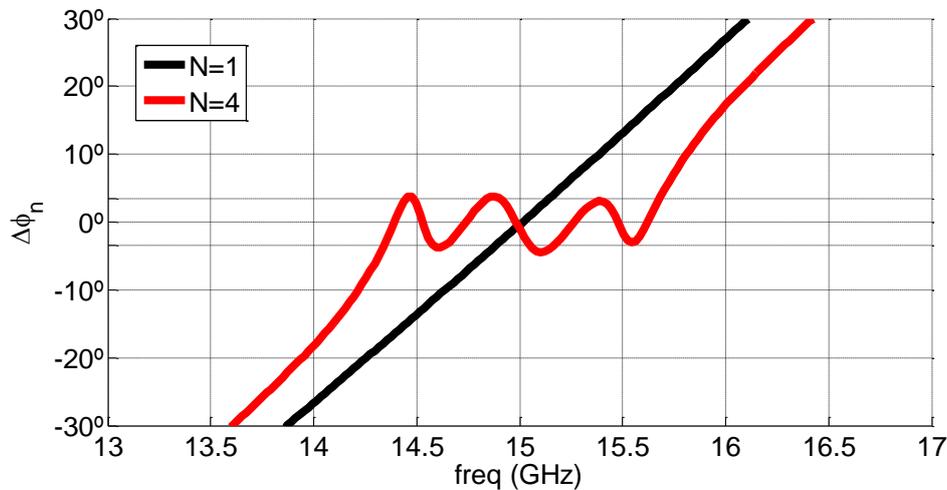


Figura 15 la fase de ρ_{FP} que cumple la condición de resonancia de la TEN.

Estos resultados de error en la fase de la TEN se pueden traducir a ángulo de apuntamiento mediante una búsqueda numérica usando (5) y sumando 30° al error de ángulo obtenido. La figura 5 muestra estos resultados. En el apartado 4.2 de esta memoria se explica más en detalle esta parte.

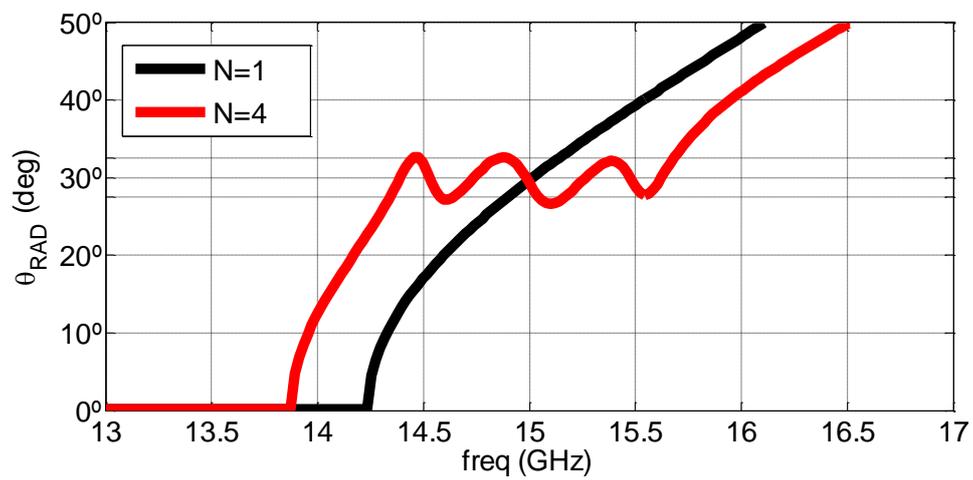


Figura 16 Ángulo de radiación θ_{RAD} .

2.4 Diseño en HFSS

En este apartado se explica el proceso que se ha llevado a cabo durante el diseño de diferentes estructuras en HFSS y la explicación de cómo se ha obtenida cada una de ellas y el significado de sus parámetros.

Conviene detenerse en la explicación del proceso llevado para el diseño parametrizado de la antena en HFSS y la adopción de los distintos adaptadores que mejoren los parámetros S y el funcionamiento de esta.

2.4.1 Diseño paramétrico en HFSS

Este apartado es una parte fundamental del diseño de este proyecto ya que nos ha permitido variar rápidamente entre diferentes diseños y jugar con los diferentes parámetros para conseguir diferentes objetivos.

Este apartado les será bastante útil a futuros proyectistas que deseen realizar diseños similares. La documentación explicativa que se puede encontrar en castellano de este proceso en el momento de realizar este proyecto era deficiente y por ello se detalla aquí, ya que puede ser de gran ayuda para diferentes proyectos futuros.

2.4.1.1 Ejemplo guiado diseño paramétrico con cambios dinámicos en HFSS

Como ejemplo, se explicará la parte de la antena que cambia de forma dinámica todos sus parámetros conforme se modifique alguno de los parámetros de diseño.

Como ejemplo se ha cogido la realización de la antena SIW LWA de orden 1, en la que como se comprobará, al modificar la longitud de la antena también se modificarán la longitud de sus postes PEC y PRS de forma dinámica.

Se empieza diseñando el sustrato con material y el grosor que se desee (ya se le puede añadir las pérdidas), y después se pone encima el metal que tendrá el diseño de nuestra antena. Deberá quedar algo como lo de la siguiente figura.

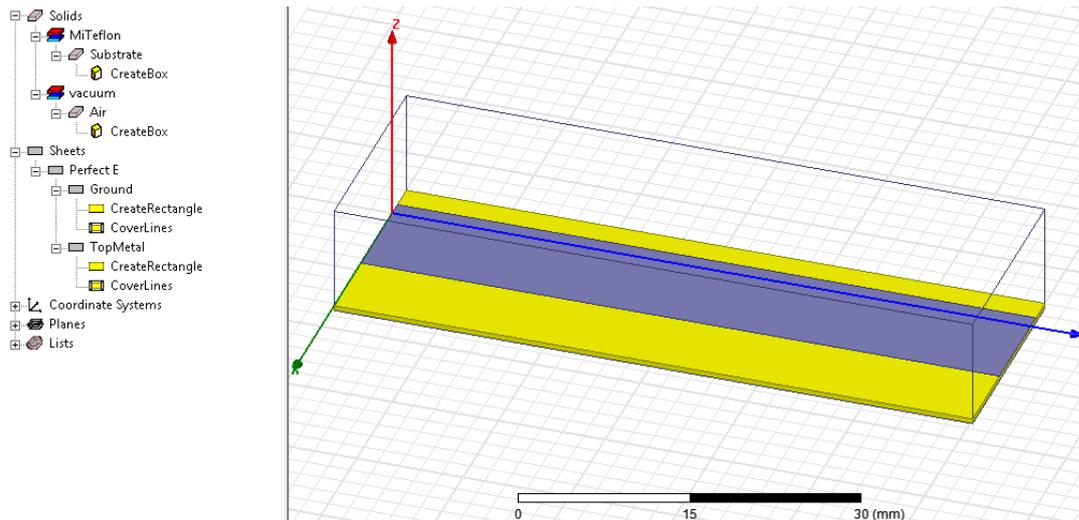


Figura 17: Paso 1 de diseño paramétrico dinámico

Después añadimos dos postes de aire al principio de nuestra antena. Son dos cilindros con las medidas de diseño deseadas.

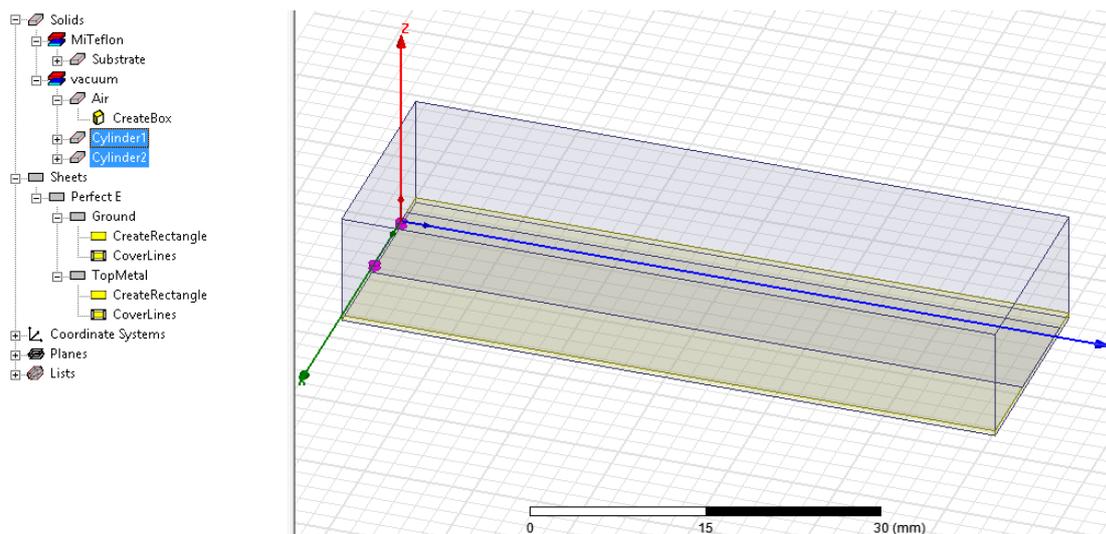


Figura 18: Paso 2 de diseño paramétrico dinámico

Ahora duplicamos los cilindros a lo largo del sustrato de forma periódica. Para eso seleccionamos un cilindro y seleccionamos lo que aparece en la siguiente figura.

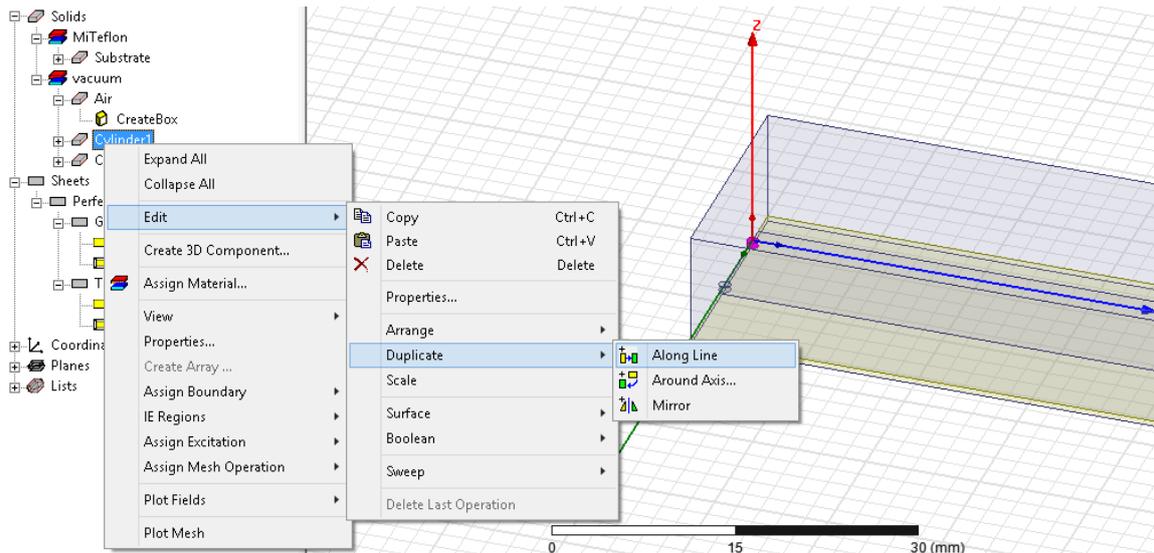


Figura 19: Paso 3 de diseño paramétrico dinámico

El número total de cilindros que queremos duplicar podemos poner cualquier número, ya que después se podrá modificar de forma paramétrica y dinámica. En este paso es muy importante dejar seleccionado “Attach To Original Object” como aparece en la siguiente figura, ya que sin esto después no se podrá modificar el número total de cilindros de forma paramétrica.

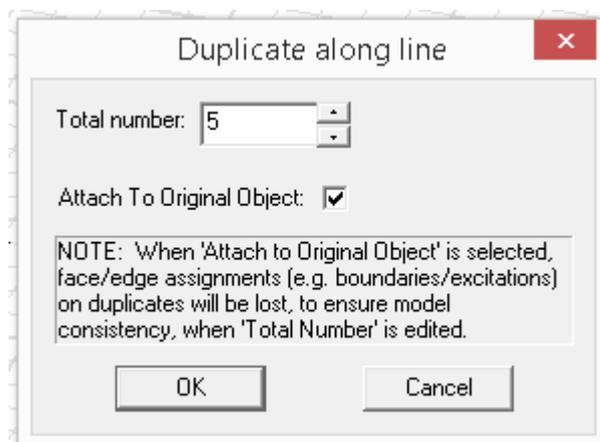


Figura 20: Paso 4 de diseño paramétrico dinámico

Tras esto, se pincha con doble click en DuplicateAlongLineEdit dentro del menú desplegable del cilindro anterior. Aparecerá un menú como el de la figura siguiente.

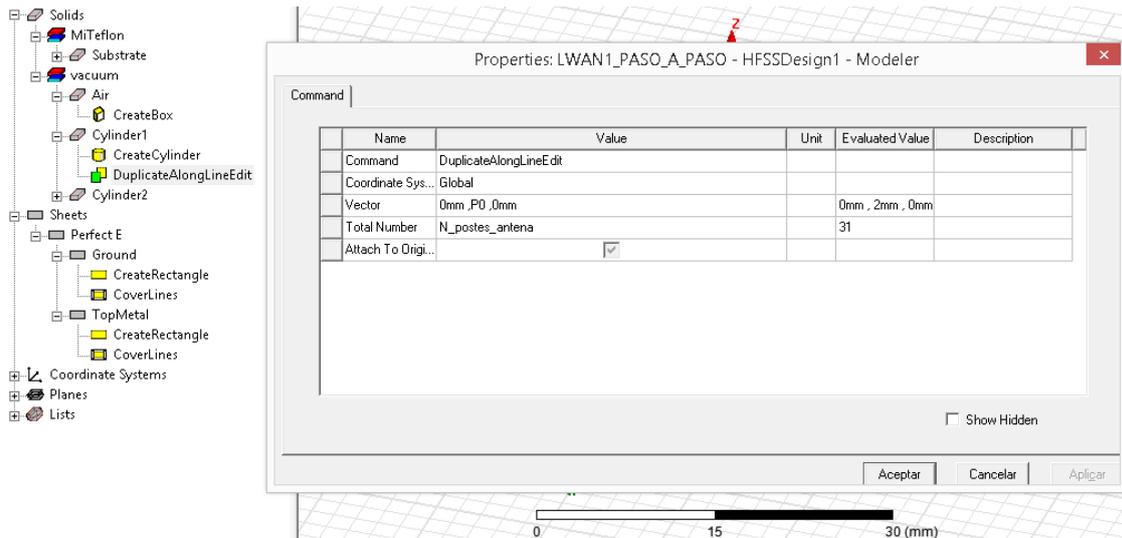


Figura 21: Paso 5 de diseño paramétrico dinámico

En este paso, se configura el apartado “Vector” con los datos que se deseen en nuestro diseño (en nuestro caso P0 es un parámetro que ya tenemos definido como el periodo de la primera fila de postes de la antena). En donde pone “Total Number”, si el anterior paso lo hemos realizado correctamente nos dejará introducir un parámetro, en nuestro caso es “N_postes_antena” que lo hemos declarado previamente como el número total de postes que caben en nuestra antena ($N_postes_antena = \text{int}(L_{die}/P0) + 1$).

Se repiten los pasos 3 y 4 para el otro cilindro que queremos duplicar de forma periódica a lo largo del sustrato. Habrá que modificar su vector con otro periodo si lo deseamos así, y también saldrá un número diferente de postes en este lado de la antena.

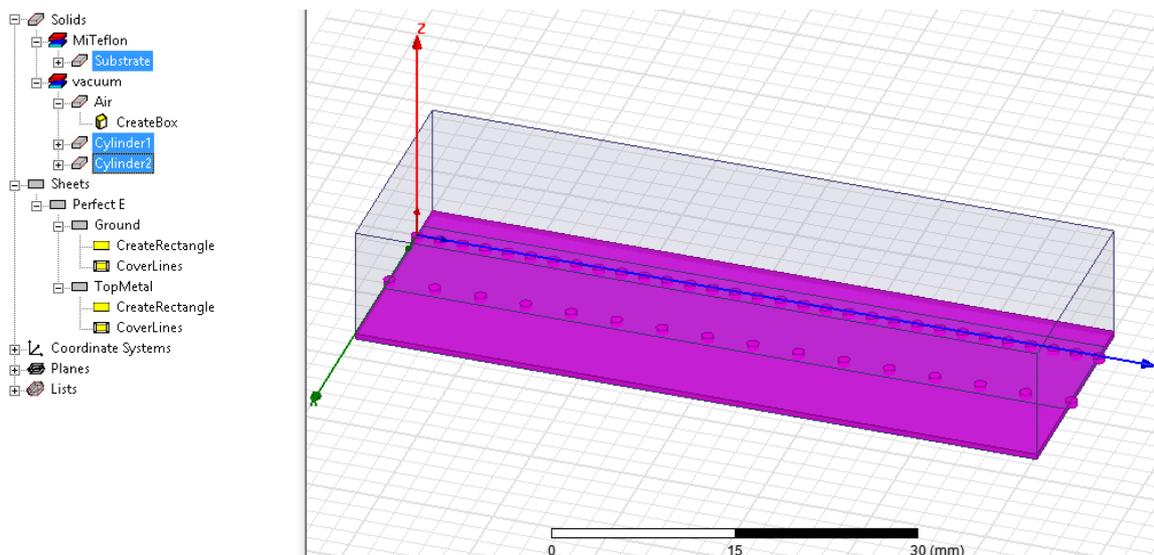


Figura 22: Paso 6 de diseño paramétrico dinámico

Como se puede observar en la anterior figura, tenemos nuestro sustrato y dos filas de postes que diferentes periodos. Ahora tenemos que restar al sustrato estas filas de postes para que nos quede la antena como deseamos. Para ello, se selecciona primero el sustrato de

MiTeflon, y después se seleccionan ambos cilindros y se le da a lo que pone en la siguiente figura (el orden de selección es importante).

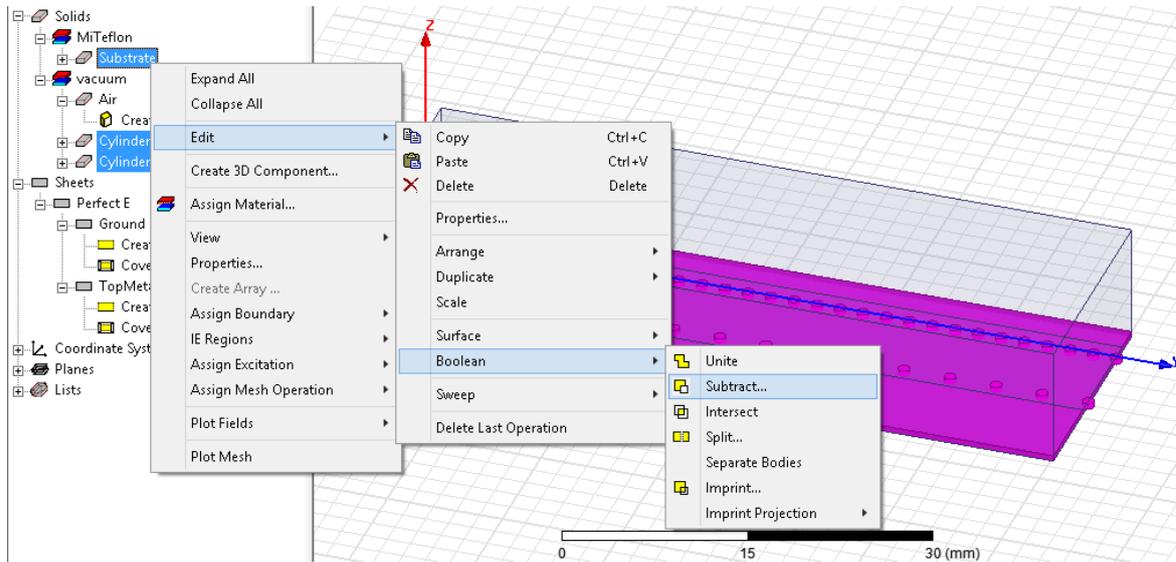


Figura 23: Paso 7 de diseño paramétrico dinámico

Es importante que en el siguiente menú que salga, seleccionar la opción “Clone tool objects before operation” como se verá en la siguiente figura. Eso hará que podamos modificar dinámicamente los parámetros de la figura resultante de esta operación booleana. Esto es bastante útil para modificar el diseño posteriormente (por ejemplo, que al modificar la longitud de la antena, los postes periódicos se modifiquen automáticamente al tamaño deseado).

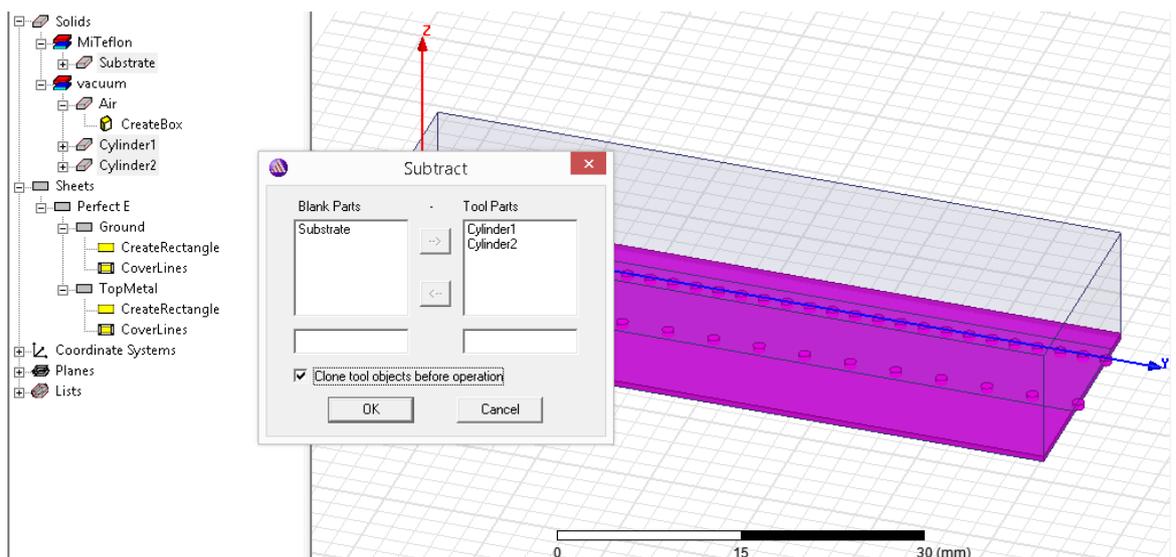


Figura 24: Paso 8 de diseño paramétrico dinámico

Ahora se podrá ver como el substrato de teflón resultante tendrá el diseño que buscábamos, como se observa en la siguiente figura. Ambos cilindros se le puede cambiar el material y ponerlos como PEC en este caso. Si se modifica alguno de estos cilindros, también se

hará del teflón, al estar clonados. Esto nos permite cambiar la el diámetro por ejemplo si quisiéramos, o donde empieza a estar situado cada uno.

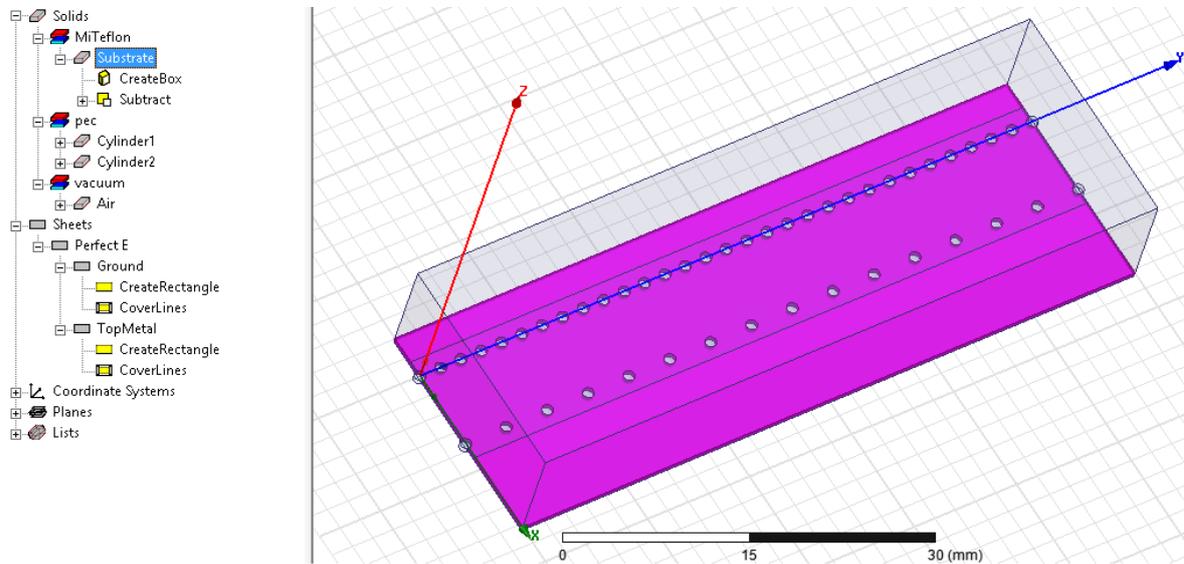


Figura 25: Paso 9 de diseño paramétrico dinámico

A continuación se muestra el resultado final de la SIW LWA de orden 1

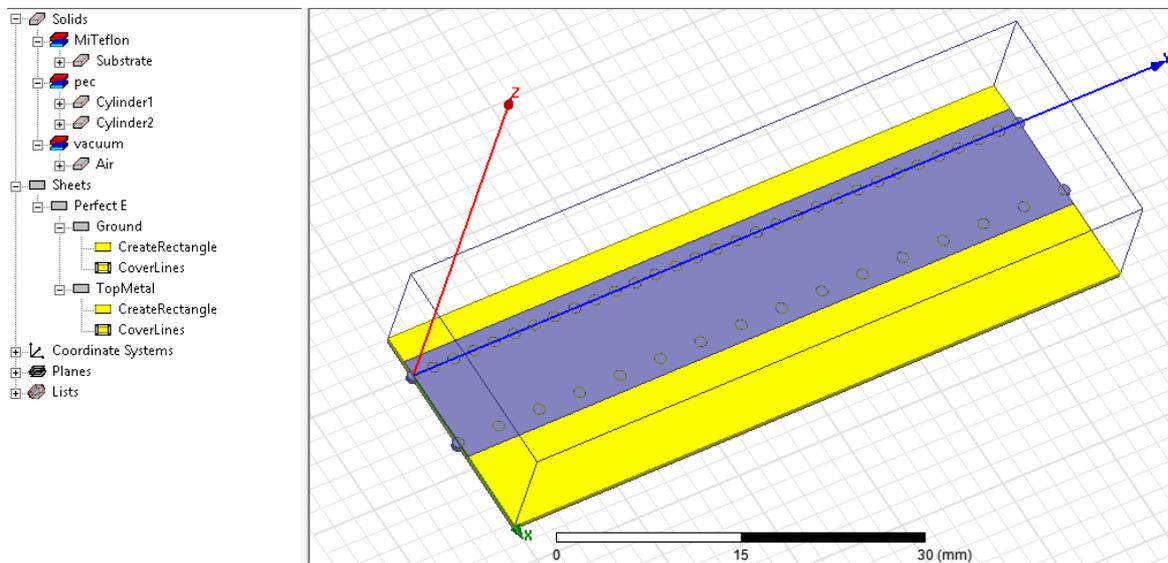


Figura 26: Paso 10 de diseño paramétrico dinámico

Al estar todo parametrizado como se ha explicado en este apartado, si se modifica algún parámetro como la longitud de la antena, la posición de los postes PEC o su tamaño todo se modificará de forma dinámica de acorde al diseño programado. A continuación en la siguiente figura se muestra como quedaría esta misma antena al variarle la longitud de la

antena, el radio de uno de sus postes y su periodo. Los cambios aparecen de forma inmediata al introducir los valores nuevos.

