

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo de Fin de Máster

**Diseño de Antenas Leaky-Wave en Tecnología de Guía de Onda  
Integrada en Substrato con Cavidades Acopladas Para Aumentar Su  
Ancho de Banda**



**AUTOR:** MIGUEL POVEDA GARCÍA

**DIRECTOR:** JOSÉ LUIS GÓMEZ TORNERO

SEPTIEMBRE / 2016

<b>Autor</b>	Miguel Poveda García
<b>E-mail del Autor</b>	<a href="mailto:miguelpoveda92@gmail.com">miguelpoveda92@gmail.com</a>
<b>Director</b>	José Luis Gómez Tornero
<b>E-mail de los Directores</b>	<a href="mailto:Josel.gomez@upct.es">Josel.gomez@upct.es</a>
<b>Título del TFG</b>	<i>“Diseño de Antenas Leaky-Wave en Tecnología de Guía de Onda Integrada en Substrato con Cavidades Acopladas Para Aumentar Su Ancho de Banda.”</i>
<b>Palabras clave</b>	Antenas Leaky Wave, SIW multicavidad, Beam Squint, Scanning Pattern Bandwidth.
<b>Resumen</b>	
<p>Las antenas leaky son un tipo muy conocido de antenas debido a su simplicidad estructural, sencillez de su mecanismo de alimentación y su diagrama de radiación de alta ganancia. Una de sus principales propiedades es el escaneo de haz en frecuencia o “beam squint”, beneficioso para algunas aplicaciones como radares de onda continua modulados en frecuencia o sistemas de enfoque en campo cercano controlado por frecuencia, pero una característica indeseada aplicada a comunicaciones punto a punto, en la que se desea que dos antenas se apunten una a la otra en una amplia banda de frecuencias.</p> <p>En este trabajo se realiza el diseño de antenas leaky planas, directivas y de banda ancha usando cavidades acopladas mediante guías de onda integradas en substrato (SIW). El 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. Un ancho de banda de escaneo a 3dBs (SPBW) de 900MHz con 12.1dBi de directividad máxima es conseguido para un ángulo de 30º en elevación, el doble que los 450MHz conseguidos para la misma antena con una sola SIW.</p>	
<b>Titulación</b>	Máster en Telecomunicaciones
<b>Departamento</b>	Depto. De Tecnologías de la Información
<b>Fecha de Presentación</b>	Septiembre 2016

# Índice

<b>Introducción</b> .....	<b>4</b>
Estructura de la memoria .....	4
<b>Capítulo 1. Conceptos Básicos</b> .....	<b>6</b>
1.1. Antenas Leaky Wave .....	6
1.2. Guía de Onda Integrada en Substrato .....	8
1.3. SIW LWA.....	10
1.4. Beam Squint.....	11
1.5. Scanning Pattern Bandwidth .....	13
<b>Capítulo 2. SIW LWA Multicavidad</b> .....	<b>17</b>
2.1. Optimización de SIW LWA Multicavidad .....	17
2.1.1. Red Transversal Equivalente (TEN).....	18
2.1.2. Función Objetivo.....	20
2.2. Modelado y Optimización en MWO .....	21
2.2.1. Circuitos equivalentes en MWO.....	21
2.2.2. Optimización en MWO .....	25
<b>Capítulo 3. Diseños finales</b> .....	<b>28</b>
3.1. Diseño SIW LWA orden $N=1$ .....	28
3.2. Diseño SIW LWA orden $N=2$ .....	31
<b>Capítulo 4. Resultados HFSS</b> .....	<b>35</b>
4.1. Simulación SIW LWA orden $N=1$ .....	35
4.2. Simulación SIW LWAs orden $N=2$ .....	40
4.3. Comparación SIW LWA orden $N=1$ y $N=2b$ .....	48
<b>Capítulo 5. Conclusiones y Líneas Futuras</b> .....	<b>50</b>
5.1. Conclusiones .....	50
5.2. Líneas Futuras .....	50
<b>Bibliografía</b> .....	<b>57</b>
<b>Publicaciones</b> .....	<b>59</b>

# 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 [1]. 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 [2],[3], o sistemas de enfoque en campo cercano controlado por frecuencia [4], 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 [5]-[14], 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 en el que la directividad, a una dirección determinada, no baja 3dB respecto al valor máximo. En LWAs normales, este SPBW es muy pequeño debido al beam squint.

El propósito de este proyecto es el de presentar un método de diseño de LWAs con un beam squint reducido, mediante el uso de multicavidades acopladas en tecnología de guía de onda integrada en substrato (Substrate Integrated Waveguide o SIW), topología propuesta en [15], de modo que se pueda conseguir un SPBW lo suficientemente grande.

## Estructura de la memoria

La memoria de este proyecto está estructurada en 5 capítulos. En el primero de ellos se explicarán una serie de conceptos básicos sobre antenas leaky-wave, sus propiedades y una serie de parámetros que servirán para entender mejor el propósito del proyecto así como para poner el trabajo en contexto.

En el segundo capítulo se muestra la estructura propuesta de una SIW LWA multicavidad, así como la forma de analizarla y de optimizarla para conseguir el

propósito del proyecto. Se explicará cómo usar el software MWO para realizar dicha optimización y se mostrará el modelado de nuestra antena en