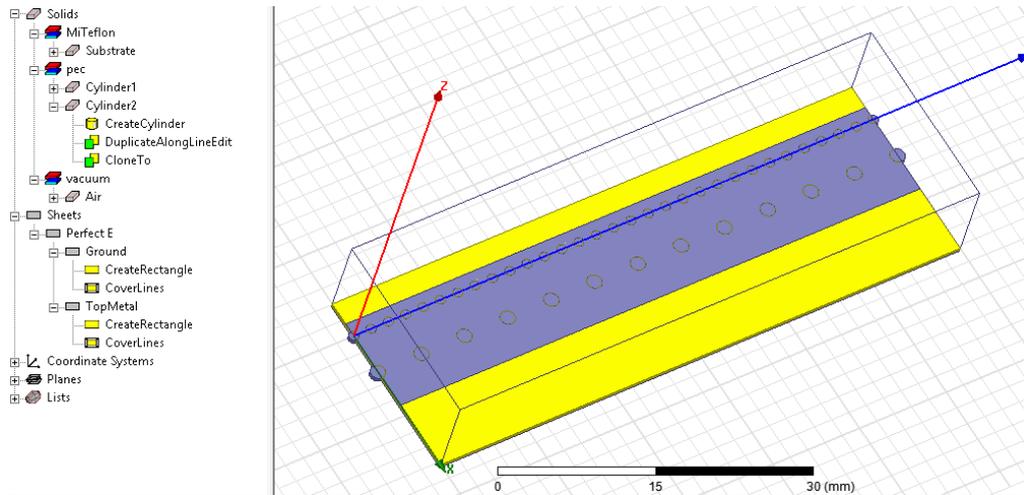


Figura 27: Paso 11 de diseño paramétrico dinámico

2.4.2 Explicación parámetros HFSS

En este apartado se detalla la ubicación y el significado de los diferentes parámetros realizados en este proyecto. Se acompaña de figuras explicativas de los valores más relevantes.

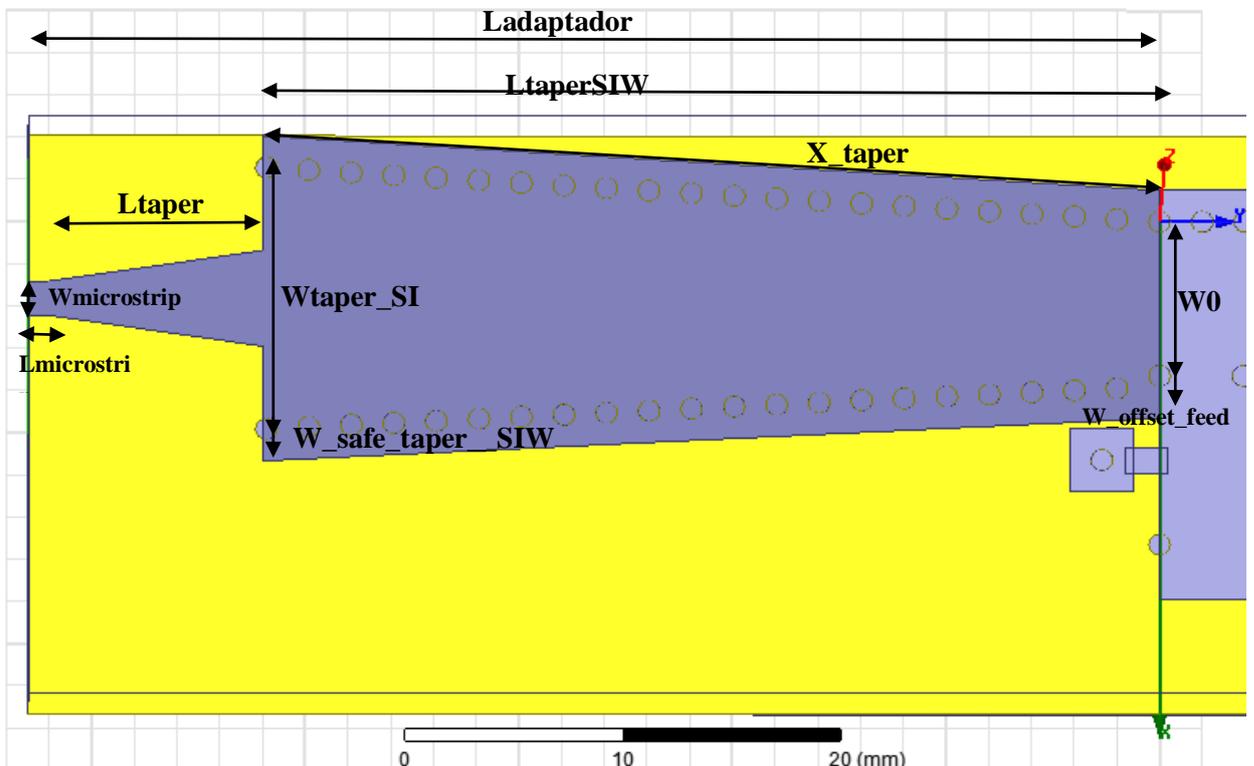


Figura 28: Representación parámetros relevantes en adaptador de antena LWA

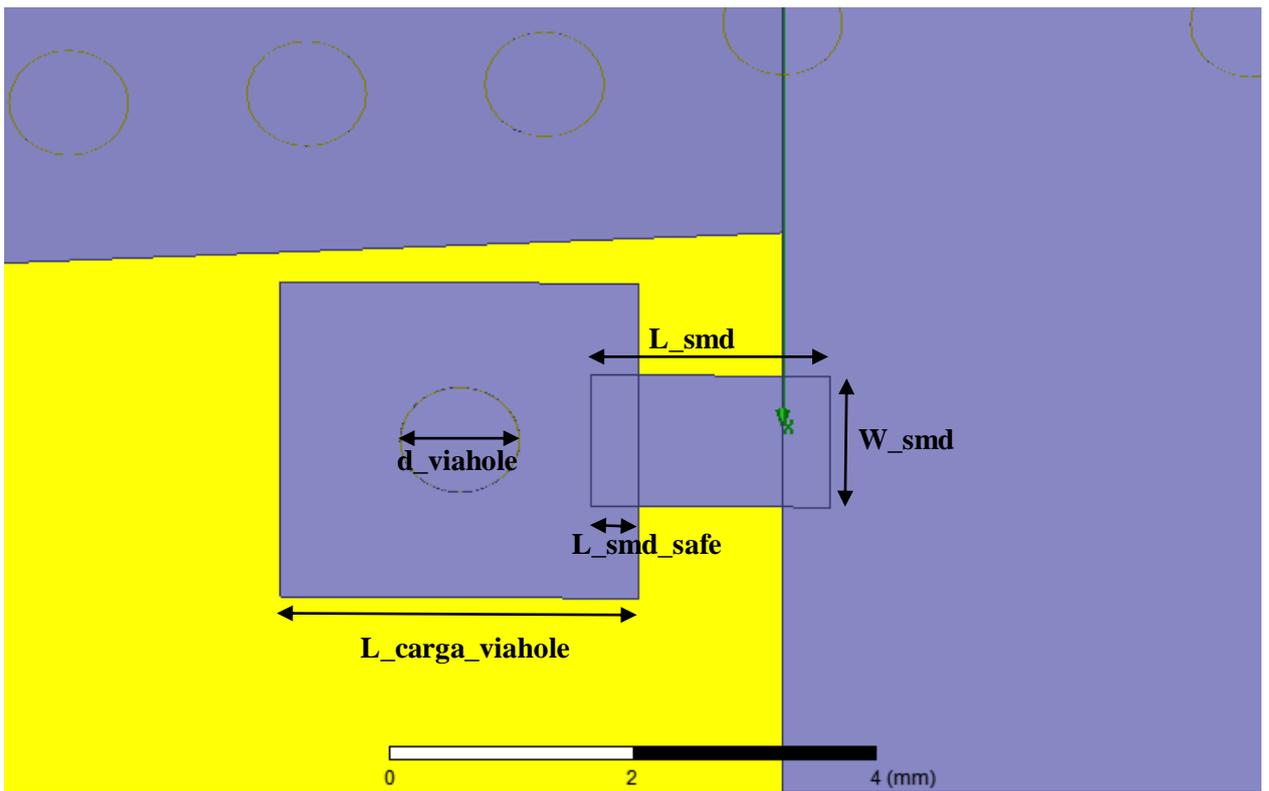


Figura 29: Representación parámetros relevantes en adaptador de antena LWA

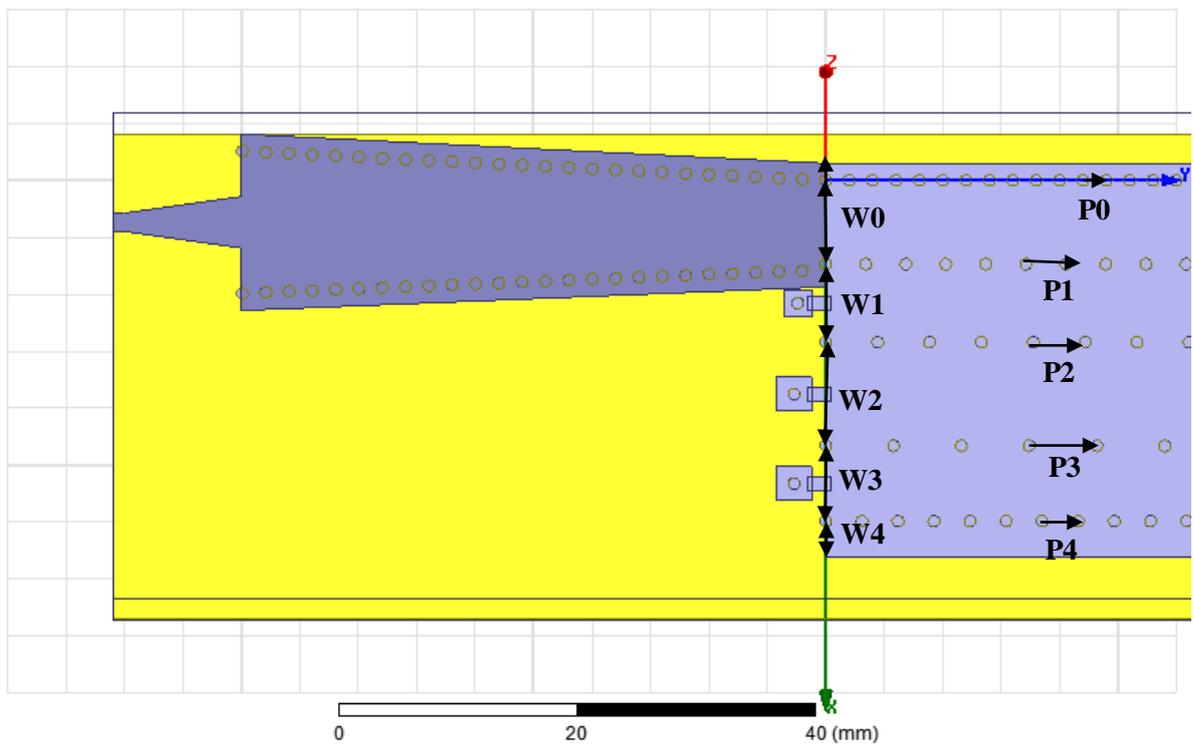


Figura 30: Representación parámetros relevantes en antena LWA

Lista de parámetros y explicación de cada uno de ellos:

- W_{die} = Anchura del dieléctrico. Su valor viene dado de forma paramétrica por la suma de las anchuras de las cavidades que tenga la antena y sus respectivas bandas de guarda.
- L_{die} = Longitud del dieléctrico. Está configurado con la longitud que se le asigne a la antena.
- H_{die} = Es el espesor del dieléctrico. Está fijado en todos nuestros diseños a 0.508mm, aunque es configurable. Todas las antenas están diseñadas con un sustrato de $\epsilon_r = 2.2$ y $h = 0.508mm$.
- H_{air} = Espesor de aire. Variable para configurar la separación de aire simulable que se deja respecto a la antena.
- W_{guard} = Banda de guarda que se deja desde la primera fila de postes PEC de nuestra antena al borde izquierdo de esta.
- W_n = Anchura de las diferentes cavidades resonantes SIW de la antena (con $n = 0, \dots, N$). Siendo N el orden de la antena. La que hace referencia a W_N es la última banda de guarda desde la última cavidad resonante al borde derecho de la antena.
- P_n = Periodo de las diferentes filas de postes PEC (con $n = 0, \dots, N$). Siendo N el orden de la antena. P_0 es fijo en todos los diseños para que sea el equivalente a una pared metálica.
- $L_{transition}$ = Longitud del adaptador de la antena. Es calculado paraméricamente como la suma de las longitudes de los componentes del adaptador (una línea microstrip, un taper normal, un taper con postes PEC y una banda de guarda).
- L_{taper} = Longitud del taper situado entre la línea microstrip y el taper SIW del adaptador de la antena.
- $W_{microstrip}$ = Anchura de la línea microstrip al comienzo del adaptador de la antena.
- W_{taper} = Anchura del taper situado entre la línea microstrip y el taper SIW del adaptador de la antena.
- $W_{waveport}$ = Es la anchura del puerto de entrada. Está configurada como 8 veces la entrada de la línea microstrip siguiendo la guía de excitación de esta guía en HFSS para que se guíe el modo TE₁₀.
- $W_{taperSIW}$ = Es la anchura del taper con SIW del adaptador más las bandas de guarda que hay entre ambas filas de postes y los extremos del metal del adaptador.
- $L_{taperSIW}$ = Longitud del tramo del adaptador con un taper SIW. Este parámetro es bastante variable en las diferentes simulaciones realizadas.

- X_{taper} = Longitud de la fila de postes del taper SIW, nos será necesario para poder calcular dinámicamente el número de postes que hay en cada taper SIW dependiendo de una longitud L_{taperSIW} variable.
- Y_{taper} = Cálculo de valor intermedio necesario para calcular dinámicamente la longitud de la fila de postes del taper SIW.
- $W_{\text{salida_taper_SIW}}$ = Es la salida del taper SIW adaptada al tamaño de entrada de la primera cavidad de la antena.
- N_{postes} = Número de postes periódicos PEC que caben en la transición del adaptador taper SIW. Se calcula dinámicamente para cada longitud.
- $N_{\text{postes_truncado}}$ = Es el anterior valor truncado y sumado una unidad para que se introduzcan el número exacto de postes PEC que caben en la transición del taper SIW.
- $W_{\text{taper_SIW_real}}$ = Es la anchura a la entrada del taper SIW del adaptador de la antena. Esta anchura no tiene en cuenta las bandas de guarda, que se configuran en otro parámetro.
- $N_{\text{postes_antena}}$ = Es el número de postes PEC que caben en la longitud de la antena.
- $N_{\text{postes_PRS}}$ = Es el número de postes PRS que caben en la longitud de la antena. Corresponde con la fila de postes derecho de la primera cavidad de la antena (W_0).
- $W_{\text{offset_feed}}$ = Es el offset de la última fila de postes del adaptador. Variando este parámetro mejora la adaptación.
- $N_{\text{postes_P2}}$ = Número de postes periódicos PEC que caben en la antena a lo largo de la segunda cavidad siguiendo la periodicidad del valor de P2.
- $N_{\text{postes_P3}}$ = Número de postes periódicos PEC que caben en la antena a lo largo de la tercera cavidad siguiendo la periodicidad del valor de P3.
- $N_{\text{postes_P4}}$ = Número de postes periódicos PEC que caben en la antena a lo largo de la cuarta cavidad siguiendo la periodicidad del valor de P4.
- L_{smd} = Longitud de resistencia SMD de 50 ohmios.
- W_{smd} = Anchura de resistencia SMD de 50 ohmios.
- $L_{\text{smd_safe}}$ = Parche solapable para soldar la resistencia SMD.
- $L_{\text{carga_viahole}}$ = Tamaño del metal que rodea al viahole de la carga SMD.
- $L_{\text{carga_viahole_especial}}$ = Tamaño especial para el metal que rodea al viahole de la carga SMD que está junto al adaptador. El tamaño es diferente para que no se solape con algunos tamaños de la transición del taper SIW.

2.4.3. Explicación del funcionamiento del adaptador

Observando la figura de abajo, se puede ver cómo el alimentador consiste en una línea microstrip con un taper, que llega a un taper SIW mucho más ancho que la de la antena y se va estrechando hasta llegar a una anchura un poco mayor que la de la antena. Este diseño del alimentador está inspirado en el utilizado en [32]. Para conseguir una buena adaptación de la antena se deben optimizar correctamente las dimensiones del adaptador.

Para cada diseño se optimizan los parámetros principales del adaptador para conseguir los mejores resultados. Los parámetros del adaptador que afectan más a los resultados finales son la longitud del taper SIW del adaptador, de la anchura de este y del offset de la última fila de postes PEC a la salida del taper SIW ($L_{\text{taper_SIW}}$, $W_{\text{taper_SIW}}$ y $W_{\text{offset_feed}}$).

La idea es hacer que la onda se propague de la línea microstrip a la antena SIW LWA con las pérdidas y reflexiones mínimas.

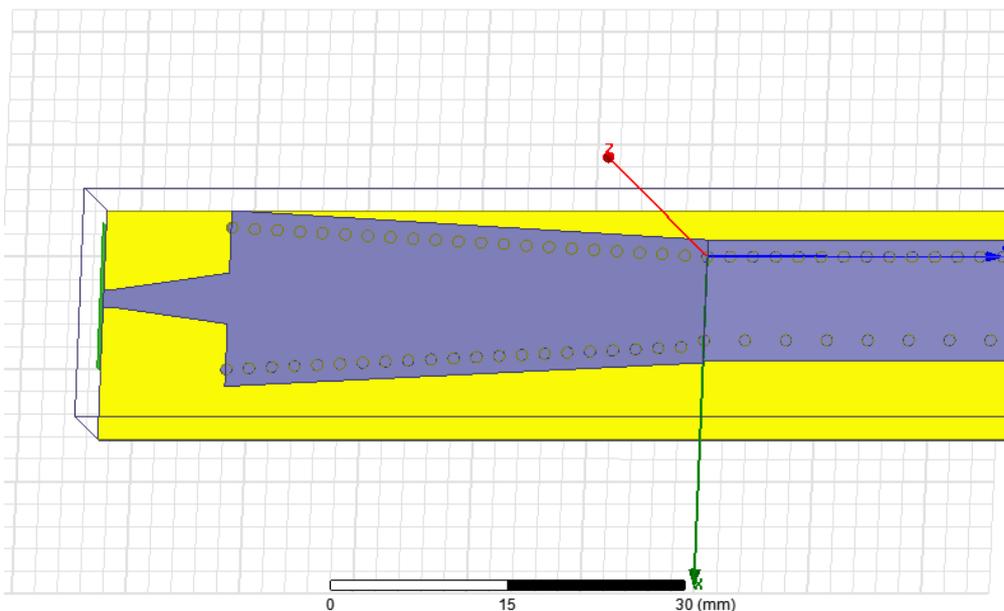


Figura 31: Adaptador para SIW LWA

$$Y_{taper} = \frac{W_{taper_{SIW}}^2 - (W1 + W0 + W1)}{2}$$

$$Y_{taper} = L_{taper_{SIW}}^2 + Y_{taper}^2$$

$$X_{taper} = \sqrt{L_{taper_{SIW}}^2 + Y_{taper}^2}$$

¿Y cuántos postes debemos hacer en cada lado del taper SIW?

$$N_{postes} = \frac{X_{taper}}{Px}$$

Siendo Px el periodo que queremos en los postes del taper SIW. Necesitamos que este número sea entero, por lo que truncamos en HFSS de la siguiente manera:

$$N_{postes} = \text{int}\left(\frac{X_{taper}}{Px}\right)$$

Como se explicó en 2.4.1.1, se necesita un vector para definir la fila de postes. Se ha fijado como referencia empezar por la parte izquierda del taper SIW, siendo los primeros postes los que están a los extremos de la W_{taper_SIW} .

Viendo la figura al principio de este apartado, se deduce que el vector de la fila de postes derecho tiene que ser (Los parámetros están explicados en 2.4.2):

Coordenada X: $-(W0 - W_{taper_SIW})/2 + W_{guard} + W_{offset_feed} / N_{postes}$

Coordenada Y: $(-L_{taper_SIW}) / N_{postes}$

Coordenada Z: 0

Y el vector de la fila de postes izquierdo es:

Coordenada X: $((W0 - W_{taper_SIW})/2 + W_{guard}) / N_{postes}$

Coordenada Y: $(-L_{taper_SIW}) / N_{postes}$

Coordenada Z: 0

En el caso del lado izquierdo se hacen Npostes, y en el caso derecho se hacen Npostes – 1, ya que este lado contiene el offset y el último poste PEC no hay que ponerlo.

Fijando todos estos parámetros nos permite cambiar de forma dinámica el diseño del taper SIW, ya que al cambiar la longitud, la anchura o el offset a la entrada de la antena, se recalculará automáticamente el resto de parámetros e inmediatamente se representará el nuevo diseño simulable en HFSS con la nueva fila de postes con el ángulo que le corresponda.

3. SIW LWA de orden 1

3.1 Introducción

Este PFC tiene como objetivo la simulación electromagnética de nuevos diseños de antenas de onda de fuga (leaky-wave antennas) en tecnología de guía integrada en substrato (SIW). Para ello se va a usar el software comercial HFSS, en el que hay que generar de manera eficiente modelos tridimensionales de dichas antenas, para proceder a la obtención de su respuesta electromagnética simulada. Por último se pretende realizar una optimización de dichos diseños para que la adaptación, eficiencia de radiación y diagramas de radiación de estos diseños sean satisfactorios.

En este apartado se detalla el que será el diseño de referencia en este proyecto y del que partirán los siguientes diseños para mejorar diferentes aspectos de este tipo de antena.

En esta fase se han creado diferentes diseños de adaptadores a los que se le han ido introduciendo sucesivas mejoras para ir mejorando los resultados. En esta memoria solo se incluye el adaptador final que obtuvo mejores resultados.

Los diseños están hechos para que la antena radie a 15 GHz con un ángulo de apuntamiento a 30°. Los cálculos teóricos están hechos en el TFM detallado en [31].

Como ya se ha mencionado, la longitud de la antena será de $L_A = 8\lambda_0 = 16\text{cm}$ a 15GHz y el substrato utilizado tiene una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$, un espesor $h = 0.508\text{mm}$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0009$.

3.2 Diseño

En este apartado se detalla la generación de modelos tridimensionales de una antena SIW LWA de primer orden usando el software comercial HFSS.

Los pasos a realizar en este sentido han sido los siguientes:

- 1) Generación de un modelo paramétrico en 3D como el explicado en el apartado 2.4.1.
- 2) Optimización de dichas antenas para obtener resultados satisfactorios en las simulaciones.
- 3) Obtención de gráficas y datos de interés.

- 4) Comparación entre los resultados de HFSS y las especificaciones previstas para dichos diseños.
- 5) Sacar conclusiones.
- 6) Valoración de los resultados y posibles alternativas.

Esta fase comienza con la parametrización de la antena de orden 1, y se ha diseñado un adaptador a la entrada y a la salida como se ha explicado en el anterior apartado 2.4.1.

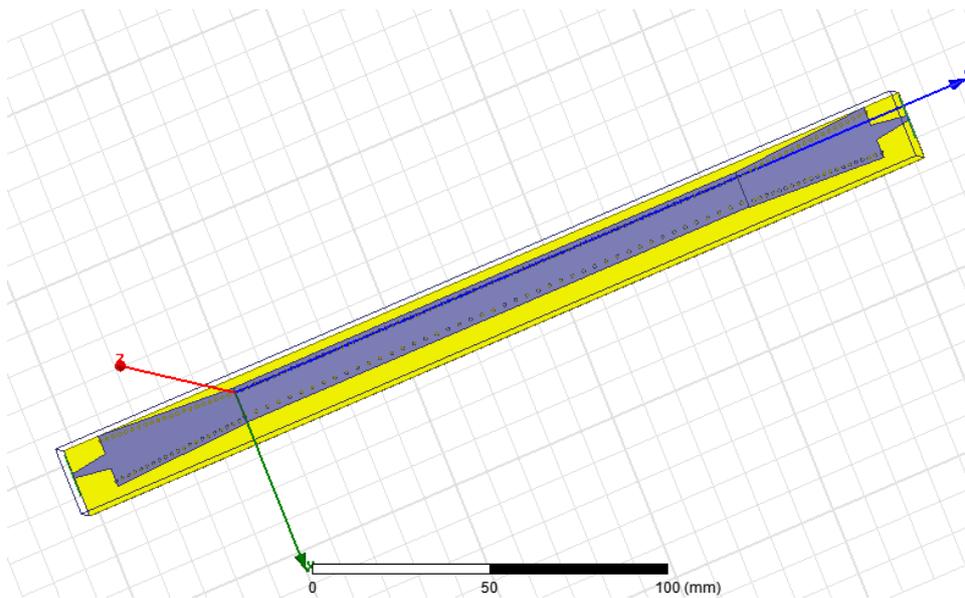


Figura 33: antena leaky-wave de orden 1 con adaptador

En todos los diseños (tanto para antenas de primer orden como para las de orden superior) la longitud de la antena es de 160 mm. A continuación se detalla los valores relevantes de los diferentes parámetros que han dado los resultados óptimos de este diseño:

| Parámetro | Valor | Parámetro | Valor |
|---------------|--------|-------------|-----------|
| P0 | 2 mm | W0 | 7.43 mm |
| P1 | 3.6 mm | W1 | 1.8 mm |
| W_offset_feed | 0.5 mm | Lmicrostrip | 1 mm |
| Ltaper_SIW | 42 mm | Wtaper_SIW | 12.631 mm |

| | | | |
|------------------|-----------|-----------------|---------|
| Wmicrostrip | 1.6181 mm | L_smd | 2 mm |
| Ltaper | 10 mm | L_smd_safe | 0.4 mm |
| W_safe_taper_SIW | 1.8 mm | W_smd | 1.25 mm |
| d_viahole | 1 mm | L_carga_viahole | 3 mm |

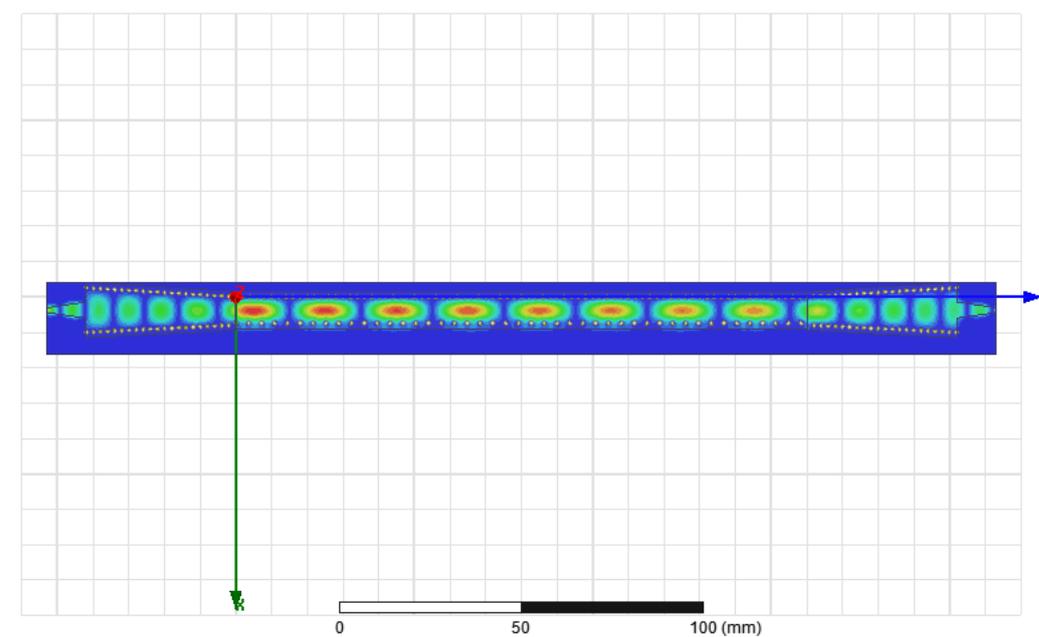


Figura 34: Campos SIW LWA de orden 1 con adaptador

Se puede observar como la energía es guiada correctamente y se observa como una parte se radia por un extremo de la antena, y la otra parte llega al adaptador y puerto situado al otro extremo de la antena.

Como se ve en los campos, la eficiencia es pequeña ya que se observa que los campos llegan al puerto 2 y hay una gran parte de la energía que no se radia.

3.3 Adaptación

En este apartado se verá el comportamiento de la antena SIW LWA de primer orden cuando se le introduce el adaptador diseñado para este proyecto.

Primero se simula la antena SIW LWA de primer orden con pérdidas pero sin el adaptador, y el resultado es el que muestra la figura siguiente.

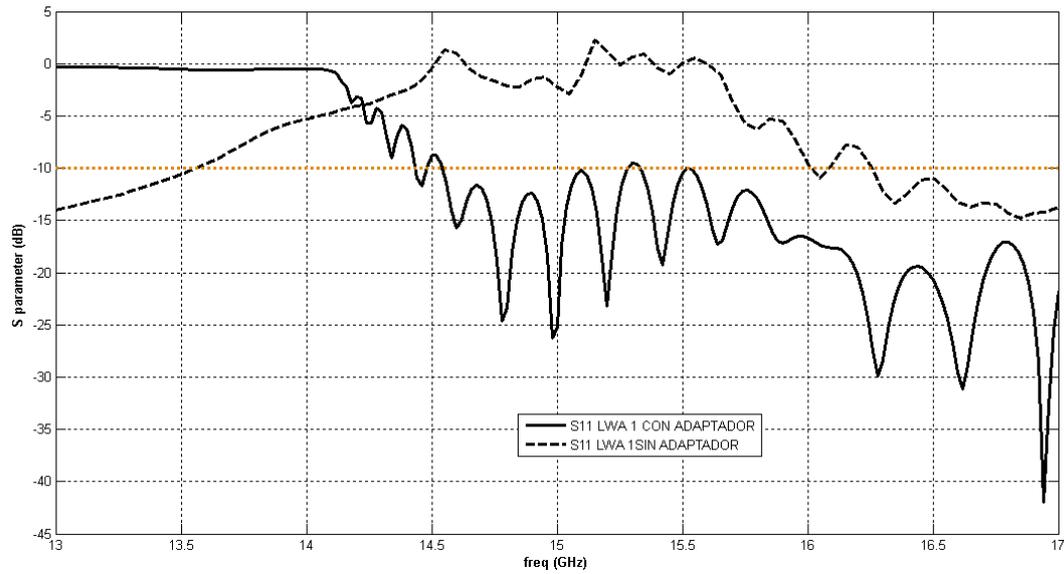


Figura 35: Parámetros S antena SIW LWA de orden 1 sin adaptador

Como se observa la antena está completamente desadaptada (como se observa en la gráfica con trazado discontinua), como se esperaba. A continuación a la antena se le introduce el adaptador explicado en el apartado 2.4.3 y el resultado se muestra en la siguiente figura.

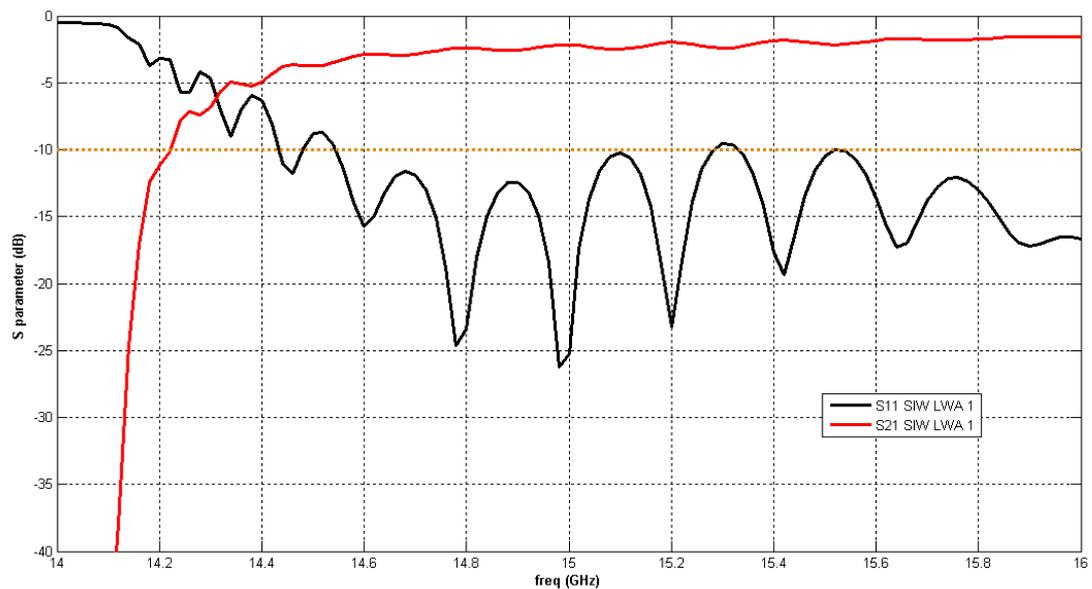


Figura 36: Parámetros S antena SIW LWA de orden 1 con adaptador

Como se puede observar, el parámetro S11 está representado en negro y analizando la gráfica se concluye que la antena está bien adaptada a partir de 14.4 GHz en adelante.

El parámetro S21 está representado en rojo, y se hace muy bajo en frecuencias cercanas a 14 GHz porque a esa frecuencia la antena está al corte. En esta antena la eficiencia de radiación es baja debido a que el espesor del sustrato es fino, se ha diseñado así porque las

antenas de orden superior conviene diseñarlas con sustratos finos ya que la tasa de radiación se eleva para sustratos gruesos debido a los acoplos y nos interesa controlar dicha tasa para iluminar bien la antena, si es demasiado alta α , la antena radia con baja eficiencia de apertura.

3.4 Diagrama de radiación en plano H

En este apartado se puede ver cómo el lóbulo escanea el espacio con la frecuencia, la figura de abajo muestra los diagramas de radiación en el plano H para diferentes frecuencias.

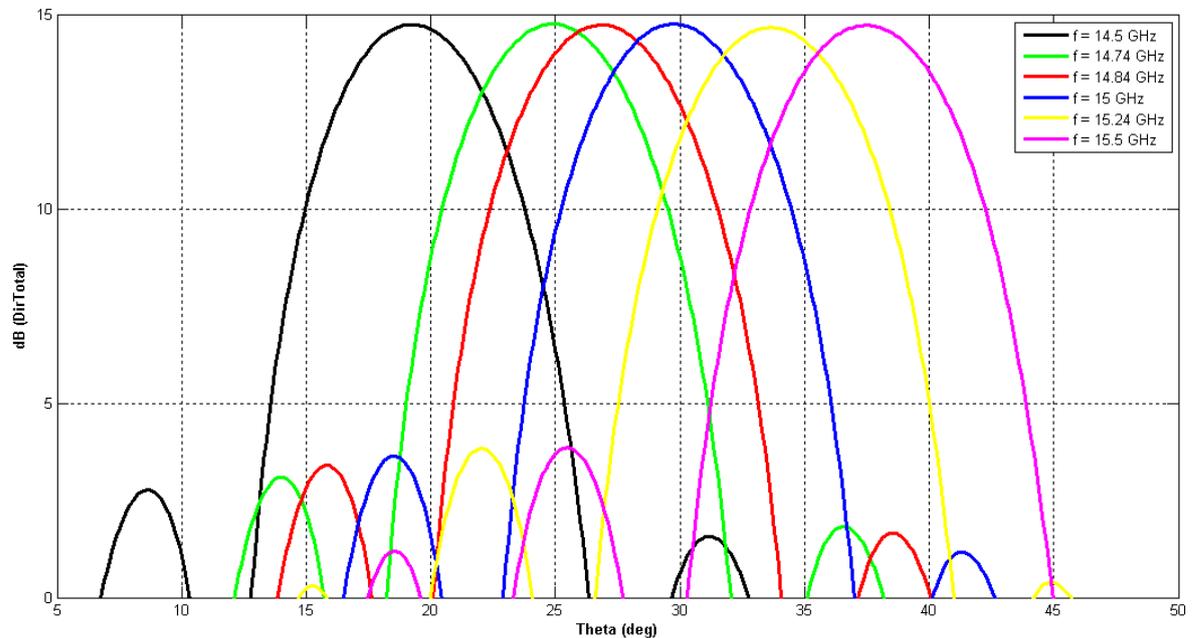


Figura 37: Diagrama de radiación en plano H de antena SIW LWA de orden 1 a diferentes frecuencias

Se ve cómo existe un lóbulo de radiación que, conforme se aumenta la frecuencia de alimentación de la antena, va apuntado a ángulos de escaneo mayores. El lóbulo se hace máximo en la frecuencia y ángulo que hemos diseñado, en este caso a la frecuencia de 15 GHz y a un ángulo de 30° , donde hay un máximo de directividad.

3.5 Directividad y ganancia a 30 grados

Es este apartado se analizará las gráficas de directividad y ganancia de la antena SIW LWA de primer orden con nuestro diseño y adaptador. A continuación se ven los resultados nominales tanto de la ganancia como de la directividad:

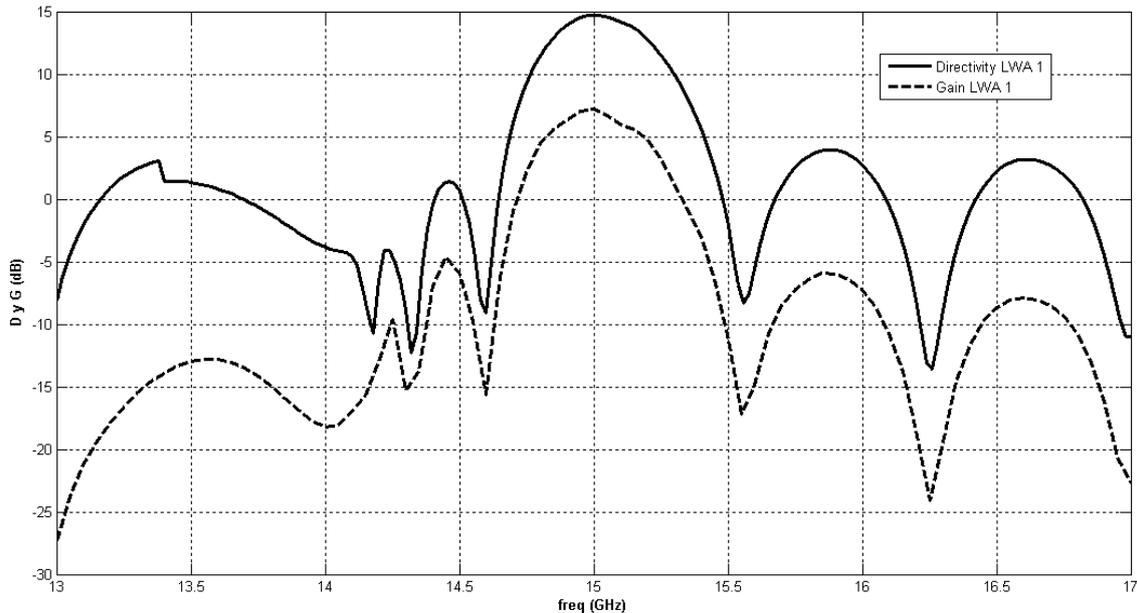


Figura 38: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 1

Se observa que el valor máximo de la ganancia ocurre a 15 GHz y vale 14.7392 dB, y la ganancia para esta misma frecuencia vale 7.2161 dB. La diferencia de magnitud entre directividad y ganancia se mantiene para todas las frecuencias y se debe a la poca eficiencia de la antena en este primer tipo. El decaimiento de la eficiencia con la frecuencia es un fenómeno típico de las antenas leaky.

Hay un lóbulo principal en el que se concentra toda la energía. Esto era lo que esperábamos en el diseño de la antena SIW LWA de primer orden, y veremos como aparecerán más lóbulos principales en las siguientes simulaciones para antenas de orden superior.

Los parámetros se han diseñado para que teóricamente los máximos recaigan a 15 GHz, aunque cabe decir que entre los diseños teóricos originales y los simulados hay un desfase en frecuencia, los simulados suelen bajar un poco en frecuencia a lo que se esperaba de los resultados teóricos, por lo que se ha tenido en cuenta para realizar los estudios teóricos a un poco más de frecuencia para compensar este efecto.

A continuación se expone la gráfica de directividad normalizada.

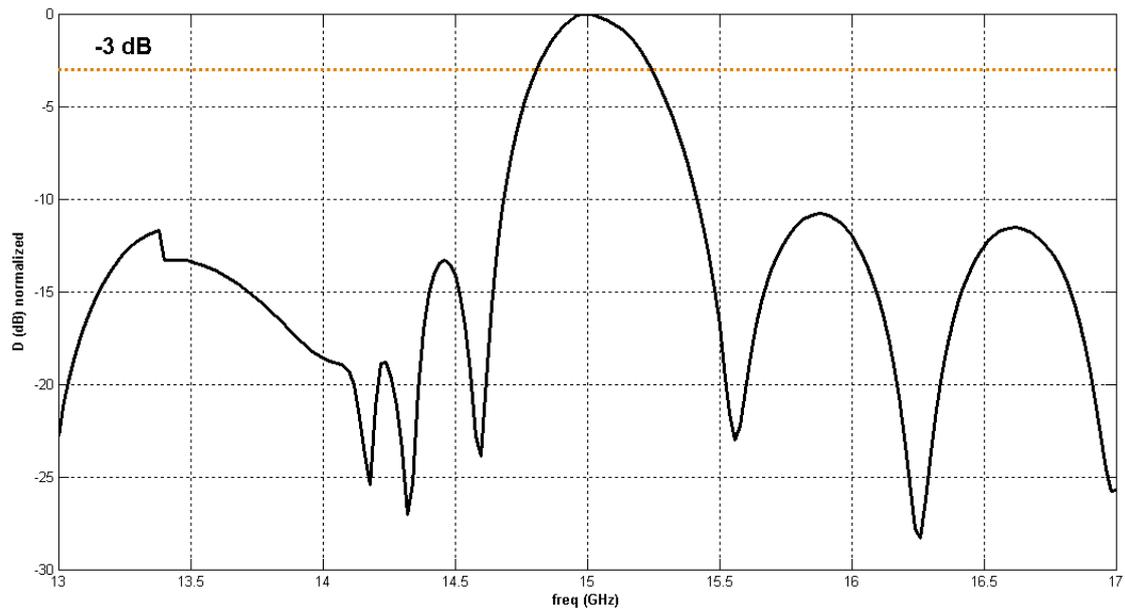


Figura 39: Directividad Normalizada de antena SIW LWA de orden 1

Se explicó el Scanning Pattern Bandwidth en el apartado 1.1.4 de esta memoria, y para este caso, se observa en la gráfica de directividad normalizada que es en el intervalo [14.81 , 15.24] GHz cuando la directividad se mantiene por encima de -3dB, por lo que nos da un ancho de banda $\Delta\theta_{-3dB}(f) = 430 \text{ MHz}$.

Se puede variar el ángulo de apuntado de este primer lóbulo variando la anchura de la primera cavidad de la antena como se verá a continuación. Al estrechar la primera cavidad, se aumenta un poco en frecuencia los resultados. Se hace para centrar los resultados y el ancho de banda con los posteriores diseños del estudio.

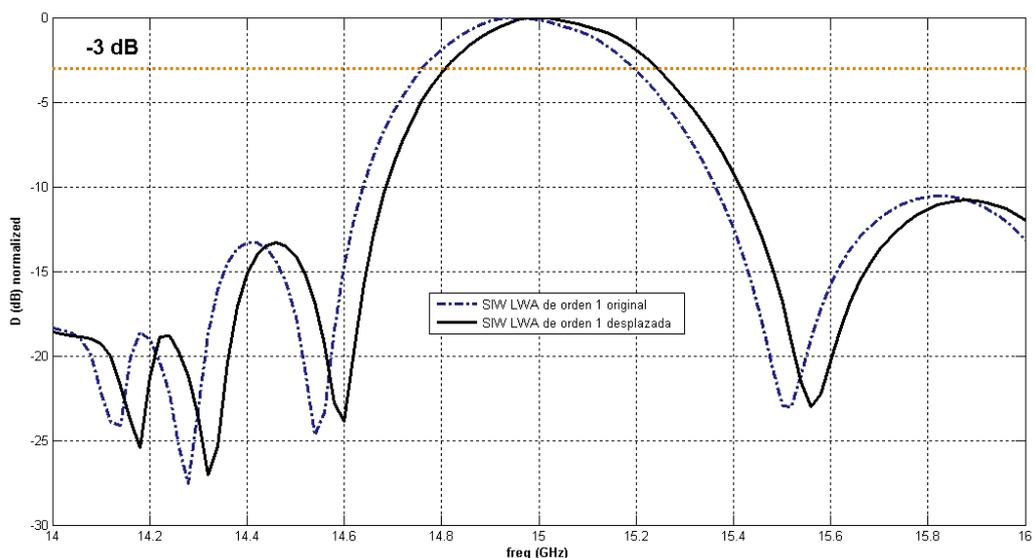


Figura 40: Desplazamiento Directividad Normalizada de antena SIW LWA de orden 1

3.6 Representación diagramas de radiación en 3D

A continuación se muestran los diagramas de radiación en 3D para la antena SIW LWA de primer orden.

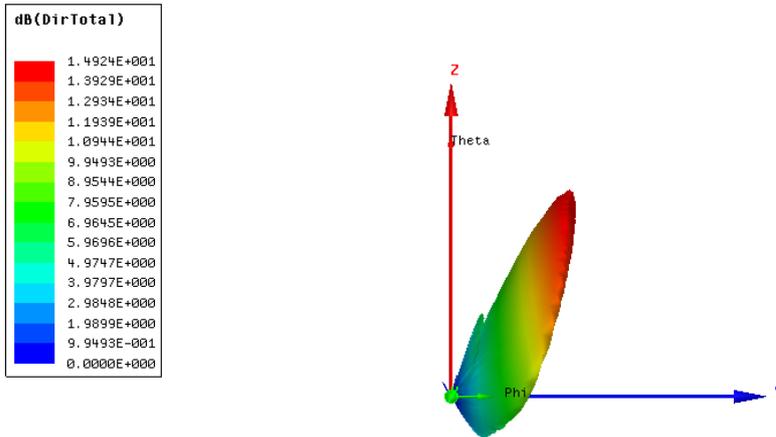


Figura 41: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 1

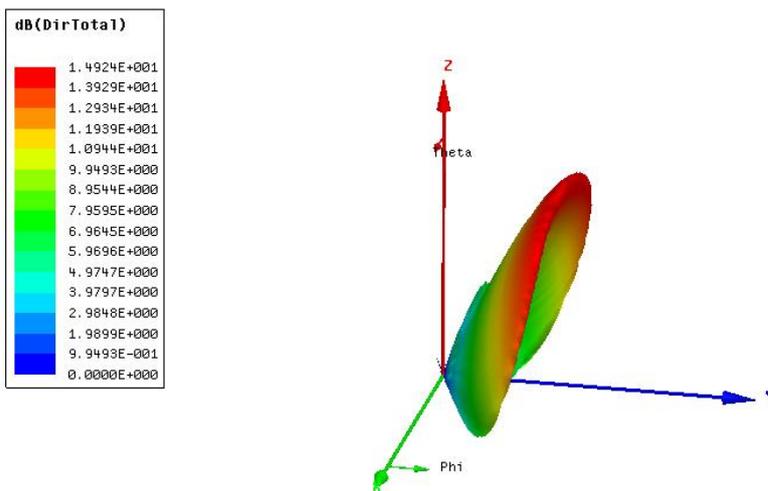


Figura 42: Diagrama de radiación en 3D de perfil para antena SIW LWA de orden 1

En este caso se observa como hay un lóbulo principal de radiación. Si se ve en animación se observa como al ir aumentando la frecuencia de escaneo va variando el ángulo de apuntado del lóbulo principal, en 15 GHz coincide con 30 grados.

3.7 Conclusiones

La antena de orden uno presentada se ajusta a los valores teóricos esperados.

El estudio de este apartado nos ha permitido tener un caso práctico que sirve como referencia inicial en HFSS, marca una guía para los siguientes diseños y muestra unos resultados prácticos iniciales que nos servirán como referencia para mejorar los diferentes apartados de la antena.

Se ha podido obtener un Pattern Bandwidth lo suficientemente bueno para que el Impedance Bandwidth dado por la antena sea válido completamente.

Como aspectos a mejorar de la antena de orden 1 sería la eficiencia de la antena, que debido a la elección de un sustrato fino que nos beneficie para diseños de orden superior se ha sacrificado unos mejores resultados en este apartado, como se observa claramente en las gráficas de ganancia cuando se comparan con las de la ganancia.

4 SIW LWA de orden 2

4.1 Introducción

En este apartado se explicará el diseño de diferentes antenas SIW LWA en los que se ha modificado diferentes parámetros de diseño para obtener tres diseños con marcados resultados.

Se explicará el origen de cada diseño teórico, su realización en HFSS y después se analizarán y se compararán los resultados entre diferentes tipos.

4.2 Diferentes diseños

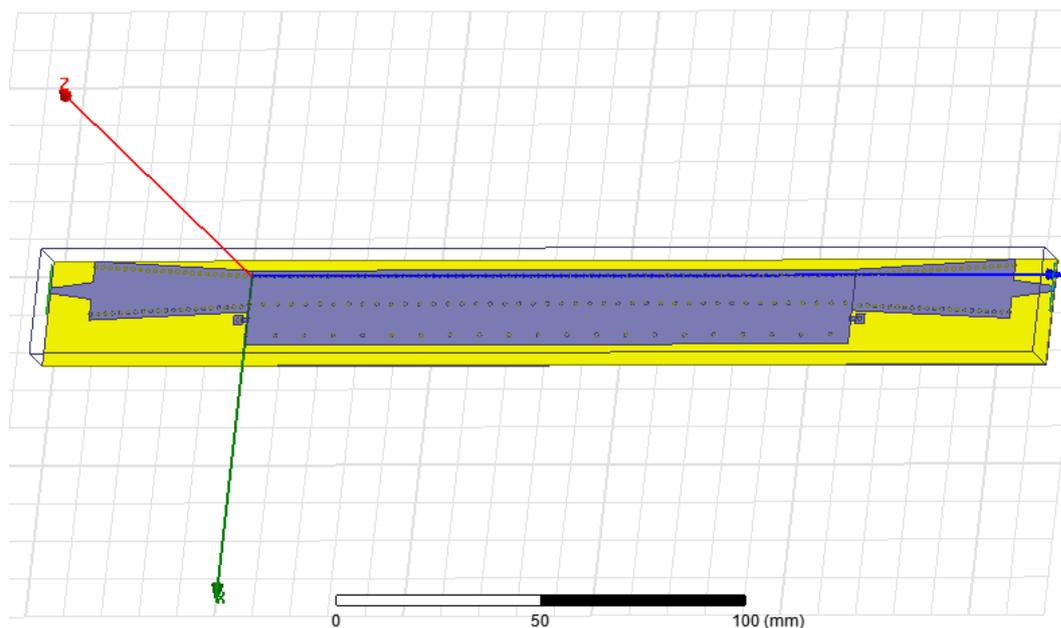


Figura 43: Antena SIW LWA de orden 2

El aspecto de la antena es el que se muestra en la figura de arriba, y se han variado y optimizado los valores de diferentes partes del diseño para alcanzar los resultados que se detallarán más adelante.

En este caso a la antena se le ha añadido en los extremos de la antena que no tienen adaptador unas resistencias de carga de 50Ω para mejorar la adaptación a la entrada y salida de la antena.

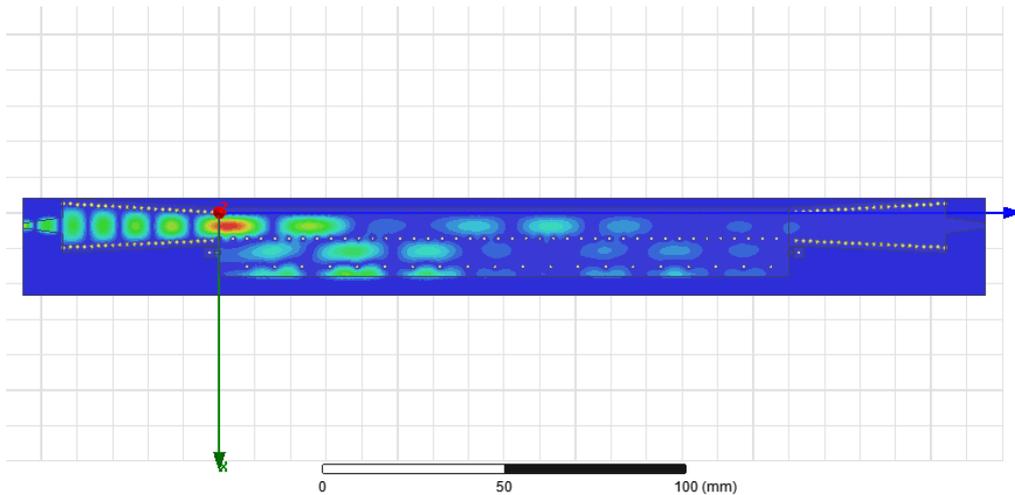


Figura 44: Campos SIW LWA de orden 2 con adaptador

Se puede observar como la energía es guiada correctamente y se propaga por las dos cavidades, radiando por el extremo inferior de la figura de arriba. Como se ve en los campos, la eficiencia es alta ya que se observa que los campos casi no llegan al puerto 2 y una gran parte de la energía se radia.

Tanto la longitud de la antena como el espesor del sustrato se mantienen para todos los diseños con los mismos datos que los de la antena de orden 1, la longitud de la antena es $L_A=8\lambda_0=16\text{cm}$ a 15GHz y el sustrato utilizado tiene una constante dieléctrica $\epsilon_r=2.2$, un espesor $h=0.508\text{mm}$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta=0.0009$.

A continuación se detallará la diferencia entre los diseños de orden 2, basándonos en el trabajo de Miguel Poveda [31], se han diseñado tres escenarios con diferentes características. En su trabajo se realiza el diseño teórico de antenas leaky planas, directivas y de banda ancha usando cavidades acopladas mediante guías de onda integradas en sustrato (SIW). Su método de diseño está basado en teoría de filtros, mediante la optimización de la red transversal equivalente (TEN) correspondiente, de modo que una condición de ángulo constante de escaneo se cumple para una ancha banda de frecuencias.

A continuación se muestra el coeficiente de reflexión ρ_{FP} de SIW LWA de orden $N=2$ junto con función de fase objetivo $\Psi_{GOAL}(f)$. Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM. Se observa cómo ahora la fase a la derecha Ψ_{FP} sí que es positiva y sigue a la fase objetivo Ψ_{GOAL} en un rango de frecuencias (no en un solo punto como en el caso de la SIW LWA de orden $N=1$). La diferencia entre los diseños es la separación de los ceros en la función de error $\Delta\Psi$, en otras palabras, los puntos donde $\Psi_R(f) = \Psi_{GOAL}(f)$.

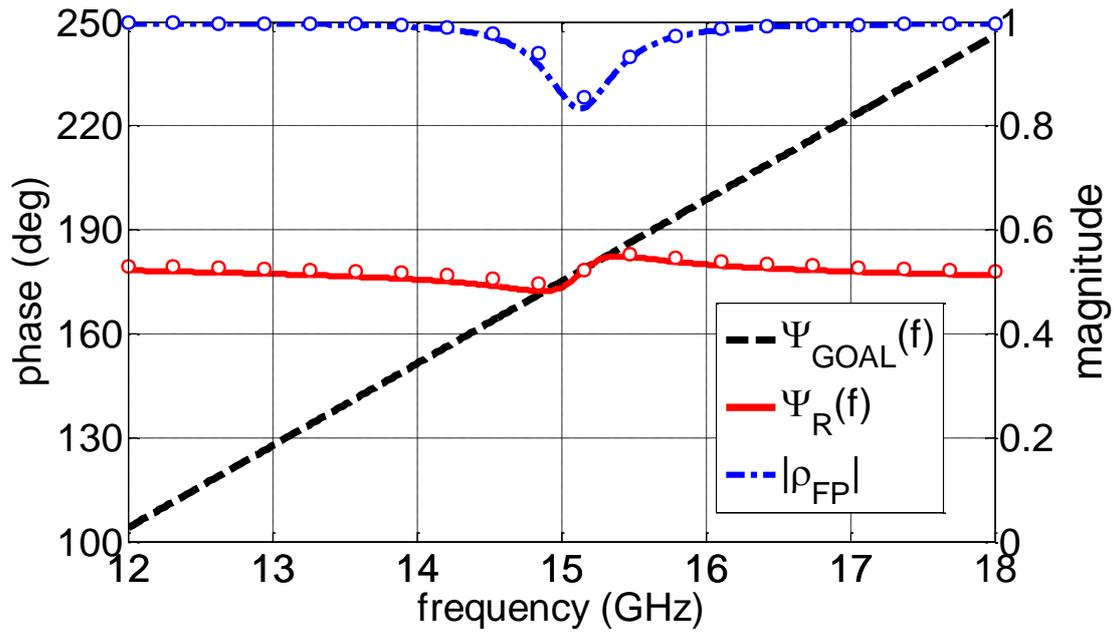


Figura 45: Coeficiente de reflexión ρ_{FP} de SIW LWA de orden $N=2a$ junto con función de fase objetivo $\Psi_{GOAL}(f)$. Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM.

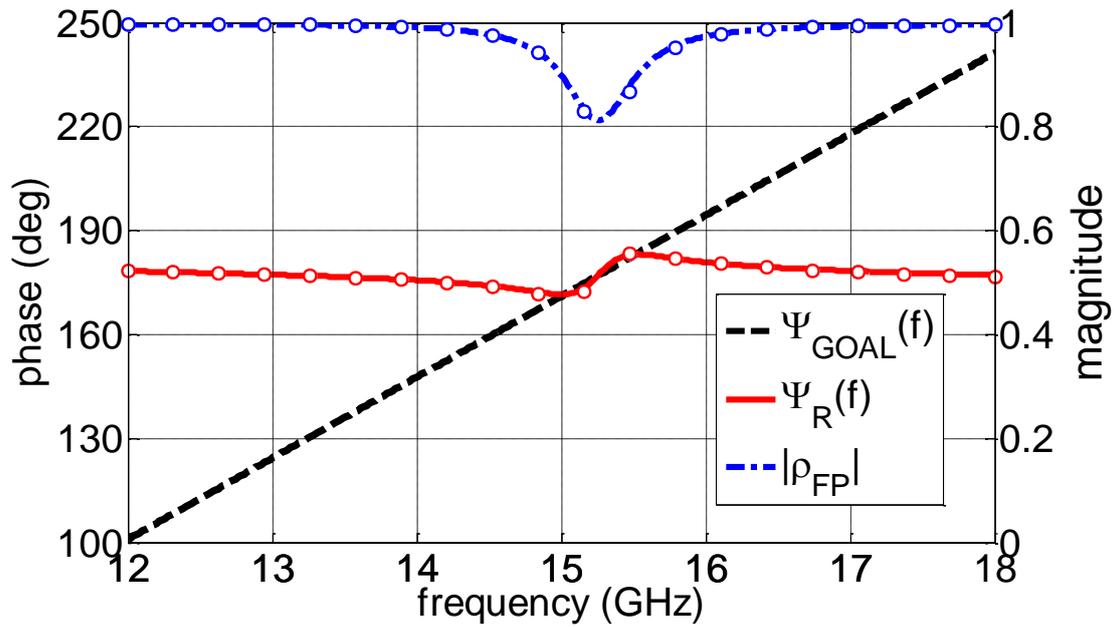


Figura 46: Coeficiente de reflexión ρ_{FP} de SIW LWA de orden $N=2b$ junto con función de fase objetivo $\Psi_{GOAL}(f)$. Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM.

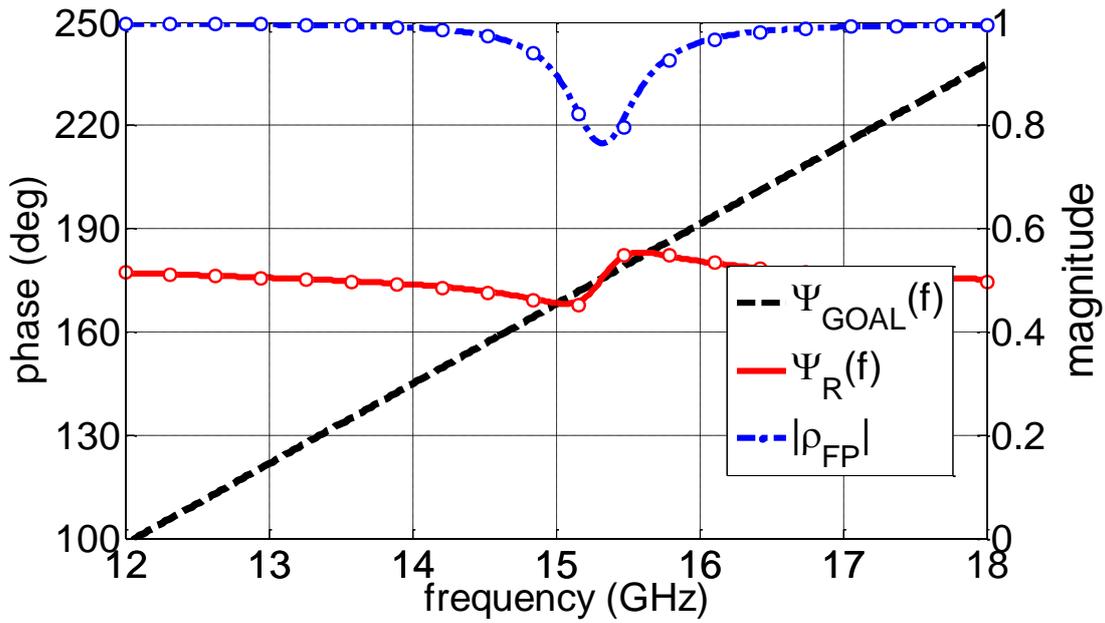


Figura 47: Coeficiente de reflexión ρ_{FP} de SIW LWA de orden $N=2c$ junto con función de fase objetivo $\Psi_{GOAL}(f)$. Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM.

Para poder ver mejor la diferencia entre los tres diseños se puede representar esa función de error $\Delta\Psi$, ya que comparar las fases a la derecha Ψ_{FP} directamente no es conveniente debido a que la función de fase objetivo es diferente en cada diseño. La siguiente figura muestra este error de fase con los datos calculados con el MoM.

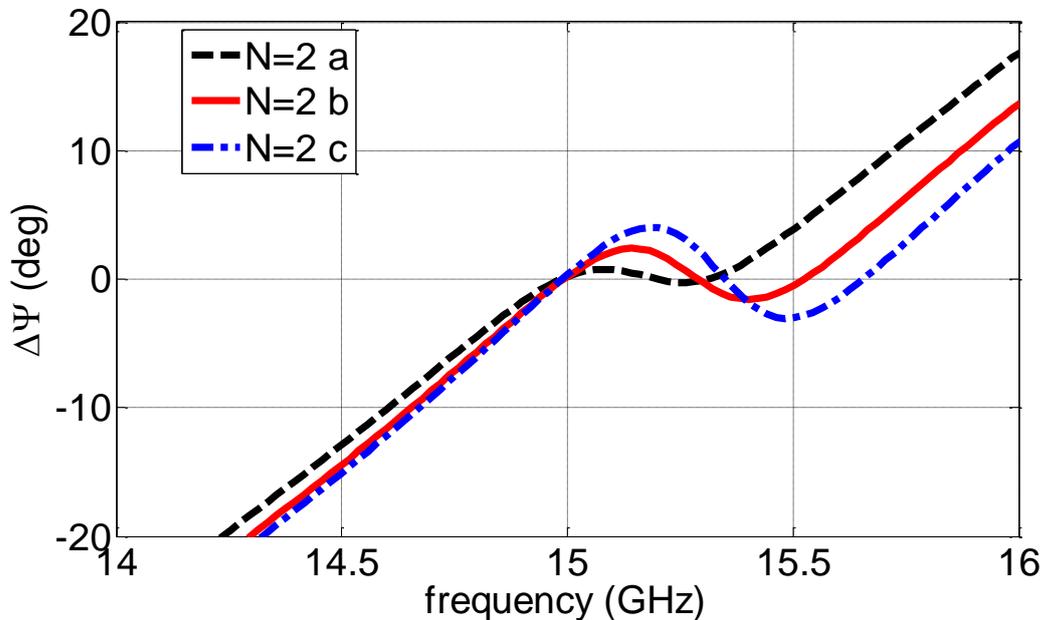


Figura 48: Error de fase $\Delta\Psi$ de los tres diseños de SIW LWA de orden $N=2$.

Se observa que conforme se separan los ceros de la función de error de fase, el ancho de banda se aumenta, pero hay más inestabilidad, teniendo un mayor error en la banda de

frecuencias deseada (entre los ceros más externos). En los apartados siguientes se mostrará cómo afecta esto a los resultados finales de SPBW.

Al igual que en el caso de la antena SIW LWA de orden 1, se puede obtener la dispersión de estas antenas con los coeficientes de reflexión calculados en la optimización. Estos resultados se muestran en la siguiente figura. Tras esa se muestra el ángulo de radiación obtenido para poder verlo mejor.

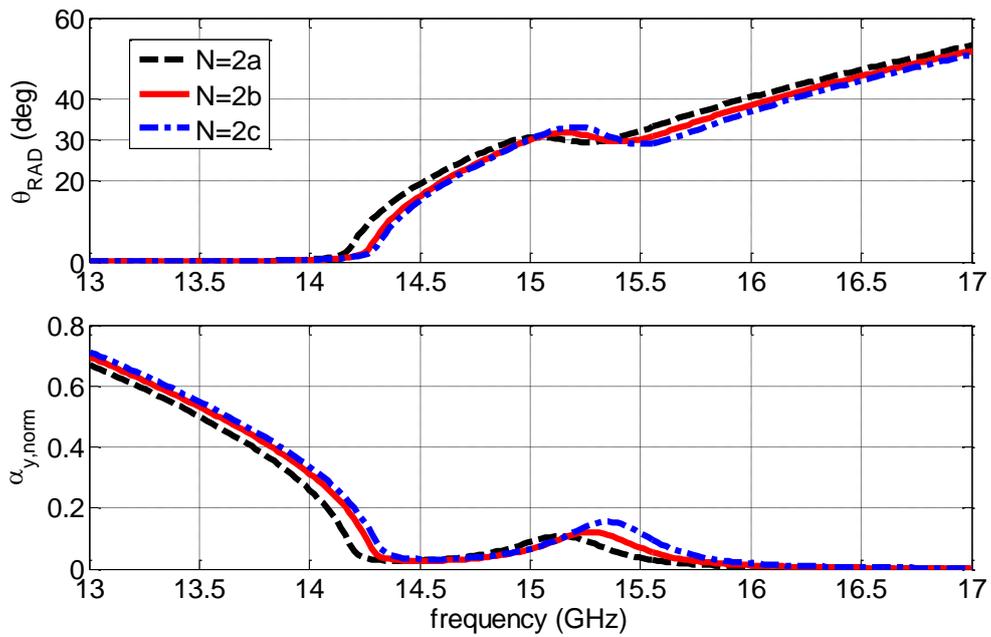


Figura 49: Dispersión de los tres diseños de SIW LWA de orden $N=2$.

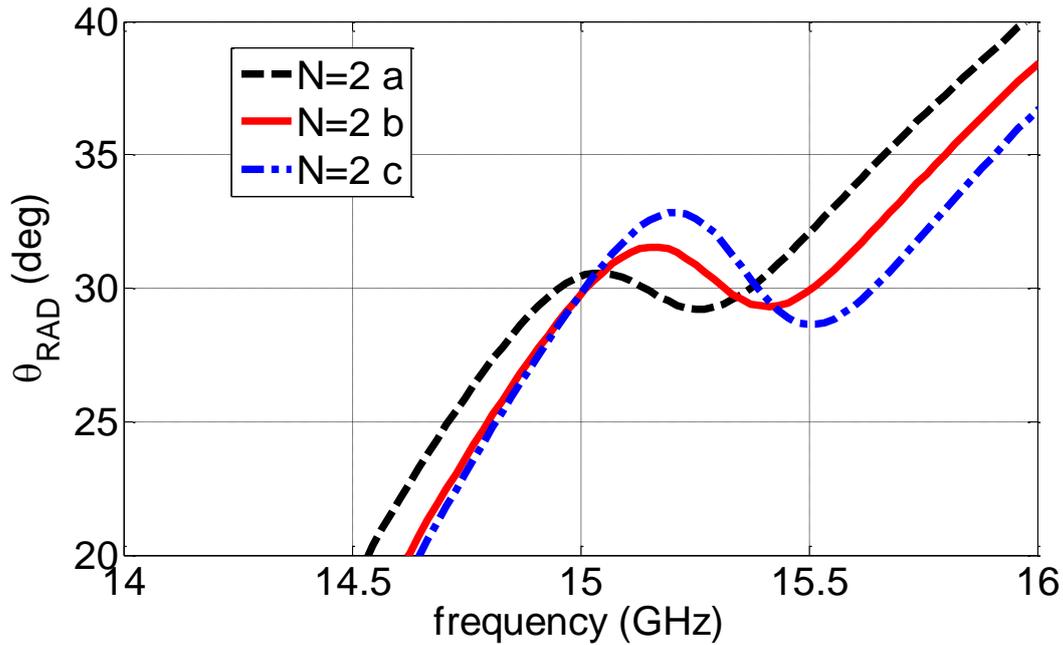


Figura 50: Ángulo de radiación θ_{RAD} de los tres diseños de SIW LWA de orden 2.

Como se puede ver, el primer diseño es más estable en torno a 30° que los otros, pero su ancho de banda es menor, entendido cualitativamente como la banda de frecuencias en la cual el ángulo de radiación está alrededor de 30° .

El hecho de que los diseños no se centren en 15GHz, sino que aumenten su ancho de banda en frecuencias mayores es debido a que se pueda conseguir un mejor Scanning Pattern Bandwidth.

De aquí en adelante, debido a lo que se ve en la anterior figura, al diseño N=2a se le llamará SIW LWA Orden 2 con ceros juntos, al N=2b SIW LWA Orden 2 con ceros intermedios, y al diseño de N=2c se le llamará SIW LWA Orden 2 con ceros muy separados.

4.3 Resultados

4.3.1 SIW LWA Orden 2 con ceros juntos

4.3.1.1 Diseño

Se abordará un diseño en el que nos saldrán dos lóbulos en directividad y ganancia, y en este caso buscamos que los ambos lóbulos estén juntos para analizar los resultados de ganancia y directividad.

Se han hecho diferentes simulaciones paramétricas de la longitud del taper SIW del adaptador, de la anchura de este y del offset de la última fila de postes PEC a la salida del taper SIW ($L_{\text{taper_SIW}}$, $W_{\text{taper_SIW}}$ y $W_{\text{offset_feed}}$). Se ha buscado encontrar la solución óptima que nos ofrezca las mejores condiciones de adaptación de la antena y maximice los resultados.

En este diseño, como se ha comentado arriba en la introducción, a la antena también se le han colocado unas resistencias de carga de 50Ω para mejorar la adaptación y evitar reflexiones que empeoren los resultados.

Las dimensiones optimizadas y relevantes tanto para la antena como para el alimentador son las siguientes:

| Parámetro | Valor | Parámetro | Valor |
|------------------|------------|-----------------|------------|
| P0 | 2 mm | W0 | 7.372 mm |
| P1 | 3.6 mm | W1 | 8.27 mm |
| P2 | 7.75086 mm | W2 | 2.52 mm |
| W_offset_feed | 0.6 mm | Lmicrostrip | 1 mm |
| Ltaper_SIW | 42 mm | Wtaper_SIW | 15.5324 mm |
| Wmicrostrip | 1.6181 mm | L_smd | 2 mm |
| Ltaper | 10 mm | L_smd_safe | 0.4 mm |
| W_safe_taper_SIW | 1.8 mm | W_smd | 1.25 mm |
| d_viahole | 1 mm | L_carga_viahole | 5 mm |

4.3.1.2 Adaptación

En este apartado se verá el comportamiento de la antena SIW LWA de segundo orden cuando se le introduce el adaptador diseñado para este proyecto y las cargas adaptadas en la antena.

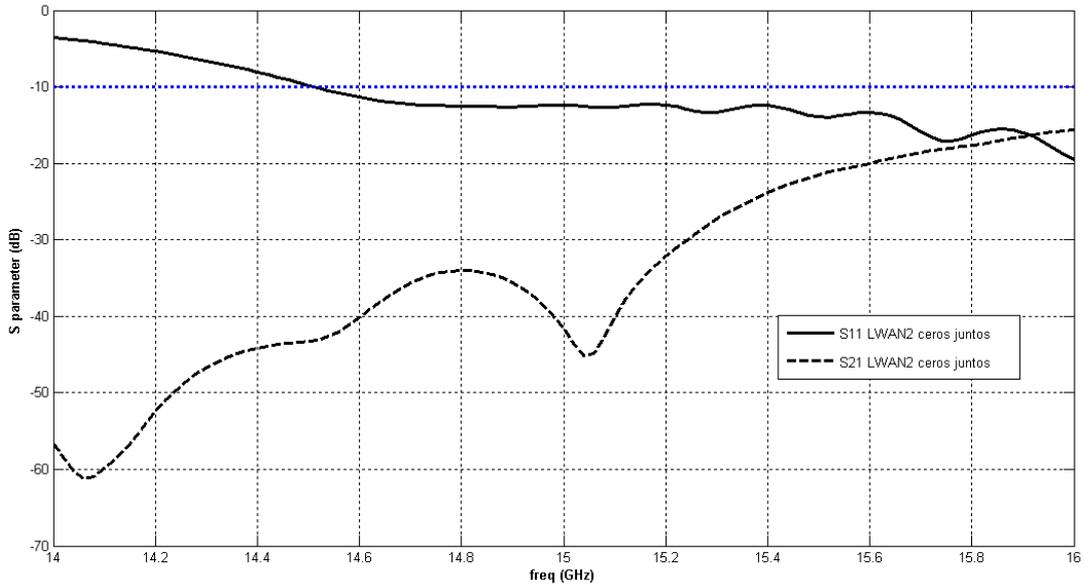


Figura 51: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 con adaptador y ceros juntos

Se puede observar como el Impedance Bandwidth empieza en 14.64 GHz y se extiende a más de 16 GHz.

En los diseños de las antenas de orden 2, debido a que la frecuencia a las que estaba adaptada cada antena es superior a lo que estaba la antena de orden 1, se ha hecho un diseño de cada una de las antenas de orden 2 aumentándolas en frecuencias como se explicó en 2.5. Gracias a esto se ha conseguido que el Pattern Bandwidth que se explicará más adelante esté completamente introducido en la banda del Impedance Bandwidth.

En este caso se observa un parámetro S21 muy bajo, esto indica que se ha mejorado la eficiencia con respecto a la antena de primer orden y como se verá más adelante, tendrá un buen valor de eficiencia.

Al principio del estudio de la adaptación de las antenas de orden 2, solo se ponía un adaptador en cada extremo de la primera cavidad de la antena (W0). A la antena se le implementó cargas de 50Ω en cada uno de los extremos de las otras cavidades para evitar pérdidas por reflexiones, y como se observa en la siguiente figura, se mejoró la adaptación en uno de los primeros diseños y después se fue empleando en los sucesivos.

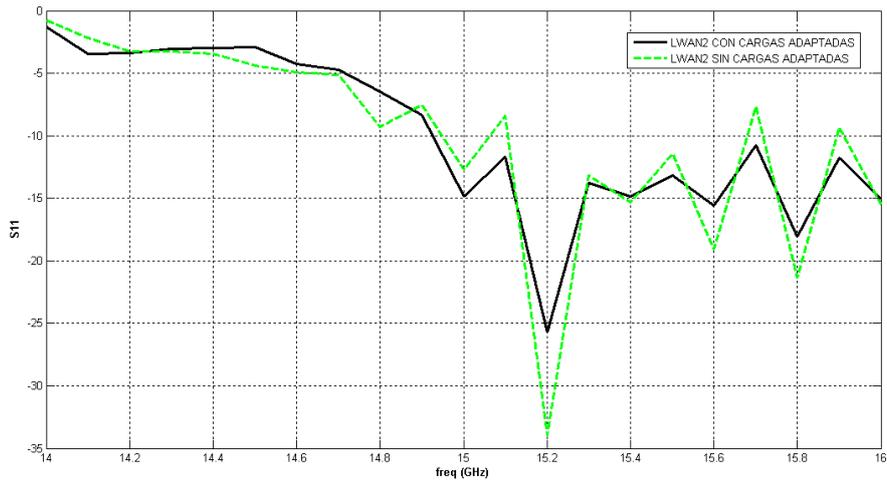


Figura 52: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 con cargas y sin cargas SMD

4.3.1.3 Diagrama de radiación en plano H

En este apartado se puede ver cómo el lóbulo escanea el espacio con la frecuencia, la figura de abajo muestra los diagramas de radiación en el plano H para diferentes frecuencias.

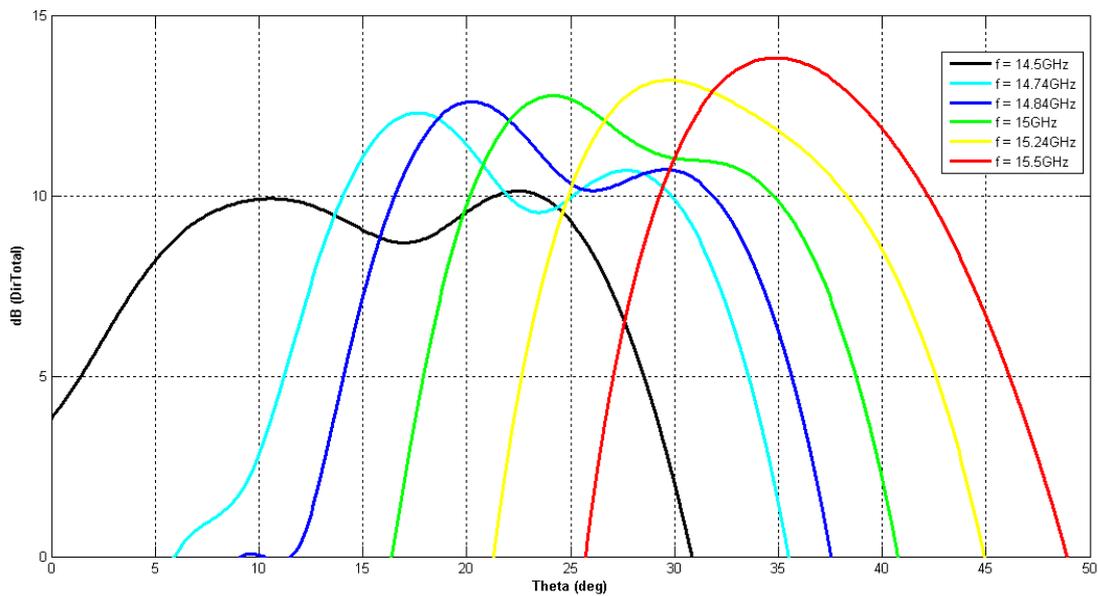


Figura 53: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden 2 con ceros muy juntos

En esta gráfica se ve como conforme vamos aumentando progresivamente en frecuencia ambos lóbulos se van acercando. Este diseño se ha realizado para que ambos lóbulos estén muy cerca, como se puede observar a 15 GHz. El primer lóbulo (el que está más a la derecha) va buscando ángulos en elevación a menores frecuencias que el segundo (el que está más a la izquierda), pero el segundo alcanza al primero a frecuencias altas.

En este apartado se da explicación de por qué en los resultados del apartado siguiente de Directividad y Ganancia aparecerá un valle.

4.3.1.4 Directividad y ganancia a 30 grados

En este apartado se explicará las gráficas de directividad y ganancia sin normalizar y normalizadas para un ángulo de apuntamiento de 30 grados.

Empecemos por las gráficas sin normalizar.

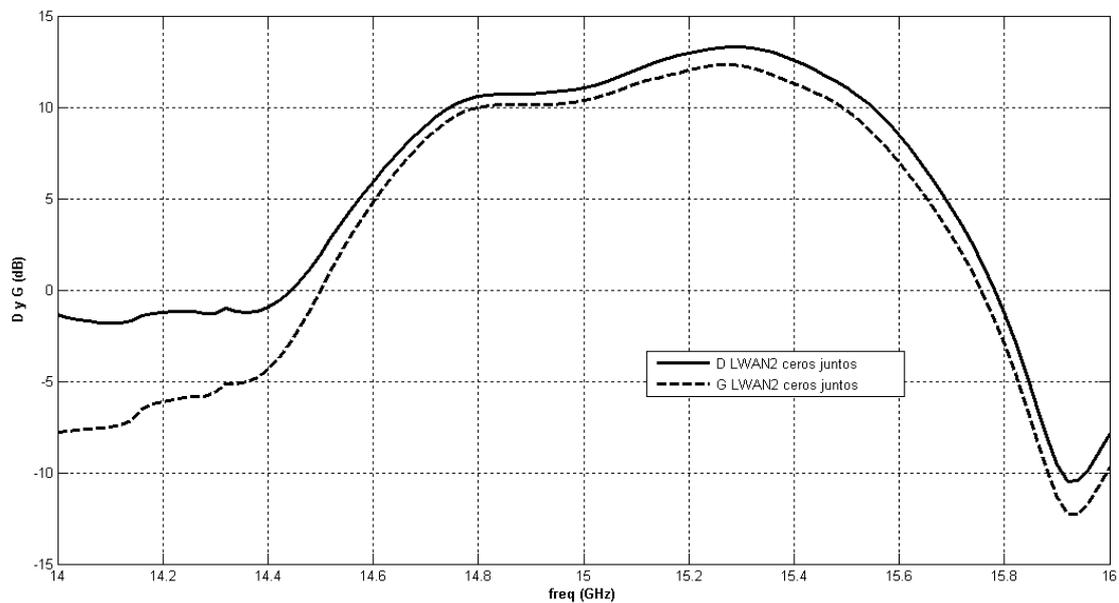


Figura 54: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos

Como se puede observar, hay claramente dos lóbulos principales con una parte que se solapa. Tiene un máximo de directividad de 13.3 dB a la frecuencia de 15.28 GHz, que coincide con la frecuencia a la que la ganancia vale 12.35 dB y se hace máxima también.

Los valores máximos de ganancia y directividad son menores que los que obtuvimos para la antena de orden 1, como esperábamos que saliera, ya que como se verá a continuación aumentamos el ancho de banda de la antena.

A partir de este diseño, se intentarán hacer diseños posteriores en los que estos dos lóbulos estén más separados.

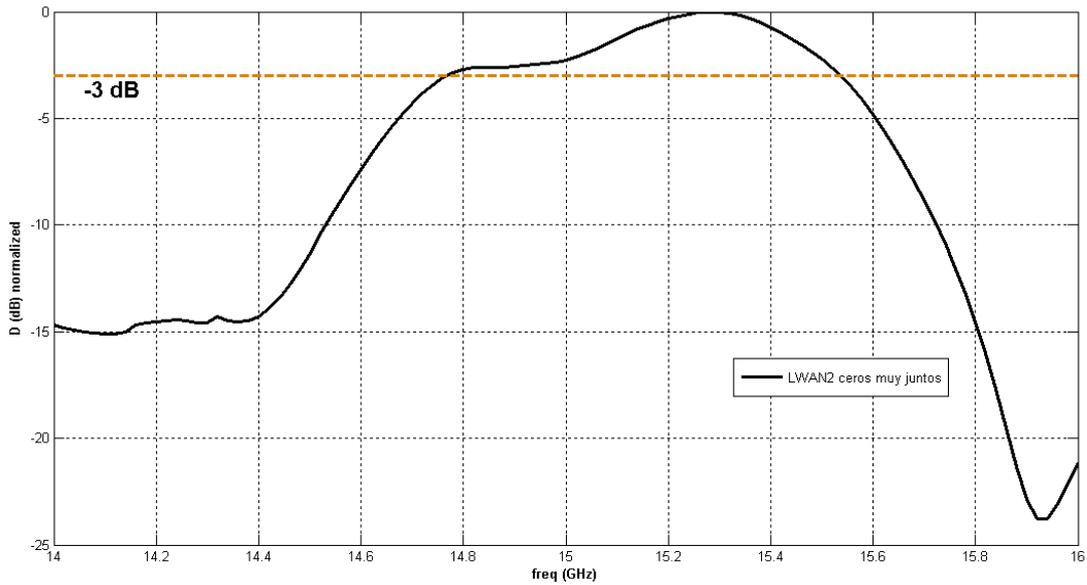


Figura 55: Directividad Normalizada de antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos

En la figura anterior se puede observar como el Scanning Pattern Bandwidth va de 14.76 GHz a 15.54 GHz ya que es el rango de frecuencias en el que los valores de la directividad normalizada están por encima de -3dB, dándonos por consiguiente un ancho de banda de $\Delta f_{3dB}(f) = 780\text{MHz}$. Este aumento del ancho de banda supone un incremento de 350 MHz con respecto a la antena de orden 1.

4.3.1.5 Representación diagramas de radiación en 3D

A continuación se muestran los diagramas de radiación en 3D para el diseño de ceros juntos en la SIW LWA de orden 2 para la frecuencia de 15 GHz.

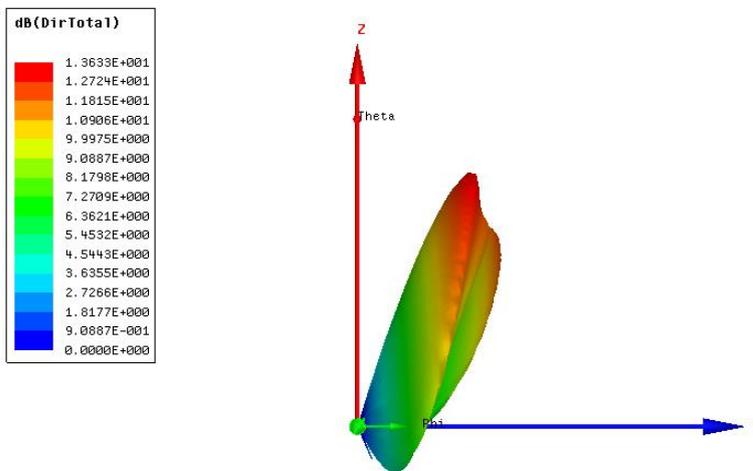


Figura 56: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos

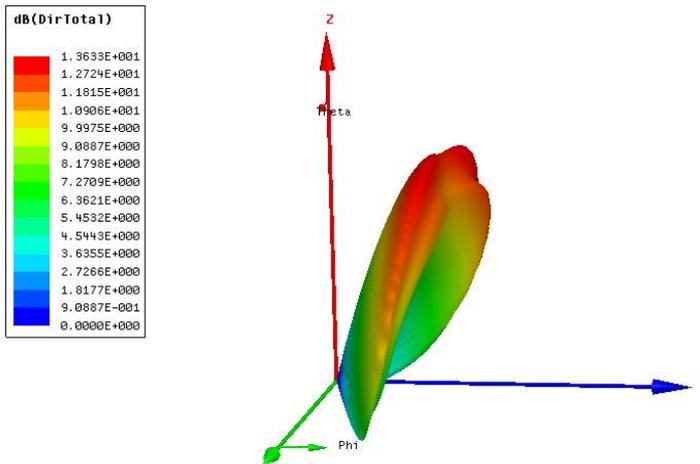


Figura 57: Diagrama de radiación en 3D de perfil para antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos

En esta representación se observan dos lóbulos claramente diferenciados. En sucesivos diseños se podrá observar como cada vez están más separados.

Se puede observar cómo, a 15GHz, hay un primer lóbulo que apunta al mismo ángulo en este diseño y en los siguientes, pero el segundo lóbulo apunta a ángulos de escaneo cada vez más pequeños para la misma frecuencia. El ancho de banda ahora no se centra en 15 GHz, por lo que el lóbulo principal ahora no apunta a 30 grados en esta frecuencia, sino un poco desplazado.

4.3.1.6 Conclusiones

La antena de orden dos presentada en este apartado se ajusta a los valores teóricos esperados. El desplazar un poco la antena a valores por encima de 15 GHz nos ha hecho que tras sucesivas simulaciones paramétricas se haya podido encontrar una combinación de parámetros en el adaptador lo suficientemente bueno para obtener un Pattern Bandwidth bueno, y que el Impedance Bandwidth dado por la antena sea válido completamente en toda la banda.

Con un diseño de ceros cercanos hemos conseguido hacer que nos aparezcan dos lóbulos en la representación de diagramas principales y hemos aumentado el ancho de banda con respecto a la antena de orden uno, aunque esto cueste perder un poco de ganancia y directividad máxima.

Los parámetros S21 han mejorado en esta antena con respecto a la anterior gracias al sustrato fino, esto hace que la eficiencia de la antena también haya mejorado mucho con respecto al diseño anterior.

4.3.2 SIW LWA Orden 2 con ceros intermedios

4.3.2.1 Diseño

Partiendo de la base de la antena SIW LWA de orden 2 con ceros juntos, se ha calculado teóricamente la distribución de los parámetros de la antena para que teóricamente se separen los lóbulos en los diferentes diagramas.

En este caso y en los siguientes la antena seguirá llevando cargas adaptadas en los extremos de la antena que no tengan adaptador.

Se han ido haciendo diferentes simulaciones paramétricas de los diferentes parámetros del adaptador hasta conseguir la configuración óptima que nos da los resultados esperados.

Esta configuración óptima es la siguiente:

| Parámetro | Valor | Parámetro | Valor |
|------------------|------------|-----------------|------------|
| P0 | 2 mm | W0 | 7.294 mm |
| P1 | 3.91379 mm | W1 | 7.98 mm |
| P2 | 7.75086 mm | W2 | 2.58 mm |
| W_offset_feed | 0.5 mm | Lmicrostrip | 1 mm |
| Ltaper_SIW | 44 mm | Wtaper_SIW | 12.3998 mm |
| Wmicrostrip | 1.6181 mm | L_smd | 2 mm |
| Ltaper | 10 mm | L_smd_safe | 0.4 mm |
| W_safe_taper_SIW | 1.8 mm | W_smd | 1.25 mm |
| d_viahole | 1 mm | L_carga_viahole | 3 mm |

4.3.2.2 Adaptación

En este apartado se verá el comportamiento de la antena SIW LWA de segundo orden con ceros intermedios cuando se le introduce el adaptador diseñado para este proyecto con las medidas óptimas y las cargas adaptadas en la antena.

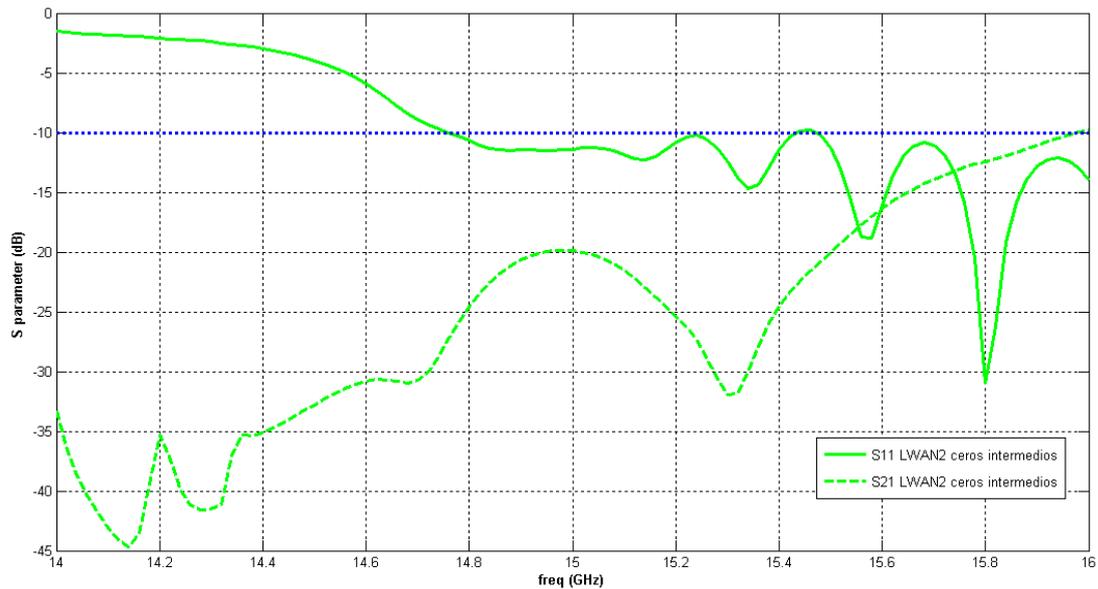


Figura 58: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 con adaptador y ceros intermedios

Se puede observar como el Impedance Bandwidth empieza en 14.76 GHz y se extiende a más de 16 GHz.

En este caso se observa que el parámetro S21 también es muy bajo (siempre por debajo de -10 dB), esto indica que tendrá un buen valor de eficiencia, como se verá más adelante.

La frecuencia más baja a la que está adaptada la antena es algo más alta que en el diseño anterior de la antena de orden 2 debido a que para separar más los lóbulos ha sido necesario hacer más estrecha la primera cavidad de la antena (W_0), y esto ha hecho que empeore algo la adaptación a baja frecuencia.

Como se verá más adelante, este Impedance Bandwidth se adaptará al Pattern Bandwidth que nos saldrá más adelante

4.3.2.3 Diagrama de radiación en el plano H

A continuación se presenta el diagrama de radiación en el plano H para la antena de orden 2 con ceros intermedios. Como se verá abajo presenta diferentes formas con la variación de la frecuencia.

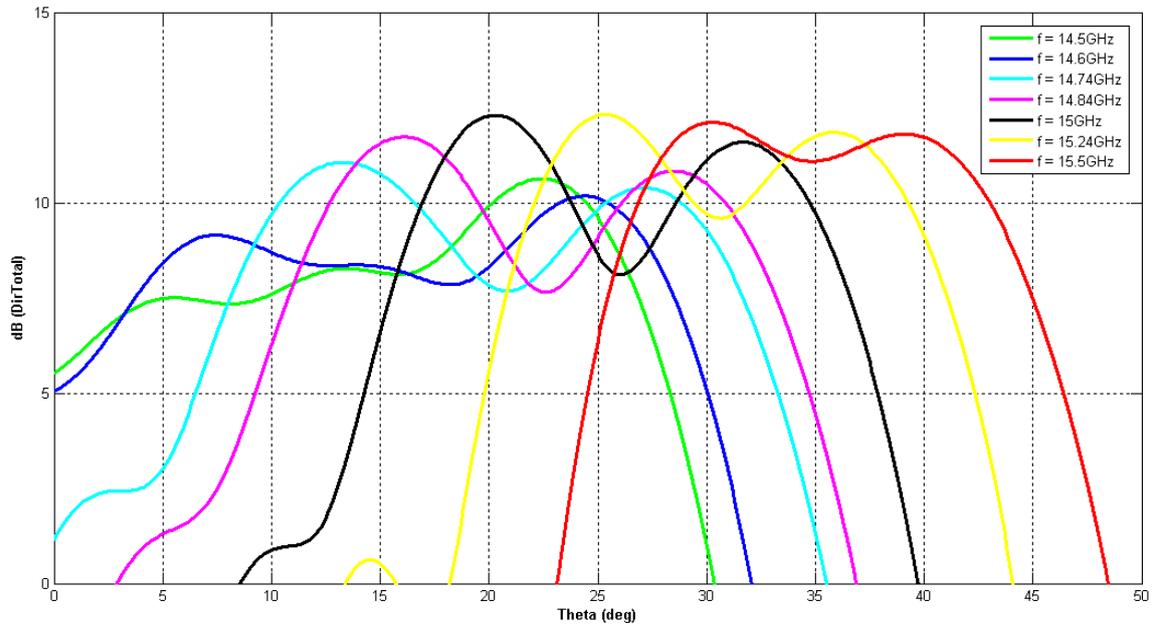


Figura 59: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios

En este caso, el primer lóbulo escanea los mismos ángulos a las mismas frecuencias que el caso de la antena de orden 2 con ceros juntos, pero el segundo lóbulo va escaneando el espacio a frecuencias aún mayores que el segundo lóbulo del caso anterior, de modo que para cada frecuencia está más separado del primero. En este caso se ve cómo a 15.24GHz el valle entre lóbulos pasa por 30°, pero el valor de la directividad en ese punto no es menor que 3dB respecto al valor máximo, que se da para 15.5GHz, donde el segundo lóbulo pasa justo por 30°.

4.3.2.4 Directividad y ganancia a 30 grados

En este apartado se explicará las gráficas de directividad y ganancia sin normalizar y normalizadas para un ángulo de apuntamiento de 30 grados.

Empecemos por las gráficas sin normalizar

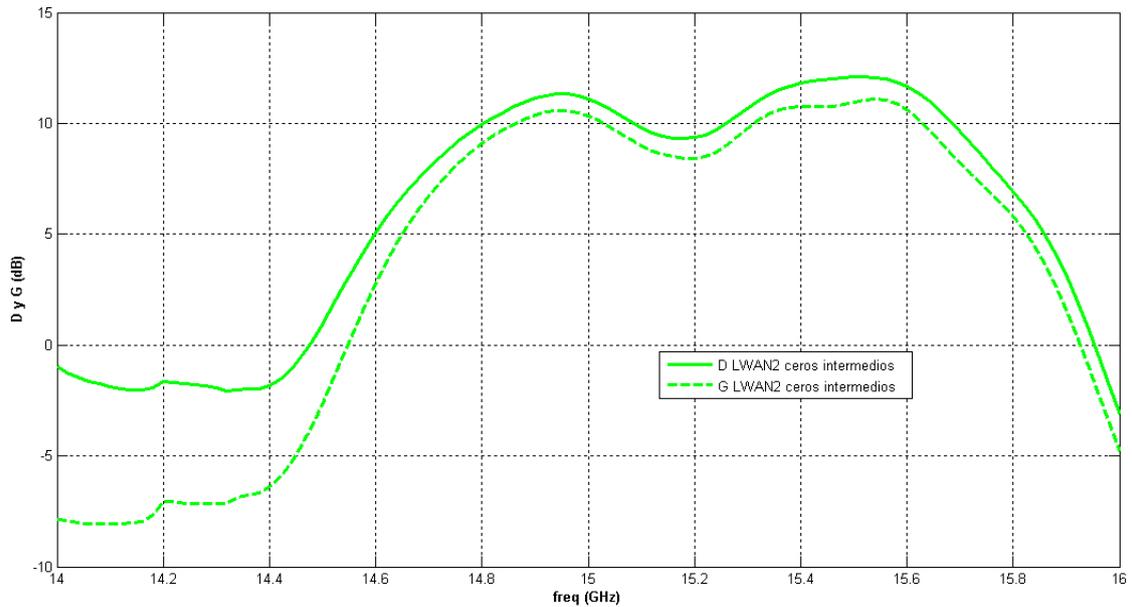


Figura 60: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios

Como se puede observar, en este caso también hay dos lóbulos principales y ahora están más separados que en el diseño anterior, entre ellos hay una parte que se solapa. Tiene un máximo de directividad de 12.1041 dB a la frecuencia de 15.54 GHz, que no coincide por poco con la frecuencia a la que la ganancia vale 11.1066 dB y se hace máxima, que en este caso es a 15.52 GHz.

Los valores máximos de ganancia y directividad son menores que obtenidos en el anterior diseño para para la antena de orden 2 con ceros juntos, como esperábamos que saliera, ya que como se verá a continuación aumentamos el ancho de banda de la antena.

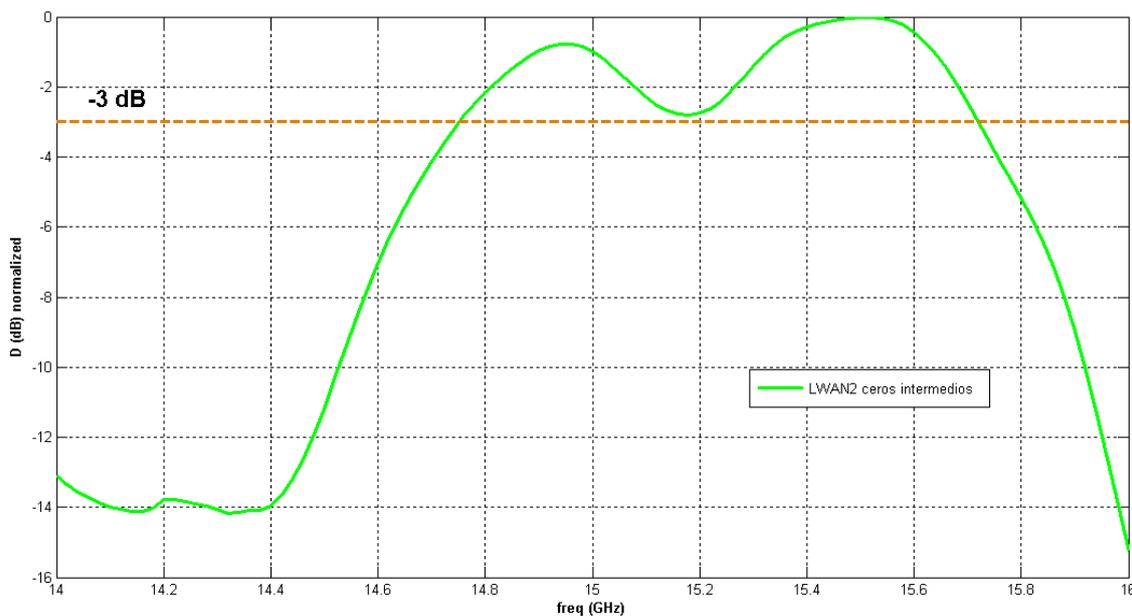


Figura 61: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios

En la figura anterior se puede observar como el Scanning Pattern Bandwidth va de 14.75 GHz a 15.72 GHz ya que es el rango de frecuencias en el que los valores de la directividad normalizada están por encima de -3dB, dándonos por consiguiente un ancho de banda de $\Delta\theta_{3dB}(f) = 970\text{MHz}$. Esto aumento del ancho de banda supone un incremento de 540 MHz con respecto a la antena de orden 1.

4.3.2.5 Representación diagramas de radiación en 3D

A continuación se muestran los diagramas de radiación en 3D para el diseño de ceros intermedios en la SIW LWA de orden 2 para la frecuencia de 15 GHz.

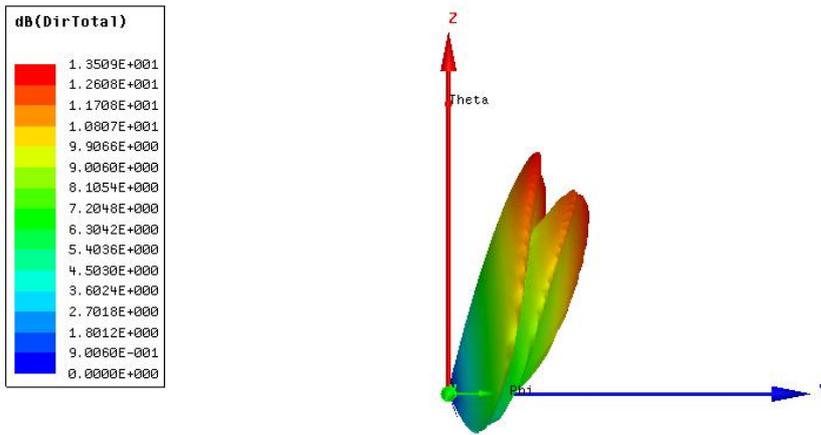


Figura 62: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios

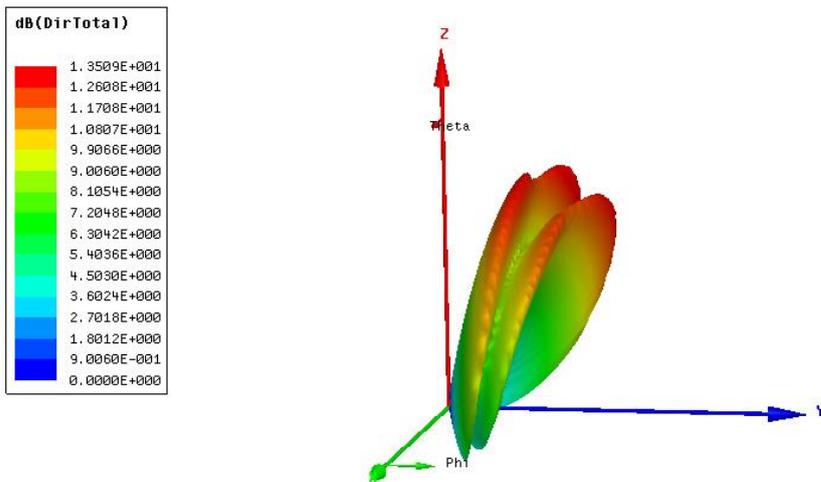


Figura 63: Diagrama de radiación en 3D de perfil para antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios

En esta representación se observan dos lóbulos claramente diferenciados. Se puede observar que este diseño de lóbulos están más separados que en el anterior con los ceros más juntos

El primer lóbulo escanea ángulos en elevación a menores frecuencias, y la segunda parte (entre 15.1GHz y 15.4GHz) se relaciona con la transición entre los dos modos, desde 15.4GHz hasta 16GHz se toma la dispersión del segundo modo (como se puede comprobar en el estudio de la dispersión de [32]).

4.3.2.6 Conclusiones

La antena de orden dos presentada en este apartado se ajusta a los valores teóricos esperados.

El desplazar un poco la antena a valores por encima de 15 GHz nos ha hecho que tras sucesivas simulaciones paramétricas se haya podido encontrar una combinación de parámetros en el adaptador lo suficientemente bueno para obtener un Pattern Bandwidth bueno, y que el Impedance Bandwidth dado por la antena sea válido completamente en toda la banda.

Con un diseño de ceros intermedio hemos conseguido hacer que nos aparezcan dos lóbulos en la representación de diagramas principales y hemos aumentado el ancho de banda con respecto a la antena de orden dos con ceros intermedios, aunque esto cueste perder un poco de ganancia y directividad máxima.

Los parámetros S21 han mejorado en esta antena con respecto a la anterior gracias al sustrato fino, esto hace que la eficiencia de la antena también haya mejorado mucho con respecto al diseño anterior de orden 1.

El Pattern Bandwidth es algo peor que el anterior diseño de antena de orden 2 con ceros más juntos debido a que para separar los lóbulos hay que estrechar la primera cavidad de la antena (W0), y esto empeora la adaptación.

El Impedance Bandwidth en este diseño mejora a los anteriores y toda la banda está contenida en el Pattern Bandwidth que nos proporciona la configuración óptima del adaptador.

4.3.3 SIW LWA Orden 2 con ceros muy separados

4.3.3.1 Diseño

Partiendo de la base de la antena SIW LWA de orden 2 con ceros intermedios, se ha calculado teóricamente la distribución de los parámetros de la antena para que teóricamente se separen más todavía los lóbulos en los diferentes diagramas.

En este caso y en los siguientes la antena seguirá llevando cargas adaptadas en los extremos de la antena que no tengan adaptador.

Se han ido haciendo diferentes simulaciones paramétricas de los diferentes parámetros del adaptador hasta conseguir la configuración óptima que nos da los resultados esperados.

Esta configuración óptima es la siguiente:

| Parámetro | Valor | Parámetro | Valor |
|------------------|------------|-----------------|------------|
| P0 | 2 mm | W0 | 7.234 mm |
| P1 | 4.06379 mm | W1 | 7.88 mm |
| P2 | 7.75086 mm | W2 | 7.75086 mm |
| W_offset_feed | 0.5 mm | Lmicrostrip | 1 mm |
| Ltaper_SIW | 42 mm | Wtaper_SIW | 12.2978 mm |
| Wmicrostrip | 1.6181 mm | L_smd | 2 mm |
| Ltaper | 10 mm | L_smd_safe | 0.4 mm |
| W_safe_taper_SIW | 1.8 mm | W_smd | 1.25 mm |
| d_viahole | 1 mm | L_carga_viahole | 3 mm |

4.3.3.2 Adaptación

En este apartado se verá el comportamiento de la antena SIW LWA de segundo orden con ceros muy separados cuando se le introduce el adaptador diseñado para este proyecto con las medidas óptimas y las cargas adaptadas en la antena.

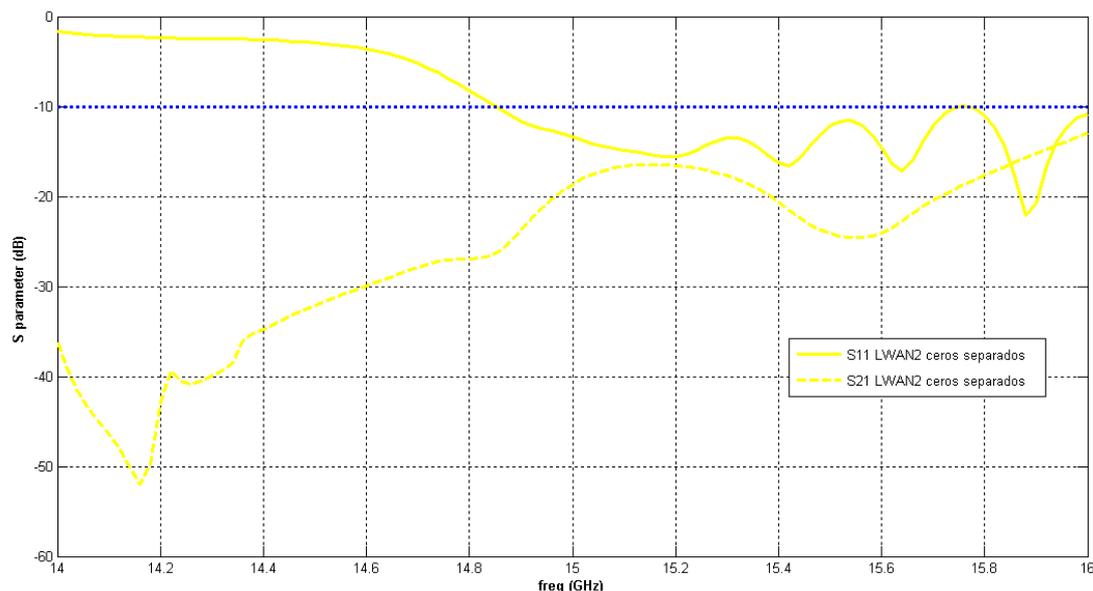


Figura 64: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2 con adaptador y ceros intermedios

Se puede observar como el Impedance Bandwidth empieza en 14.85 GHz y se extiende a más de 16 GHz.

En este caso se observa que el parámetro S21 también es muy bajo (siempre por debajo de -10 dB), esto indica que tendrá un buen valor de eficiencia, como se verá más adelante.

La frecuencia más baja a la que está adaptada la antena es algo más alta que en el diseño anterior de la antena de orden 2 debido a que para separar más los lóbulos ha sido necesario hacer más estrecha la primera cavidad de la antena (W_0), y esto ha hecho que empeore algo la adaptación a baja frecuencia.

Como se verá más adelante, este Impedance Bandwidth será suficiente para adaptar al Pattern Bandwidth que nos saldrá más adelante

4.3.3.3 Diagrama de radiación en el plano H

A continuación se presenta el diagrama de radiación en el plano H para la antena de orden 2 con ceros muy separados. Como se verá abajo presenta diferentes formas con la variación de la frecuencia.

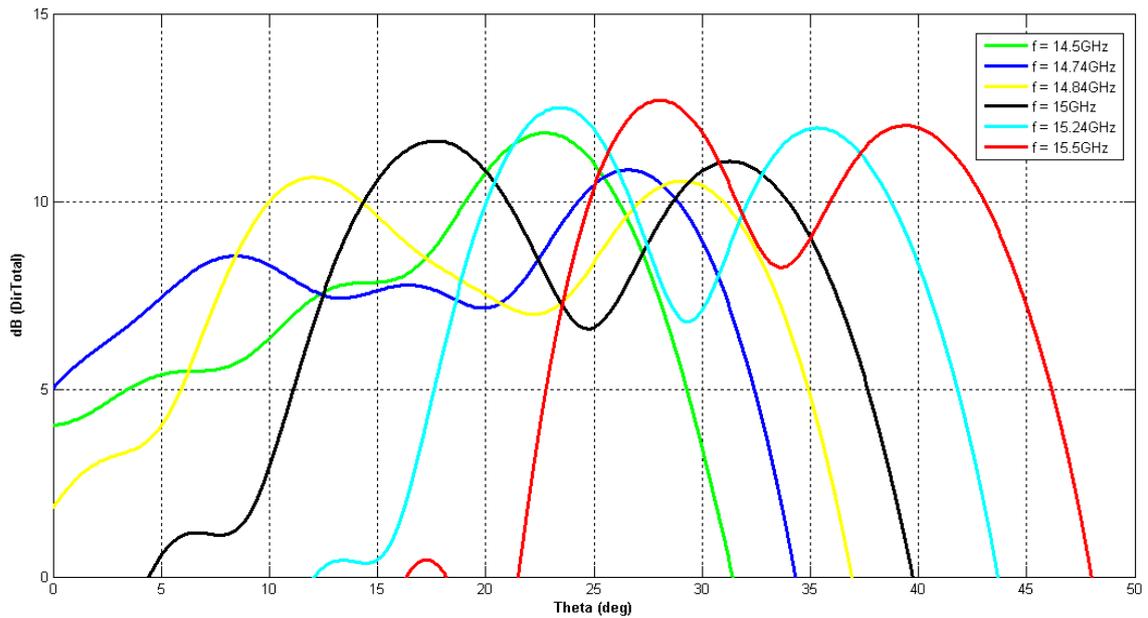


Figura 65: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados

Se puede observar que en este caso, los lóbulos están muy separados creando profundos valles entre lóbulos. Como se verá más adelante, este valle será superior a -3dB del máximo y hará que una parte del diagrama no sea válido.

4.3.3.4 Directividad y ganancia a 30 grados

En este apartado se explicará las gráficas de directividad y ganancia sin normalizar y normalizadas para un ángulo de apuntamiento de 30 grados.

Empecemos por las gráficas sin normalizar

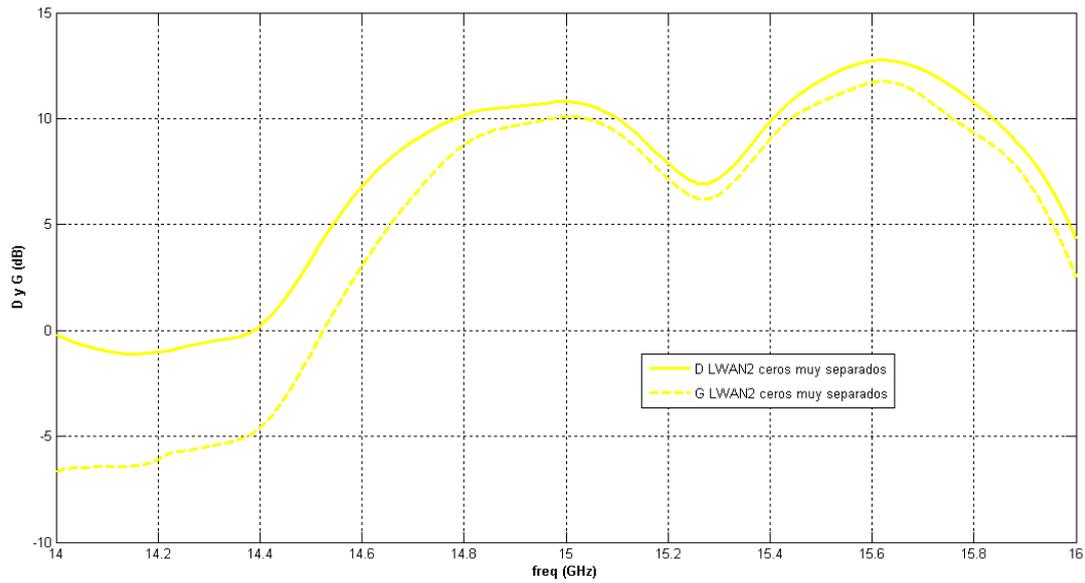


Figura 66: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados

En este caso también hay se observan dos lóbulos principales y ahora están más separados que en ninguno de los diseños anteriores. Tiene un máximo de directividad de 12.7657 dB a la frecuencia de 15.62 GHz, que coincide con la frecuencia a la que la ganancia vale 11.7737 dB y se hace máxima.

Los valores máximos de ganancia y directividad son menores que obtenidos la antena de orden 1 pero son algo mayores que en el anterior diseño de orden 2 (ceros intermedios) por el pronunciado valle que tiene entre lóbulos, se han obtenido los resultados que se esperaban que saliera.

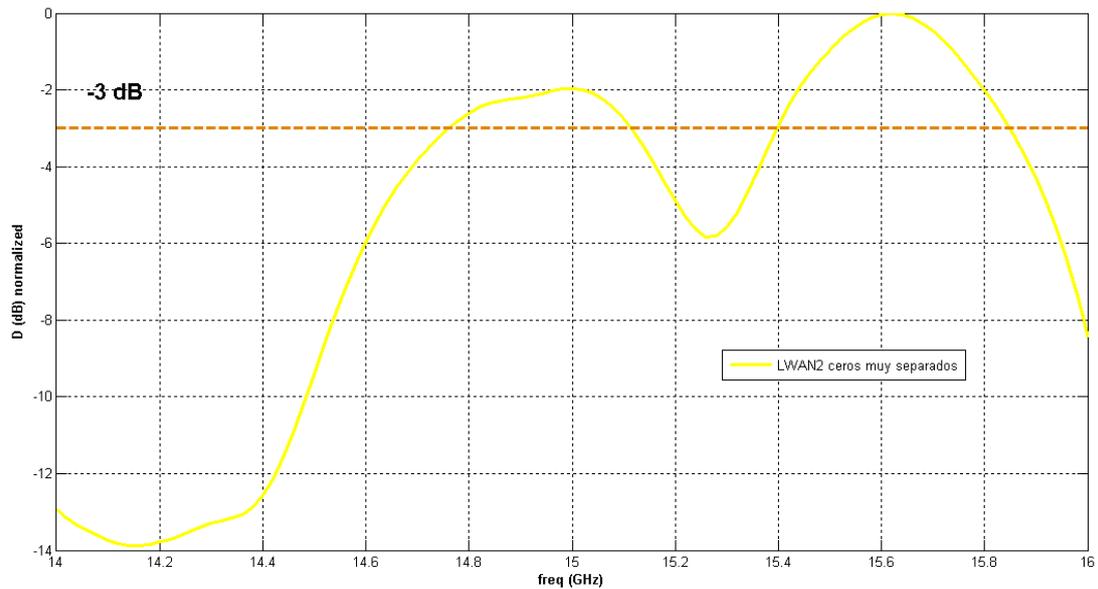


Figura 67: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados

En la figura anterior se puede observar como el Scanning Pattern Bandwidth va de 14.76 GHz a 15.12 GHz, y de 15.4 GHz a 15.85 GHz, ya que es el rango de frecuencias en el que los valores de la directividad normalizada están por encima de -3dB.

Si se suma la parte que está por encima de -3 dB nos daría un ancho de banda de 810 MHz. Pero la adaptación en este tipo de antena empieza en 14.85 GHz, por lo que el ancho de banda adaptado sería de 720 MHz.

El ancho de banda obtenido aquí no es válido debido al gran valle que hay entre lóbulos, pero este diseño nos sirve para demostrar que podemos jugar con la configuración de los parámetros de diseño para obtener una configuración de lóbulos en los diferentes diagramas a nuestro antojo para diferentes propósitos.

4.3.3.5 Representación diagramas de radiación en 3D

En las siguientes figuras se muestran los diagramas de radiación en 3D de la antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados.

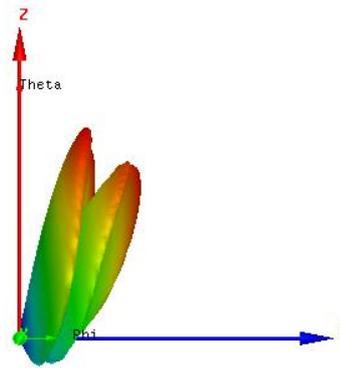
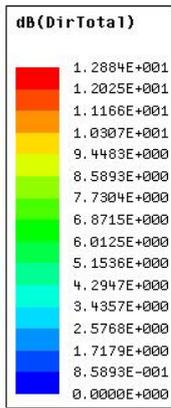


Figura 68: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados

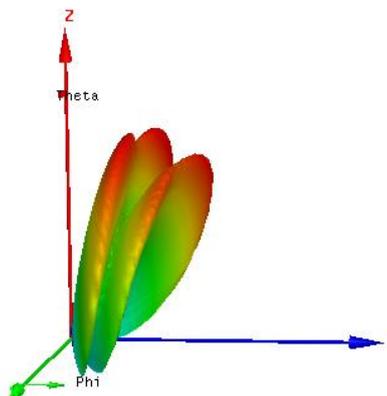
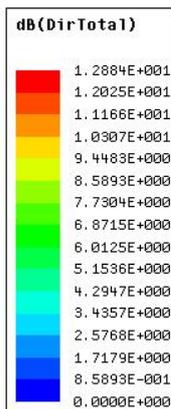


Figura 69: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2 con ceros muy separados

En esta representación se observan los dos lóbulos más separados de todos los diseños realizados. Se puede observar que este diseño de lóbulos están más separados que en el anterior con los ceros más juntos y se ve claramente el valle intermedio.

4.3.3.1 Conclusiones

La antena de orden dos presentada en este apartado se ajusta a los valores teóricos esperados.

El desplazar un poco la antena a valores por encima de 15 GHz nos ha hecho que tras sucesivas simulaciones paramétricas se haya podido encontrar una combinación de parámetros en el adaptador lo suficientemente bueno para obtener un Pattern Bandwidth bueno, y que el Impedance Bandwidth dado por la antena sea válido completamente en toda la banda.

En este diseño se ha separado a propósito demasiados los dos lóbulos y nos ha dado un pronunciado valle entre medias que sobrepasa el valor de -3dB del valor máximo. Esto hace que el ancho de banda de este diseño sea no válido, pero deja demostrado que se puede modificar la anchura de los diferentes lóbulos de la antena SIW LWA de orden 2 para ajustar la directividad y ancho de banda a los requisitos que podemos buscar en un diseño de este tipo, como se quería demostrar en este apartado.

Los parámetros S21 son buenos y nos ha dado una eficiencia alta como en los anteriores diseños de orden 2.

El Pattern Bandwidth es algo peor que el anterior diseño de antena de orden 2 con ceros más juntos debido a que para separar los lóbulos hay que estrechar la primera cavidad de la antena (W_0), y esto empeora la adaptación.

4.4 Comparativa entre diseños

En este apartado se comparará los valores relevantes de los diferentes diseños de la antena SIW LWA de orden 2 y se explicarán sus diferencias.

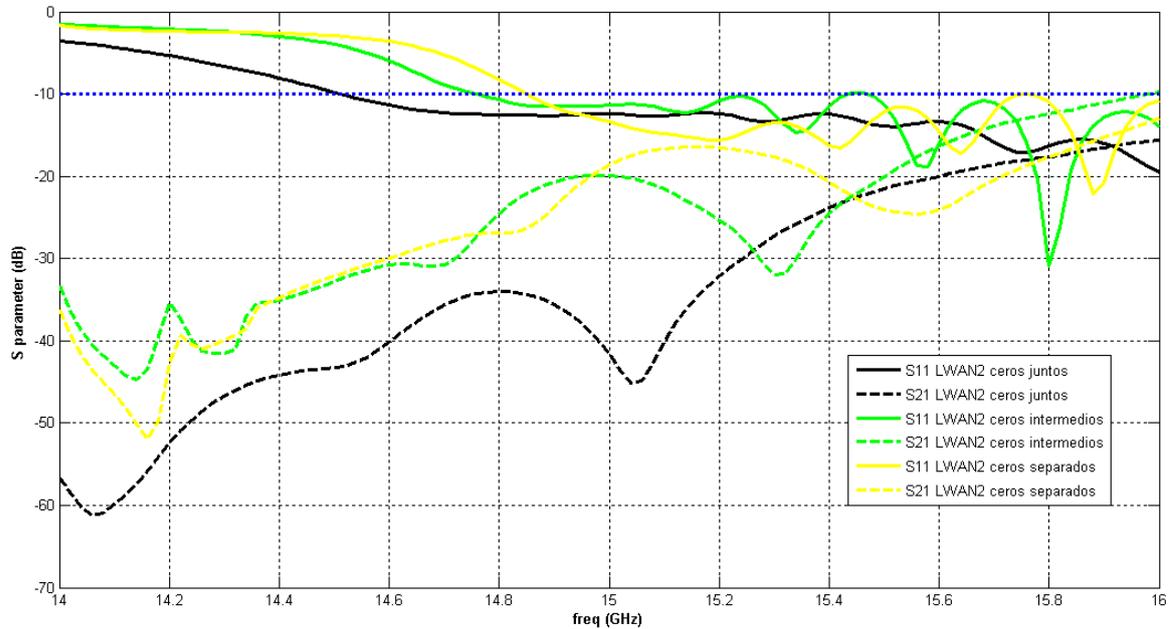


Figura 70: Parámetros S antena SIW LWA de orden 2

Si se analiza los parámetros S para los diferentes diseños de orden 2 se observa que en todos los diseños el parámetro S21 es muy bajo en todas las frecuencias (siempre está por debajo de -10 dB en estos diseños), esto se traduce en que la eficiencia de la antena es alta.

Se observa también que cuanto más se separen los lóbulos, el Pattern Bandwidth empieza a una frecuencia mayor, esto es debido a que para separar cada vez más cada lóbulo es necesario hacer más estrecha la primera cavidad de la antena (W_0), este estrechamiento empeora la adaptación a bajas frecuencias, como queda demostrado de esta gráfica. Por este motivo, los diseños se han tratado de hacer no centrado el ancho de banda a 15 GHz, sino aumentándolo para maximizar el SPBW de la antena.

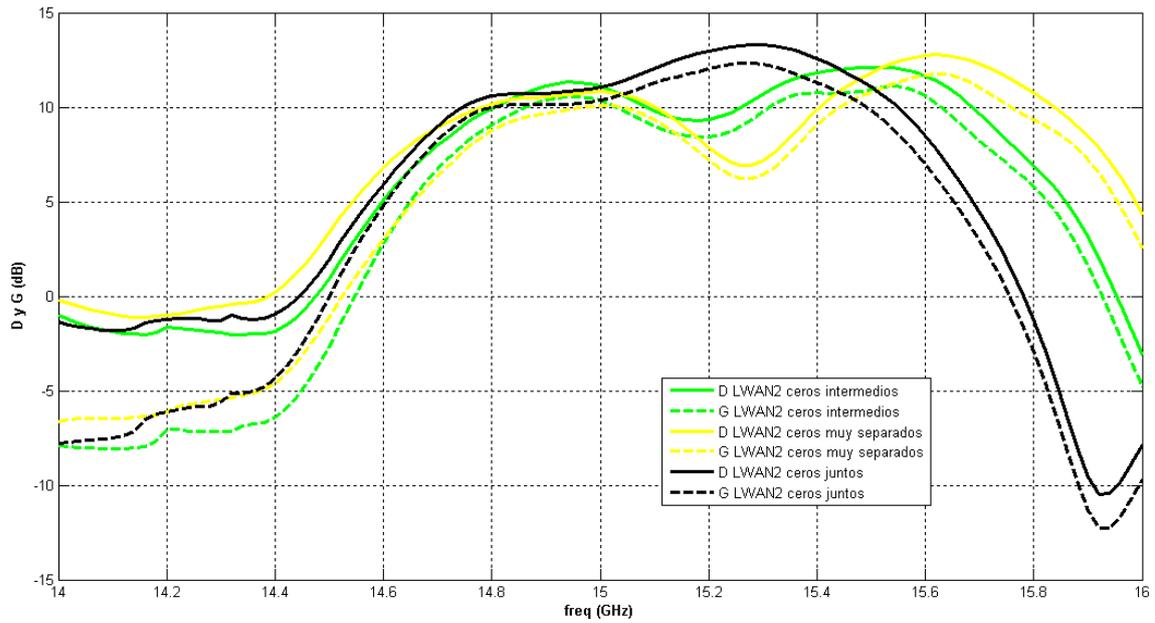


Figura 71: Directividad y Ganancia de SIW LWA de orden 2

Analizando la directividad y la ganancia a 30° y comparando los diferentes diseños de la SIW LWA de orden 2 se llega a la conclusión de que se puede llegar a un compromiso de separación de lóbulos para maximizar el SPBW o maximizar la directividad y la ganancia. Se observa como al intentar maximizar el SPBW disminuimos la directividad y la ganancia máximas. En todos los casos se observa como la directividad máxima es menor que en el caso de la SIW LWA de orden 1, como se esperaba.

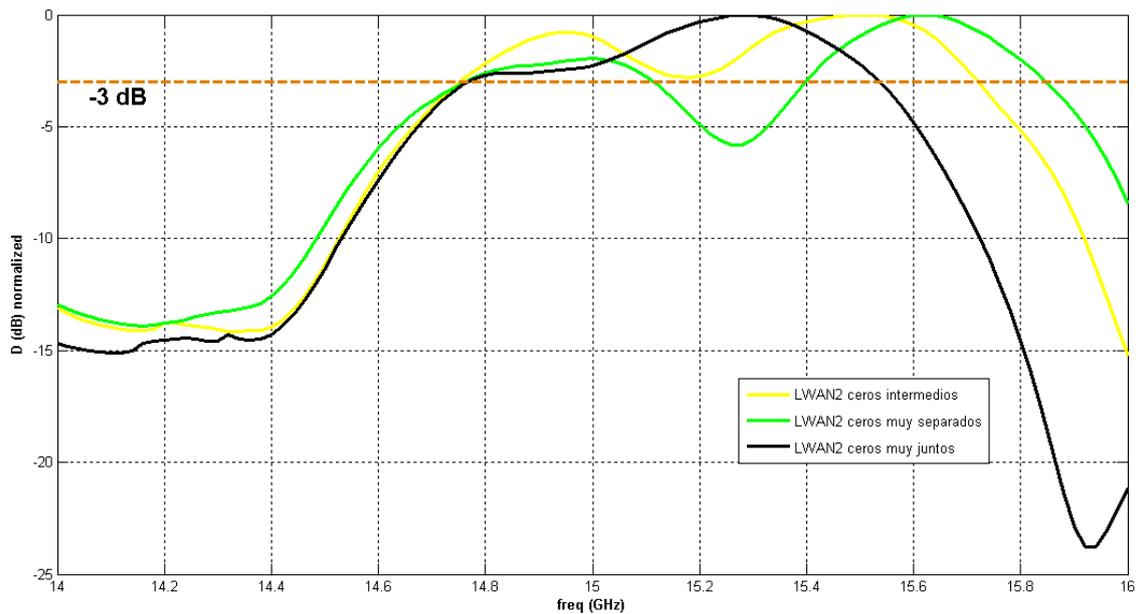


Figura 72 Directividad Normalizada de SIW LWA de orden 2

En esta figura se puede observar mejor la variación del ancho de banda de la antena para las diferentes configuraciones de SIW LWA de orden 2.

Se ve como podemos maximizar el ancho de banda separando lo suficiente los lóbulos de orden 2, pero tenemos que llevar cuidado en esta separación para que el valle entre lóbulos no decaiga por debajo de -3 dB.

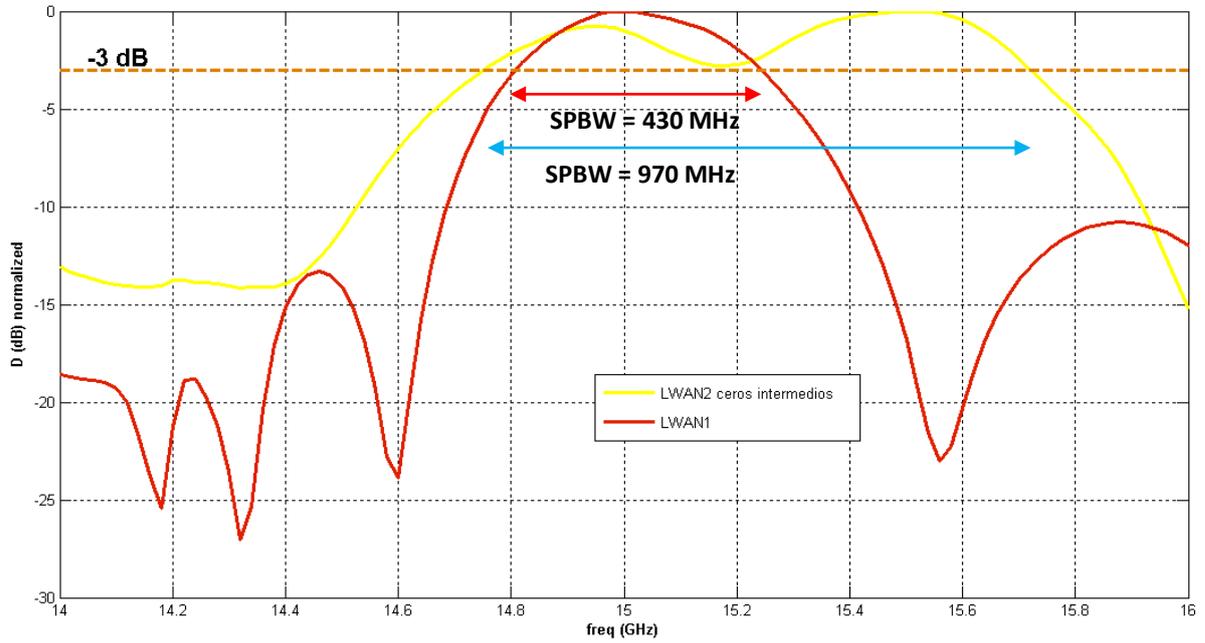


Figura 73: Directividad Normalizada de SIW LWA de orden 1 y 2

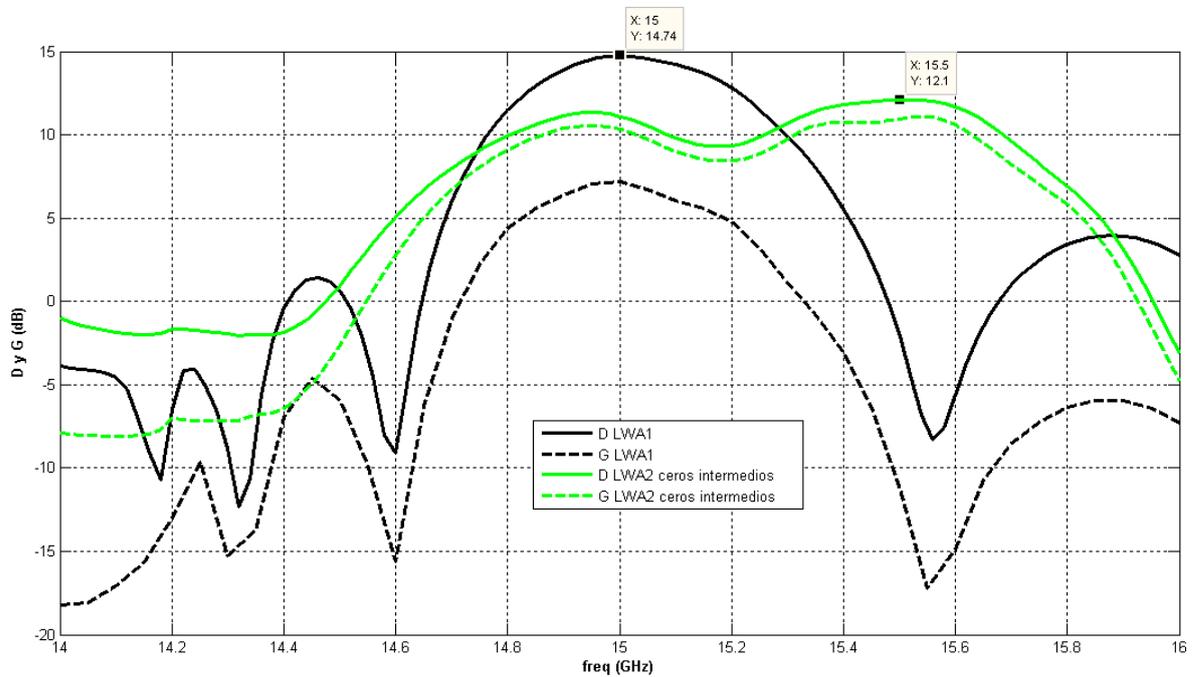


Figura 74: Directividad y Ganancia de SIW LWA de orden 1 y 2

| Tipo de antena | Scanning Pattern Bandwidth (adaptado) | Directividad máxima |
|--------------------------|---------------------------------------|---------------------|
| LWA 1 | 430 MHz | 14.74 dB |
| LWA2 ceros muy juntos | 780MHz | 12.78 dB |
| LWA2 ceros intermedios | 970MHz | 12.1 dB |
| LWA2 ceros muy separados | 720 MHz (Discontinuo) | 12.77 dB |

Si comparamos los diagramas de radiación en 3D se observa claramente cómo es la evolución de separación entre lóbulos en los diferentes diseños.

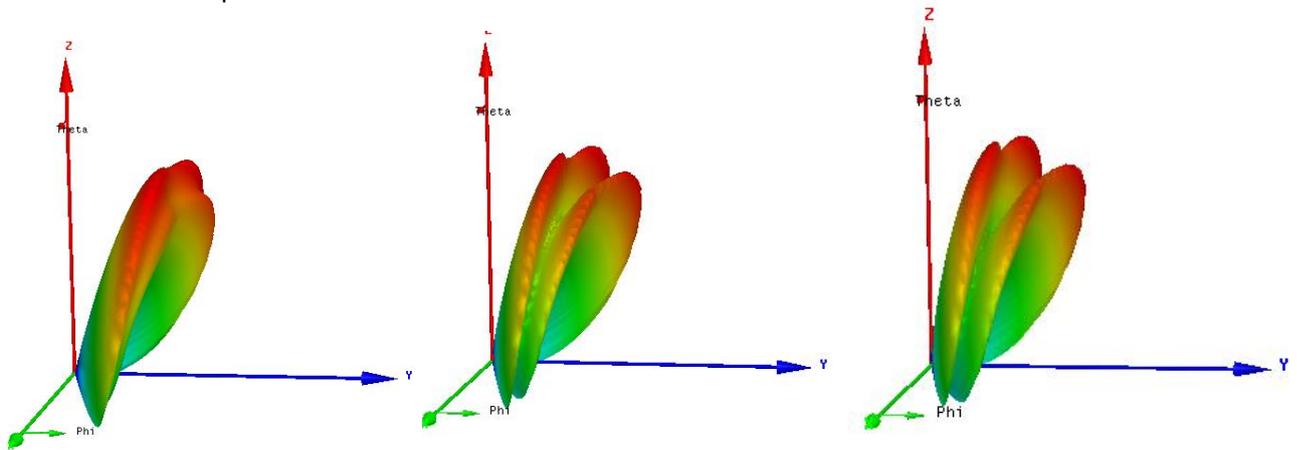


Figura 75: Diagramas de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 2

4.5 Conclusiones

Los resultados obtenidos concuerdan con lo que esperábamos teóricamente de estos diseños.

Se puede concluir en este apartado que hemos podido trabajar satisfactoriamente con el movimiento de lóbulos de una SIW LWA de orden 2 para mejorar considerablemente el SPBW de una SIW LWA de orden 1 para que pase de tener un ancho de banda de 430 MHz a uno de 970 MHz. Este aumento del SPBW se ha visto comprometido con una disminución de la directividad máxima, como se debía esperar teóricamente.

La frecuencia mínima a la que está adaptado cada diseño se ha visto aumentada según hemos ido avanzando en los diseños, esto se debe al progresivo estrechamiento de la primera cavidad de la antena para adaptarnos a los resultados esperados. El ancho de banda se va aumentando

con cada diseño, pero lo hacemos con un diseño cada vez más centrado en frecuencias mayores para que el Pattern Bandwidth esté adaptado.

Este tipo de estudio ayuda a entender mejor el comportamiento de este tipo de antenas multicavidad y nos da una herramienta para diseñar proyectos que guarden una relación óptima de SPBW – Directividad máxima dentro de un margen teórico.

5 SIW LWA de orden 3

5.1 Introducción

Dados los buenos resultados de la antena SIW LWA de orden 2, se ha tratado de seguir el mismo proceso de optimización pero con una cavidad más para ver si se pueden seguir mejorando los resultados de SPBW.

En este apartado se explicará el diseño una SIW LWA de orden 3 en los que se ha modificado diferentes parámetros de diseño para obtener un diseño con los mejores resultados.

5.2 Diseño

En este apartado se realiza un diseño parametrizado de una SIW LWA de orden 3.

Se han hecho diferentes simulaciones paramétricas de la longitud del taper SIW del adaptador, de la anchura de este y del offset de la última fila de postes PEC a la salida del taper SIW ($L_{\text{taper_SIW}}$, $W_{\text{taper_SIW}}$ y $W_{\text{offset_feed}}$). Se ha buscado encontrar la solución óptima que nos ofrezca las mejores condiciones de adaptación de la antena y maximice los resultados.

En este diseño, como se ha comentado arriba, a la antena también se le han colocado unas resistencias de carga de 50Ω para mejorar la adaptación y evitar reflexiones que empeoren los resultados. En este caso, el metal que rodea el viahole a la entrada y salida de la segunda cavidad será más pequeño que en anteriores diseños para que no se solape con la transición del taper SIW del adaptador.

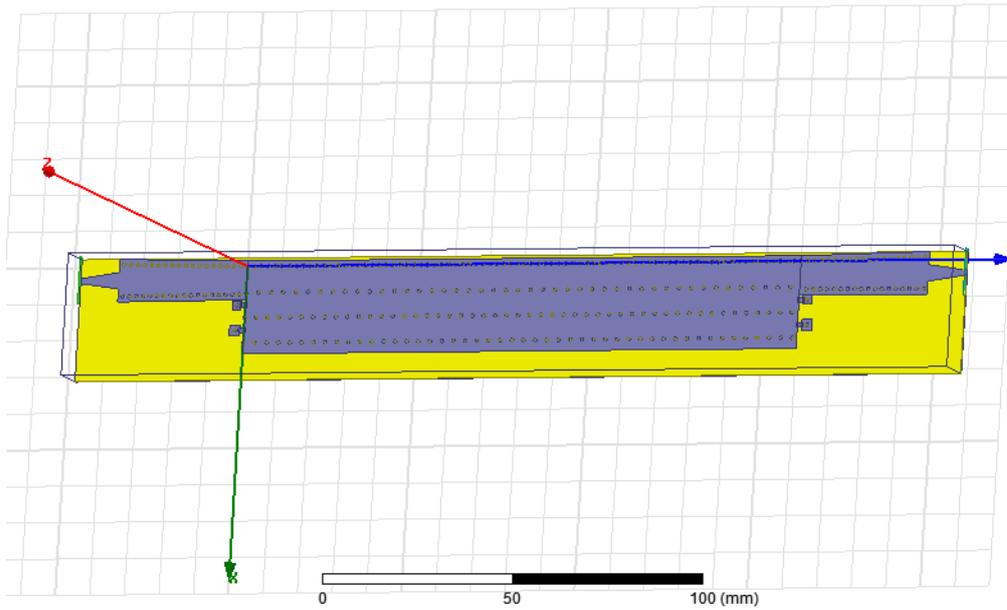


Figura 76: antena leaky-wave de orden 3 con adaptador

Se puede observar como la anchura del taper SIW de los adaptadores es casi tan ancha como la primera cavidad de la antena. Las dimensiones optimizadas y relevantes tanto para la antena como para el alimentador son los siguientes:

| Parámetro | Valor | Parámetro | Valor |
|------------------|-------------------|-----------------|-------------------|
| P0 | 2 mm | W0 | 7.191795855192mm |
| P1 | 3.5742601929289mm | W1 | 6.9355681602129mm |
| P2 | 3.2934649006332mm | W2 | 6.9mm |
| P3 | 3.3767460995742mm | W3 | 2.9909274609681mm |
| W_offset_feed | 0.5 mm | Lmicrostrip | 1 mm |
| Ltaper_SIW | 37 mm | Wtaper_SIW | 8.7 mm |
| Wmicrostrip | 1.6181 mm | L_smd | 2 mm |
| Ltaper | 10 mm | L_smd_safe | 0.4 mm |
| W_safe_taper_SIW | 1.8 mm | W_smd | 1.25 mm |
| d_viahole | 1 mm | L_carga_viahole | 2.4 mm |

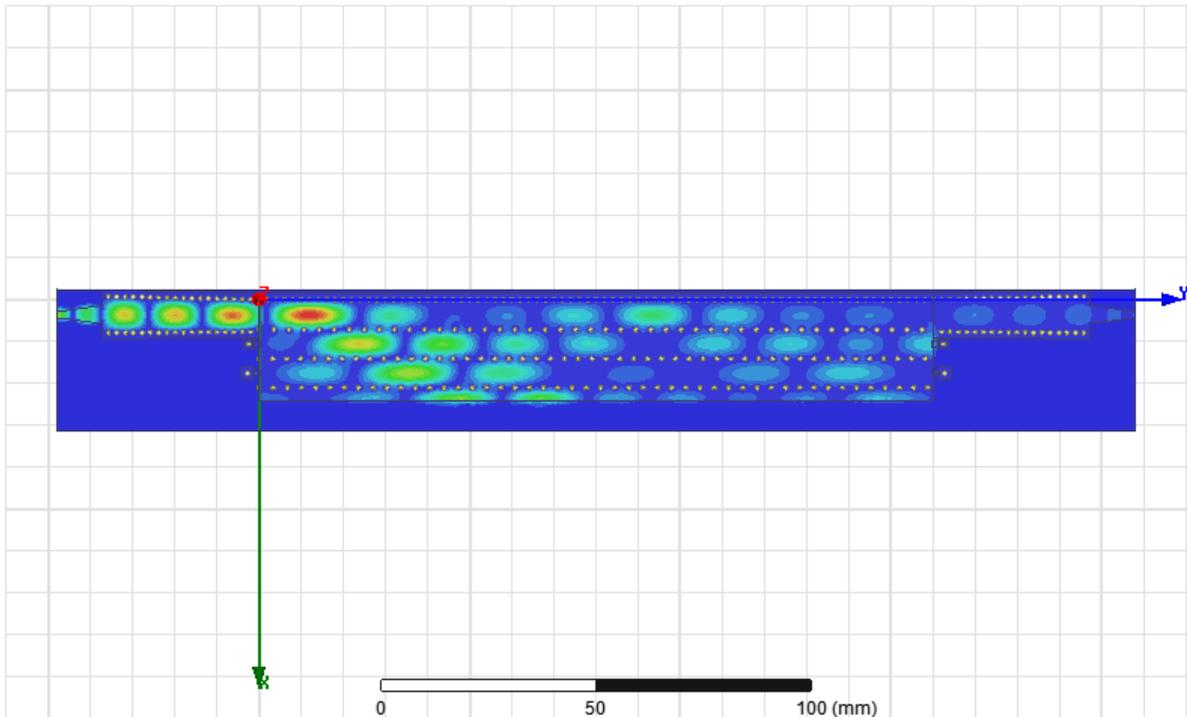


Figura 77: Campos SIW LWA de orden 3 con adaptador

Se puede observar como la energía es guiada correctamente y se propaga por las tres cavidades, radiando por el extremo inferior de la figura de arriba. Como se ve en los campos, la eficiencia es alta ya que se observa que los campos casi no llegan al puerto 2 y gran parte de la energía se radia.

5.3 Adaptación

En este apartado se verá el comportamiento de la antena SIW LWA de tercer orden cuando se le introduce el adaptador diseñado para este proyecto con las medidas óptimas y las cargas adaptadas en la antena.

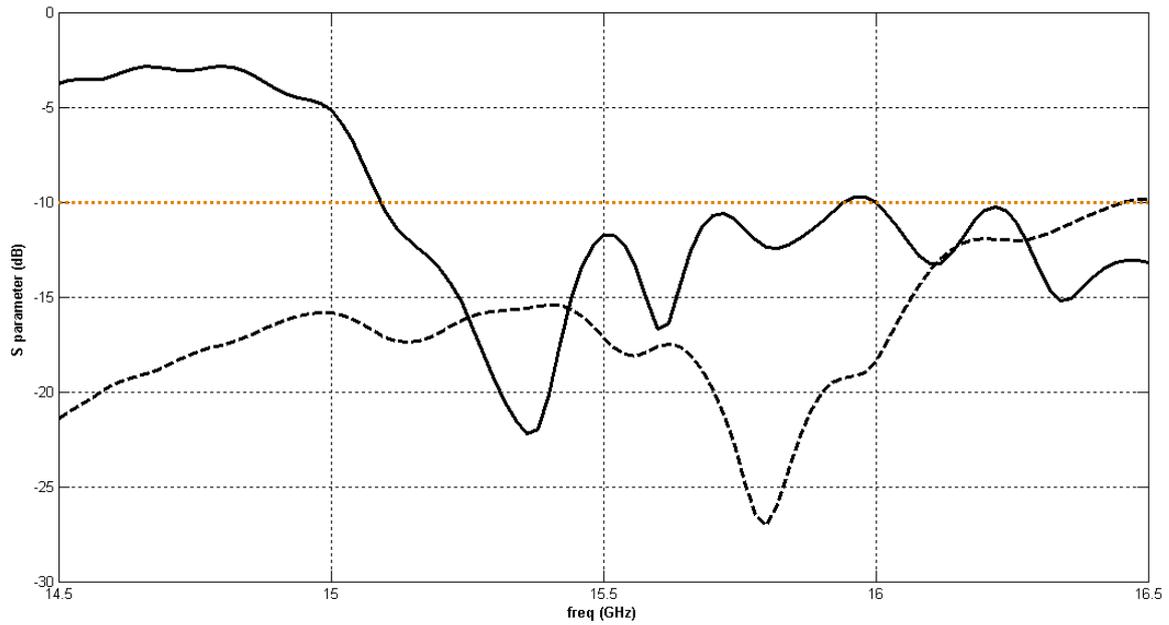


Figura 78: Parámetros S antena SIW LWA de orden 3 con adaptador

Se puede observar como Impedance Bandwidth empieza en 15.09 GHz y se extiende a más de 16.5 GHz.

En este caso se observa que el parámetro S21 también es muy bajo (siempre por debajo de -10 dB), esto indica que tendrá un buen valor de eficiencia, como se verá más adelante.

La frecuencia más baja a la que está adaptada la antena es algo más alta que en los diseños de antenas de orden 1 y 2 debido a la estrechez del diseño de la primera cavidad de la antena (W0). Se ha adaptado el diseño para intentar subirlo tanto en frecuencia como se pueda para maximizar luego el ancho de banda (A pesar de que esto empeorara la adaptación, se ha intentado buscar un compromiso que maximice los resultados).

5.4 Diagrama de radiación en plano H

A continuación se presenta el diagrama de radiación en el plano H para la antena de orden 3. Como se observa debajo, presenta diferentes formas con la variación de la frecuencia.

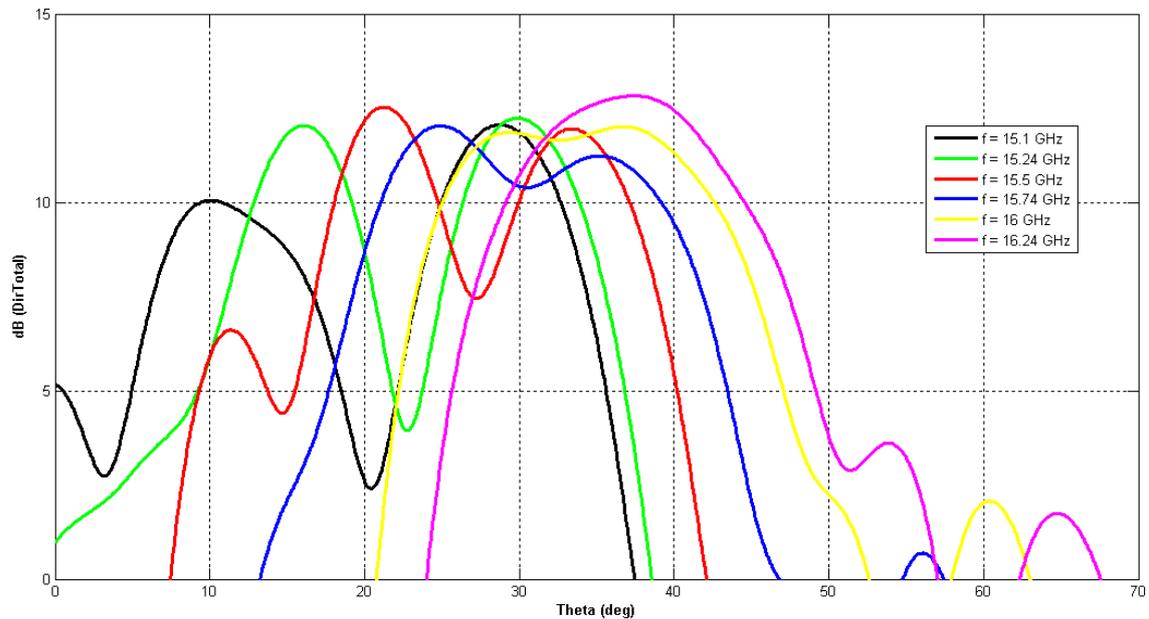


Figura 79: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden 3

Las frecuencias elegidas para obtener esta gráfica son superiores a las obtenidas en anteriores diseños debido a que por su adaptación y diagramas de directividad y ganancia a 30 grados, estos son los datos relevantes.

En este caso, a pesar de ser una antena de orden 3 y comprobar que estén funcionando de forma correcta las 3 cavidades de la antena, solo se observan 2 lóbulos principales en algunas frecuencias. Esto se debe a que aunque a bajas frecuencias se observen los 3 lóbulos (como se ve en $f = 15.5$ GHz), al aumentar la frecuencia, un lóbulo queda enmascarado con contribuciones a los otros dos y da la sensación de que desaparece.

La tendencia de los 3 lóbulos es a juntarse en uno solo al aumentar la frecuencia.

5.5 Directividad y ganancia a 30 grados

En este apartado se explicará las gráficas de directividad y ganancia sin normalizar y normalizadas para un ángulo de apuntamiento de 30 grados. Empecemos por las gráficas sin normalizar

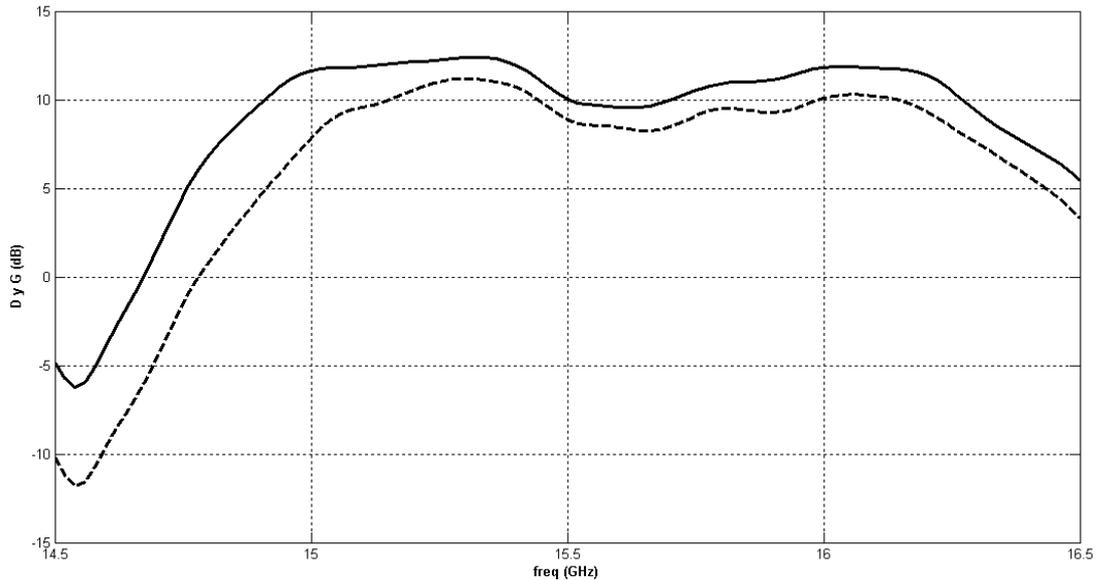


Figura 80: Directividad y Ganancia de antena SIW LWA de orden 3

Esta SIW LWA de orden 3 tiene un máximo de directividad de 12.3918 dB a la frecuencia de 15.32 GHz, que no coincide por poco con la frecuencia a la que la ganancia vale 11.1826 dB y se hace máxima, que en este caso es a 15.3 GHz.

Los valores máximos de ganancia y directividad son menores que los obtenidos en apartados anteriores en otros diseños pero se verá que compensará con el aumento del ancho de banda.

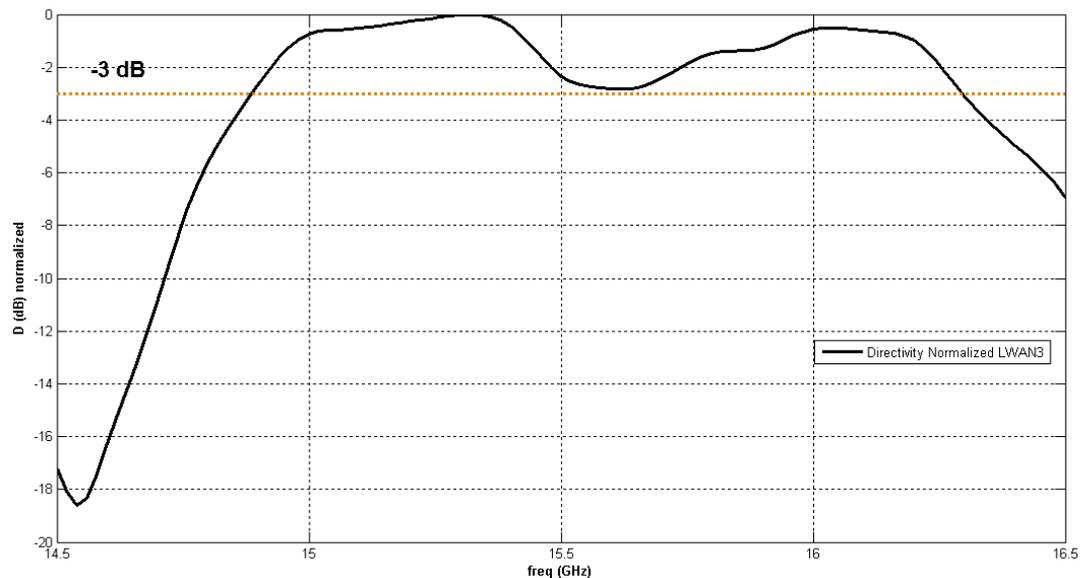


Figura 81: Directividad normalizada de antena SIW LWA de orden 3

En la figura anterior se puede observar como el Scanning Pattern Bandwidth va de 14.89 GHz a 16.3 GHz ya que es el rango de frecuencias en el que los valores de la directividad normalizada están por encima de -3dB, dándonos por consiguiente un ancho de banda máximo de $\Delta\theta_{-3dB}(f) = 1.41$ GHz.

Este aumento del ancho de banda supone un gran incremento con respecto a los anteriores diseños, pero tenemos un problema, el Pattern Bandwidth empieza en 15.09 GHz por lo que el ancho de banda adaptado de la antena es de 1.21 GHz.

Este valor de ancho de banda adaptado es el mejor conseguido hasta el momento, y se podría seguir mejorando haciendo mejoras en el adaptador en futuros proyectos para bajar la frecuencia mínima del S11 que esté por debajo de -10 dB.

5.6 Representación diagramas de radiación en 3D

A continuación se muestran los diagramas de radiación en 3D para la SIW LWA de orden 3.

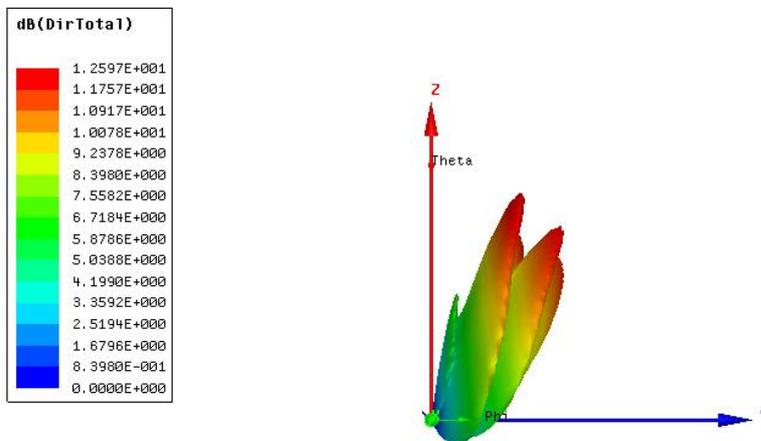


Figura 82: Diagrama de radiación en 3D de frente para antena SIW LWA de orden 3

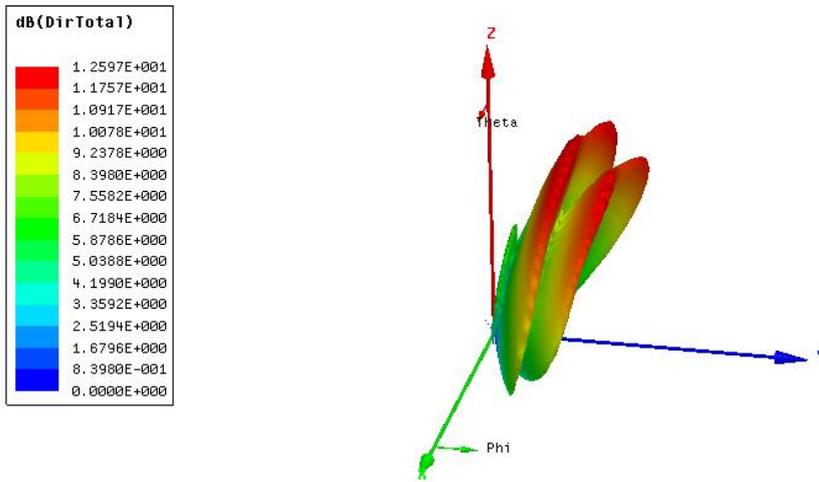


Figura 83: Diagrama de radiación en 3D de perfil para antena SIW LWA de orden 3

Esta representación se ha realizado a la frecuencia de 15.5 GHz para que se observen tres lóbulos. Si se representa como animación, se observa como el lóbulo menor se enmascara con los otros dos lóbulos al aumentar la frecuencia. La tendencia de los 3 lóbulos es a juntarse en uno solo al aumentar la frecuencia.

5.7 Comparaciones con anteriores diseños

En este apartado se comparará los valores relevantes de la SIW LWA de orden 3 y se comparará con los anteriores diseños estudiados.

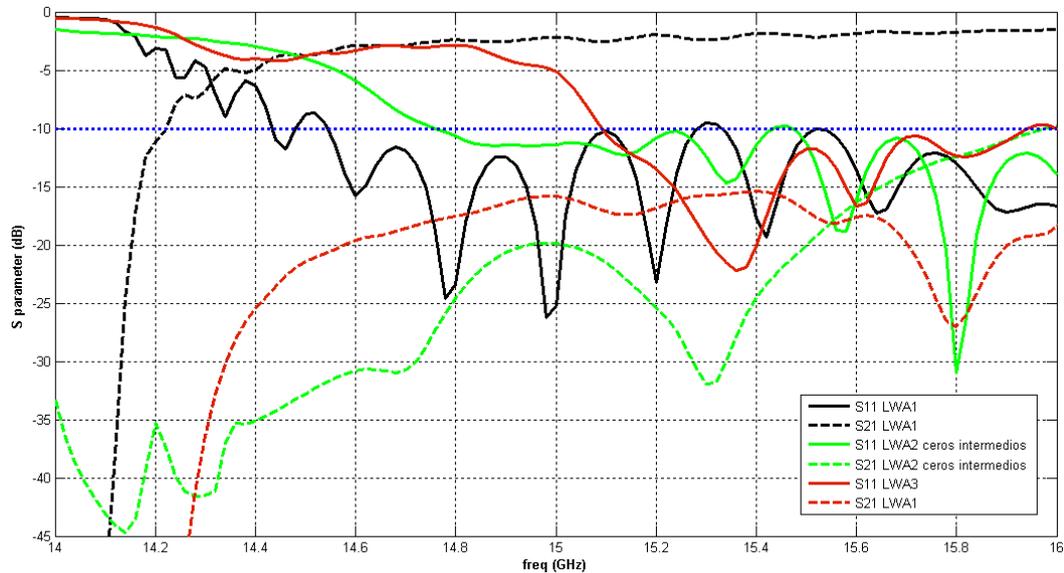


Figura 84: Parámetros S de SIW LWA de orden 1, 2 y 3

Si se analiza los parámetros S para los diferentes diseños relevantes se observa que en todos los diseños (excepto en la antena de orden 1) el parámetro S21 es muy bajo en todas las frecuencias (siempre está por debajo de -10 dB en estos diseños), esto se traduce en que la eficiencia de la antena es alta para esos diseños.

Recordemos que en el caso de la antena de orden 1 (el parámetro S21 está representado en negro discontinuo), y se hace muy bajo en frecuencias cercanas a 14 GHz porque a esa frecuencia la antena está al corte. En esta antena la eficiencia de radiación es baja debido a que el espesor del sustrato es fino, se ha diseñado así porque las antenas de orden superior conviene diseñarlas con sustratos finos ya que la tasa de radiación se eleva para sustratos gruesos debido a los acoplos y nos interesa controlar dicha tasa para iluminar bien la antena, si es demasiado alta α , la antena radia con baja eficiencia de apertura.

A mayor orden de la antena, mayor es la frecuencia a la que comienza el Pattern Bandwidth, esto es debido a que conforme hemos ido aumentando el orden de la antena, la anchura de la primera cavidad se ha ido haciendo más estrecha para poder obtener los resultados deseados, y esta se hace más difícil de adaptar.

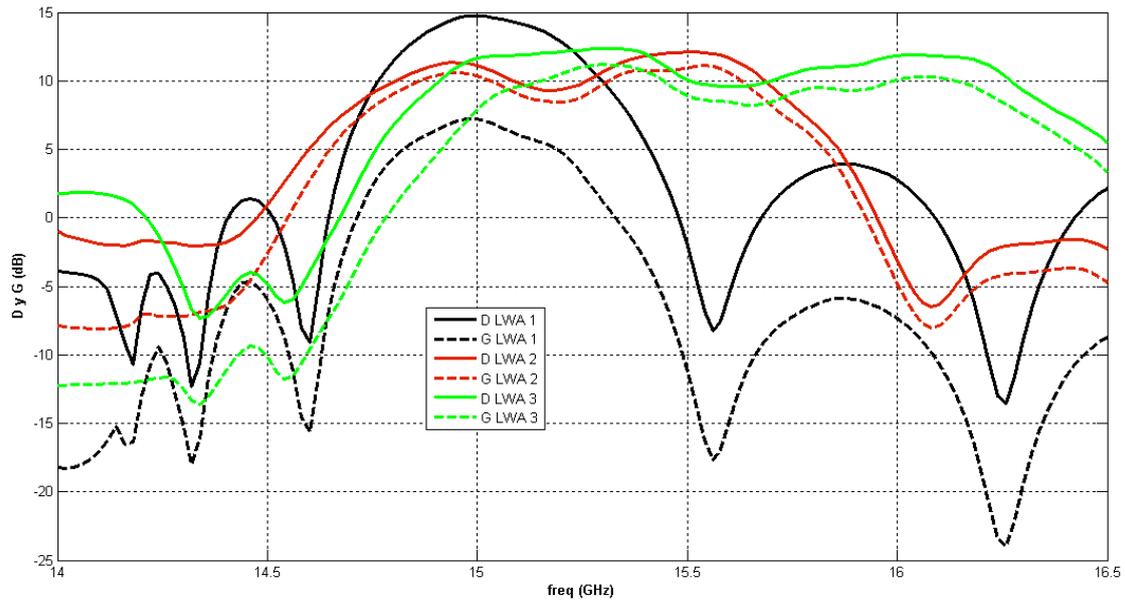


Figura 85: Directividad y Ganancia de SIW LWA de orden 1, 2 y 3

Analizando la directividad y la ganancia a 30° y comparando los diferentes diseños de la SIW LWA se llega a la conclusión de que se puede llegar a un compromiso de separación de lóbulos para maximizar el SPBW o maximizar la directividad y la ganancia. Se observa como al intentar maximizar el SPBW disminuimos la directividad y la ganancia máxima con respecto a la antena de orden 1. Aunque en el caso de la SIW LWA 3, se ha conseguido aumentar el SPBW manteniendo una directividad y ganancia máximas considerables con respecto al diseño anterior de orden 2.

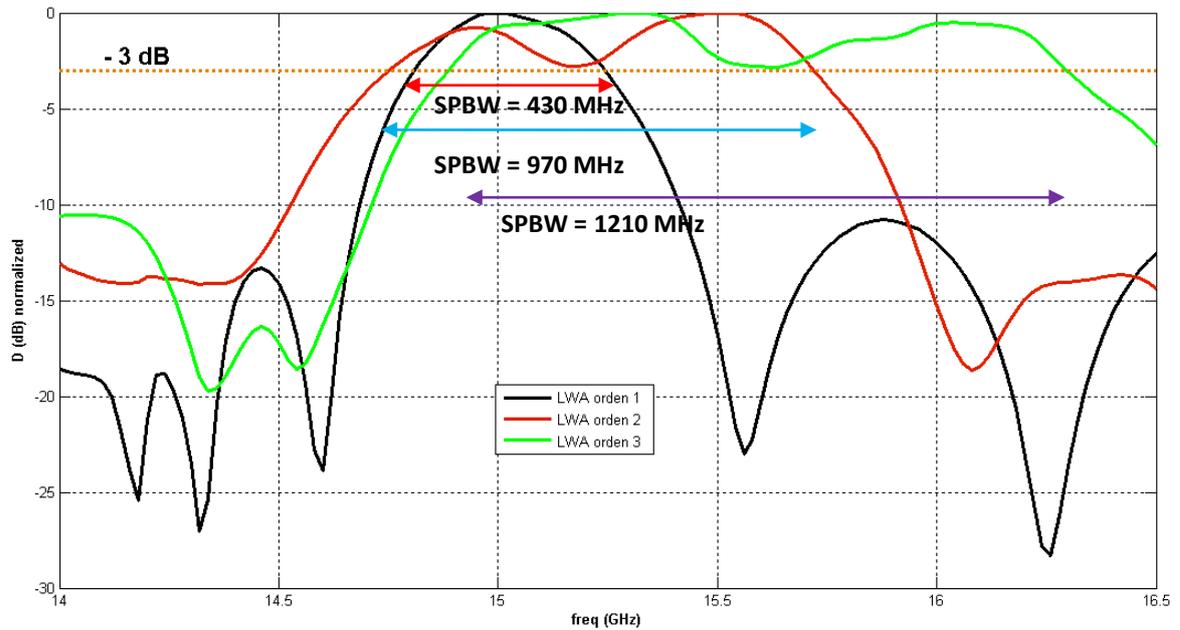


Figura 86: Directividad Normalizada de SIW LWA de orden 1, 2 y 3

Se observa un claro aumento del SPBW que justifica el aumento de orden de la SIW LWA. A pesar de que no se pueda utilizar la gráfica completa de la directividad normalizada de la antena de orden 3, la parte adaptada de esta nos da una mejora considerable en el ancho de banda con respecto a los estudios anteriores, como se ve en la figura anterior.

La siguiente tabla muestra un resumen comparativo de las diferentes antenas estudiadas.

| Tipo de antena | Scanning Pattern Bandwidth (adaptado) | Directividad máxima |
|--------------------------|---------------------------------------|---------------------|
| LWA 1 | 430 MHz | 14.74 dB |
| LWA2 ceros muy juntos | 780MHz | 12.78 dB |
| LWA2 ceros intermedios | 970MHz | 12.1 dB |
| LWA2 ceros muy separados | 720 MHz (Discontinuo) | 12.77 dB |
| LWA3 | 1210 MHz | 12.39 dB |

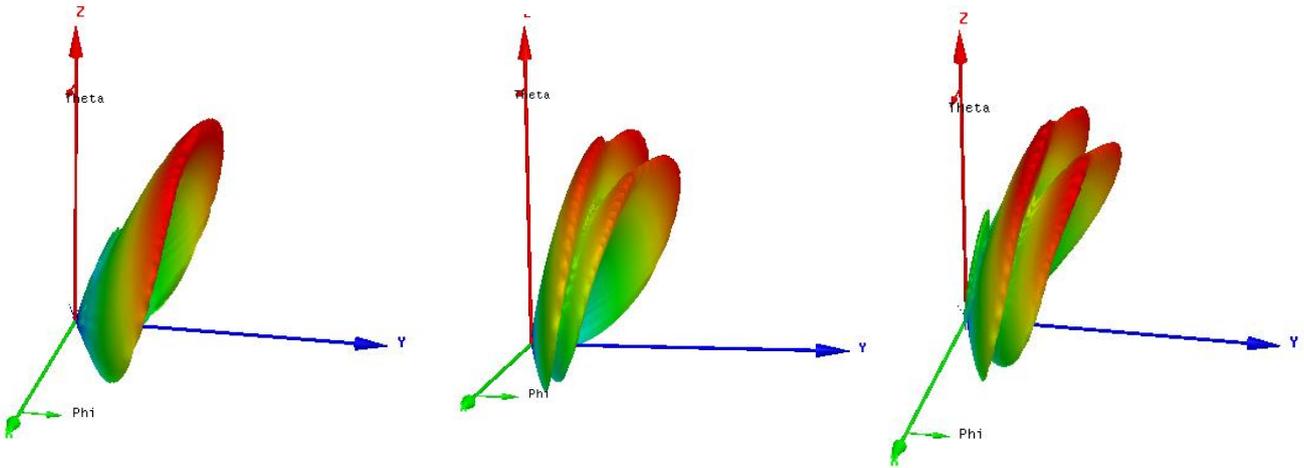


Figura 87: Diagramas de radiación en 3D para antena SIW LWA de orden 1, 2 y 3 respectivamente

En los diagramas de radiación en 3D se puede observar como el número de lóbulos coincide con el orden de cada antena. En el caso de la antena de orden 3, el lóbulo más a la izquierda es de pequeña magnitud. Como se comentó en el apartado 4.5, si se representa como animación, se observa como el lóbulo menor se enmascara con los otros dos lóbulos al aumentar la frecuencia. La tendencia de cada lóbulo es a juntarse en uno solo al aumentar la frecuencia.

5.8 Conclusiones

Se puede concluir tras el estudio de la SIW LWA de orden 3 que satisface los resultados teóricos esperados y nos ha dado una mejora sustancial en el SPBW con respecto al mejor diseño de orden 2, aunque este resultado sigue siendo mejorable introduciendo nuevos cambios en el adaptador que mejoren los parámetros S a bajas frecuencias.

La frecuencia mínima en la que llega el Impedance Bandwidth de este circuito es superior al de los diseños anteriores y este diseño ya no admite que se sigan desplazando a frecuencias superiores los lóbulos principales en directividad y ganancia ya que, con este adaptador, se ha llegado a maximizar el tamaño de la primera cavidad de la antena (W_0) para que se desplace a frecuencias superiores tanto como se ha podido para obtener buenos resultados.

Es interesante también observar como en este estudio se obtienen 3 lóbulos principales que se mueven a diferentes velocidades a diferentes frecuencias, como se ve en el diagrama de radiación en el plano H, aunque en las gráficas de ganancia y directividad parecen que solo hay dos lóbulos debido a que se enmascara con contribuciones a los otros dos en las frecuencias en las que tenemos el Scanning Pattern Bandwidth óptimo de este diseño. Cambiando los parámetros de diseño de la tercera cavidad de la antena se podría hacer que el tercer lóbulo en el diagrama de radiación en 3D fuera más visible, pero con estos parámetros son con los que se ha maximizado el SPBW.

6 Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

En este proyecto se ha conseguido el objetivo principal, que era crear un diseño inicial de una SIW LWA adaptada y realizarle diferentes mejoras y optimizaciones tanto con ayuda teórica como mediante un simulador de onda completa, como es HFSS

Este estudio ayuda a entender mejor el comportamiento de este tipo de diseños y propone una forma de poder optimizar diferentes configuraciones para mejorar resultados en algunos tipos de aplicaciones, como en comunicaciones punto a punto. Todo esto se ha conseguido de manera más que notable y los resultados han superado algunas de nuestras expectativas.

Se ha conseguido pasar de un diseño inicial con un SPBW de 430 MHz como se ha visto con la SIW LWA de orden 1, a un diseño con una SPBW de 1.21 GHz como se ha visto con los resultados finales de la SIW LWA de orden 3.

También se ha mostrado una forma de operar con los diferentes lóbulos de una antena SIW LWA de orden 2 para adecuarlo a unos requisitos de directividad o ganancia, permitiendo ajustar los diferentes lóbulos a las condiciones de diseño deseadas. Esta parte también ayuda a comprender mejor el funcionamiento de las antenas multicavidad y las propiedades que deben cumplirse para optimizarlas.

6.2 Líneas Futuras

Como líneas futuras de este proyecto se pueden proponer mejoras en el adaptador para mejorar el parámetro S11 tanto en la antena SIW LWA de orden 2 y 3. Mejorando esta adaptación a bajas frecuencias se puede conseguir aumentar el SPBW de los diseños ya propuestos en este estudio y darían una buena herramienta para seguir aumentando el orden de este tipo de antenas y seguir estudiando su comportamiento en diferentes escenarios.

En este estudio, se ha trabajado y estudiado también la antena SIW LWA de orden 4, como se puede ver en la siguiente figura, pero no se han conseguido unos resultados notables de Impedance Bandwidth y Scanning Pattern Bandwidth.

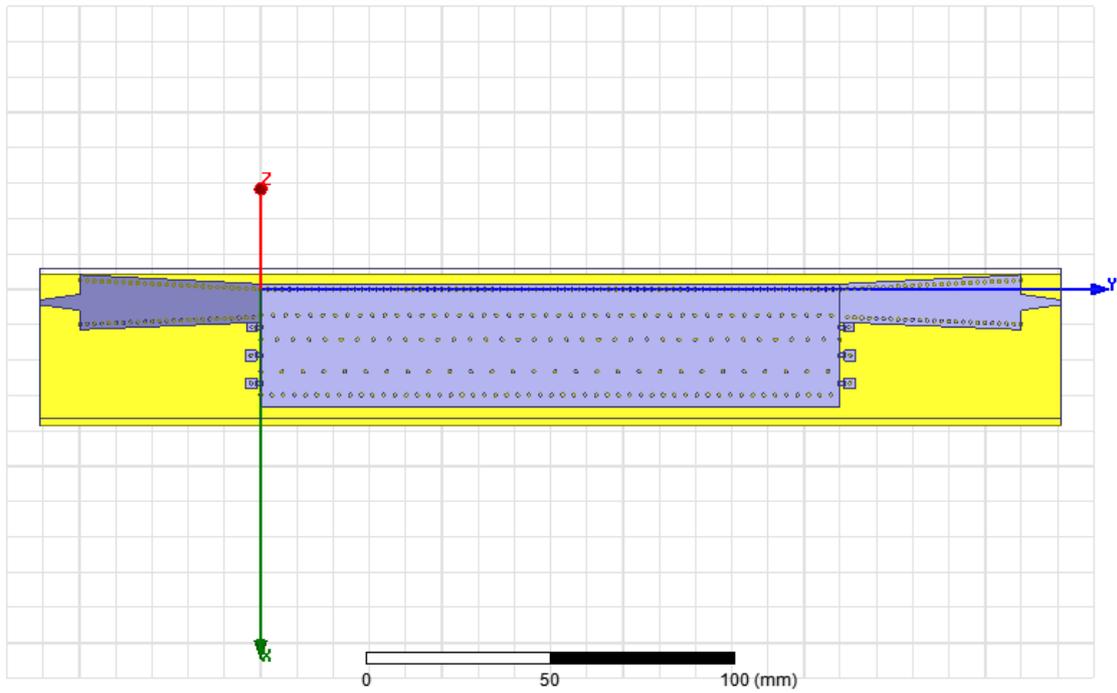


Figura 88: antena leaky-wave de orden 43 con adaptador

Un cambio sustancial en el adaptador para mejorar el parámetro S11 a bajas frecuencias daría el empuje necesario para seguir estudiando en esta línea.

En uno de los mejores diseños de esta antena se llegó a adaptarla a 14.93 GHz como se ve a continuación. Se necesita cambiar este adaptador para mejorarlo a bajas frecuencias.

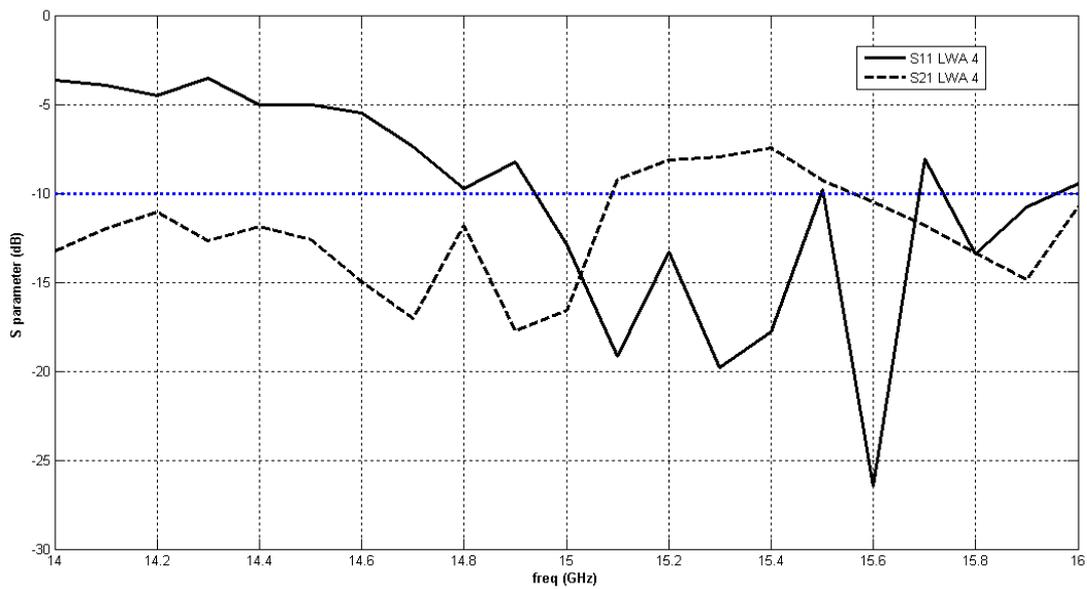


Figura 89: Adaptación antena leaky-wave de orden 4 con adaptador

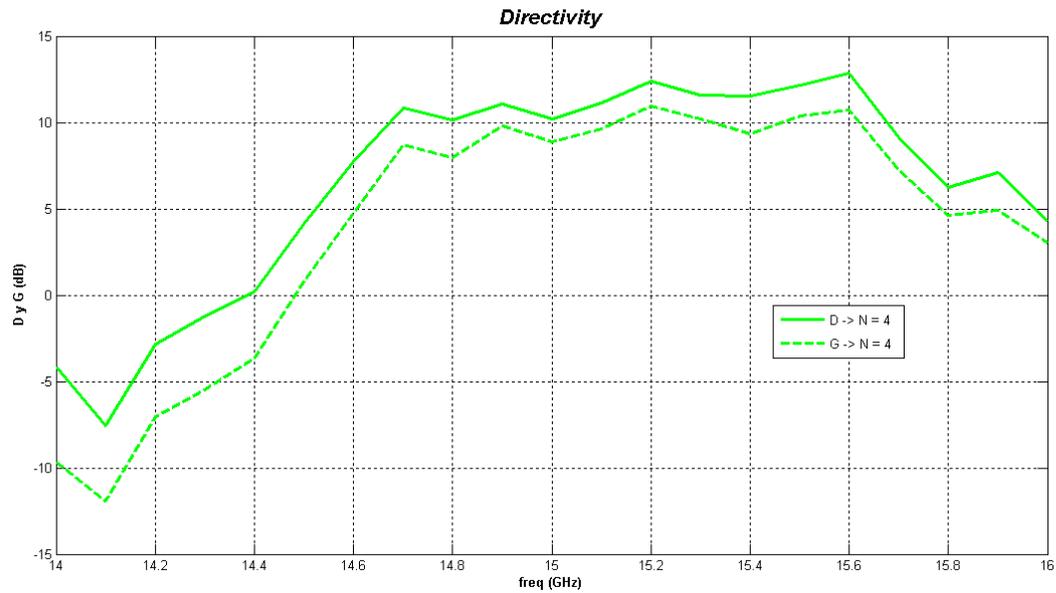


Figura 90: Directividad y ganancia SIW LWA de orden 4

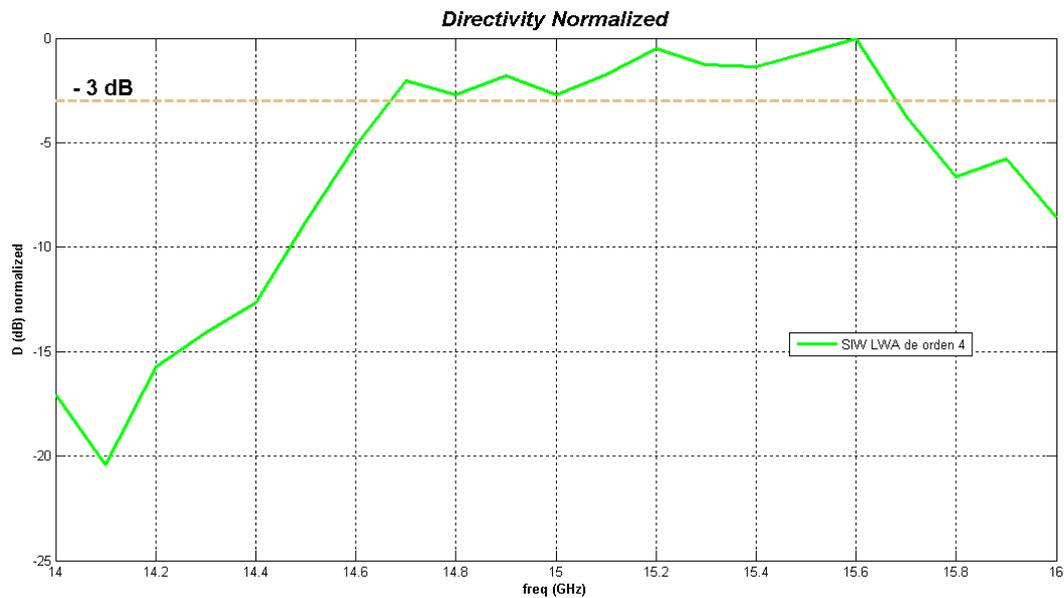


Figura 91: Directividad Normalizada SIW LWA de orden 4

En las gráficas de directividad y ganancia se ve que tiene una buena eficiencia de radiación. En la gráfica de la directividad normalizada se puede observar que se puede partir de un SPBW de 1 GHz y de ahí, se podría seguir mejorando el ancho de banda mejorando la adaptación y separando un poco más los lóbulos.

La ampliación de esta parte se deja para futuros proyectos e investigaciones.

Otra posible línea futura sería realizar la alimentación de la antena SIW LWA a mitad de la antena, en lugar de hacerlo por los extremos. De esta forma podría configurarse los parámetros de diseño para que radiara en Broadside y se intenten mejorar los resultados de este estudio. En este caso, la antena también podría tener diferentes cavidades para trabajar con los lóbulos de radiación resultantes de esta.

7 BIBLIOGRAFÍA

Frequency-beam scanned LWAs

- [1] A. A. Oliner and D. R. Jackson, "Leaky-wave antennas," in *Antenna Engineering Handbook*, J. L. Volakis, Ed., 4th ed. New York: Mc- Graw-Hill, Jun. 2007, ch. 11.
- [2] A. Sanada, H. Kubo, S.-I. Matsuzawa, and K. Sato, "Automotive radar antenna application using balanced composite right/left-handed metamaterials", in *Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, pp.398-401, Jul. 2006.
- [3] M. Ettorre, A. Neto, G. Gerini, and S. Maci, "Leaky-wave slot array antenna fed by a dual reflector system," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 10, pp. 3143–3149, Oct. 2008
- [4] J.L. Gómez-Tornero, F.D. Quesada, A.A. Melcón, G. Goussetis, A.R. Weily, and Y. Jay Guo, "Frequency steerable two dimensional focusing using rectilinear leaky-wave lenses," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.59, no.2, pp. 407–415, Feb. 2011.

Reduced beam-squint LWAs

- [5] A. Neto, S. Bruni, G. Gerini, and M. Sabbadini, "The leaky lens: A broad-band fixed-beam leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 10, pp. 3240–3246, Oct. 2005.
- [6] A. Neto, "UWB, Non Dispersive Radiation From the Planarly Fed Leaky Lens Antenna— Part 1: Theory and Design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2238-2247, Jul. 2010.
- [7] C. Caloz, S. Abielmona, H. Nguyen, and A. Rennings, "Dual composite right/left-handed (D-CRLH) leaky-wave antenna with low beam squinting and tunable group velocity", *physica status solidi (b)*, vol. 244, no. 4, pp. 1219-1226, 2007.
- [8] M. A. Antoniades, and G. V. Eleftheriades, "A CPS leaky-wave antenna with reduced beam squinting using NRI-TL metamaterials," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 708–721, Mar. 2008.
- [9] N. Nasimuddin, Z. N. Chen and X. Qing, "Substrate Integrated Metamaterial-Based Leaky-Wave Antenna With Improved Boresight Radiation Bandwidth," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 7, pp. 3451-3457, July 2013.
- [10] K. M. Kossifos and M. A. Antoniades, "Analysis of an off-broadside zero beam-squinting leaky-wave antenna using metamaterials," 2016 18th Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON), Lemesos, Cyprus, 2016, pp. 1-4.

[11] A. Shahvarpour, A. Alvarez-Melcon, and C. Caloz, "Bandwidth enhancement and beam squint reduction of leaky modes in a uniaxially anisotropic meta-substrate," in Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp., pp. 1–4, Jul. 2010.

[12] A. Porokhnyuk, T. Ueda, Y. Kado, and T. Itoh, "Nonreciprocal metamaterial for non-squinting leaky-wave antenna with enhanced beam steering", in Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp, pp. 2289 – 2290, Jul. 2013.

[13] D. F. Sievenpiper, "Superluminal waveguides based on non-foster circuits for broadband leaky-wave antennas", IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett., vol.10, pp.231-234, 2011.

[14] D. Muha, S. Hrabar, I. Krois, I. Bonić, A. Kiričenko and D. Zaluški, "Design of microstrip non-foster leaky-wave antenna," in 21st International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECom), Dubrovnik, pp. 1-3. 2013.

SIW LWA Alex:

[15] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gomez-Tornero, and G. Goussetis, "Planar leaky-wave antenna with flexible control of the complex propagation constant," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, no. 3, pp. 1625-1630, Mar. 2012.

[16] J.L. Gómez-Tornero, A. Martínez-Ros, A. Álvarez-Melcón, F. Mesa and F. Medina, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna with reduced beam squint," Microwave Conference (EuMC), 2013 European, Nuremberg, 2013, pp. 491-494.

[17] J.L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Guzmáb-Quirós, D. CañeteRebenaque, "Reducing the Beam Squint in Scanned Leaky-Wave Antennas using Coupled SIW Cavities", in Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp, pp. XXX – XXX, Jul. 2016.

MultiLayer FPA

[18] A. P. Feresidis, J. C. Vardaxoglou, "A broadband high-gain resonant cavity antenna with single feed", Proc. EuCAP 2006, Nice, France, 2006.

[19] M. A. Al-Tarifi, D. E. Anagnostou, A. K. Amert and K. W. Whites, "Bandwidth Enhancement of the Resonant Cavity Antenna by Using Two Dielectric Superstrates," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 4, pp. 1898-1908, April 2013.

[20] C. Mateo-Segura, A.P. Feresidis, and G. Goussetis, "Bandwidth Enhancement of 2-D Leaky-Wave Antennas With Double-Layer Periodic Surfaces," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.62, no.2, pp. 586-593, Feb. 2014.

[21] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis and P. S. Hall, "Multilayer Partially Reflective Surfaces for Broadband Fabry-Perot Cavity Antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, no. 7, pp. 3474-3481, July 2014.

[22] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis and P. S. Hall, "Broadband SubWavelength Profile High-Gain Antennas Based on Multi-Layer Metasurfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 1, pp. 423427, Jan. 2015.

TEN SIW LWA Alex:

[23] A. J. Martinez-Ros, J. L. Gomez-Tornero, and F. Quesada-Pereira, "Efficient analysis and design of novel SIW leaky-wave antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 496–499, 2013.

[24] N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*. P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, Ch.5, Sec.5-21, "Inductive posts", pp. 285-289, 1986.

[25] E. Kuester, R. Johnk, and D. Chang, "The thin-substrate approximation for reflection from the end of a slab-loaded parallel-plate waveguide with application to microstrip patch antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 5, pp. 910 – 917, Sep. 1982.

POSITIVE PHASE REFLECTION PHASE

[26] G. Yuehe, K.P. Esselle, and T.S. Bird, "The use of simple thin partially reflective surfaces with positive reflection phase gradients to design wideband, low-profile EBG resonator antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 60, no.2, pp. 743-750, Feb. 2012.

[27] B. A. Zeb, G. Yuehe, K.P. Esselle, Z. Sun, and M. E. Tobar, "A simple dual-band electromagnetic band gap resonator antenna based on inverted reflection phase gradient", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 60, no.10, pp. 4522-4529, Oct. 2012.

[28] N. Wang, Q. Liu, C. Wu, L. Talbi, Q. Zeng and J. Xu, "Wideband Fabry-Perot Resonator Antenna With Two Complementary FSS Layers," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 5, pp. 2463-2471, May 2014.

[29] A. Hosseini, F. Capolino and D. R. Jackson, "Leaky-wave explanation of gain-bandwidth-enhanced Fabry-Pérot Cavity antennas formed by a thick multilayer partially-reflective surface," in *Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Vancouver, BC, pp. 1090-1091, July 2015.

HFSS:

[30] Ansoft HFSS Version 12.0 1984–2011, Ansoft Corporation.

SIW LWA Miguel:

[31] Miguel Poveda García, "Diseño de Antenas Leaky-Wave en Tecnología de Guía de Onda Integrada en Substrato con Cavidades Acopladas Para Aumentar Su Ancho de Banda", 2016

[32] A. J. Martínez-Ros, "Analysis and Synthesis of Leaky-Wave Devices in Planar Technology" UPCT, p. 22, Jul. 2014.

SIW LWA Aplicaciones:

[33] D. Deslandes and K. Wu, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 593–596, Feb. 2003.

[34] S. T. Choi, K. S. Yang, K. Tokuda, and Y.-H. Kim, "A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 12, pp. 545–547, Dec. 2004.

[35] S. Germain, D. Deslandes, and K. Wu, "Development of substrate integrated waveguide power dividers", in *IEEE CCECE 2003. Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering*, vol. 3, Montreal, Canada, May 2003, pp. 1921–1924.

[36] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, and T. J. Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 446–448, Sep. 2004.

[37] D. Deslandes and K. Wu, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna: concept and design considerations", in *APMC 2005. Asia-Pacific Microwave Conf. Proc.*, Suzhou, China, Dec. 2005, pp. 346–349.

[38] F. Xu, K. Wu, and X. Zhang, "Periodic leaky-wave antenna for millimeter wave applications based on substrate integrated waveguide", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 2, pp. 340–347, Feb. 2010.

[39] J. L. Gómez-Tornero, Miguel Poveda-García, Raúl Guzmán-Quirós and Juan Carlos Sánchez-Arnause, "Design of X-Band Wireless Power Transfer System to Empower Light Drones", UPCT, 2016.

[40] A. J. Martínez-Ros, J. L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Independent control of the leakage rate and pointing angle of a novel planar leaky-wave antenna", in *Proc. of the 5th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Rome, Italy, Apr. 2011, pp. 1919–1922.

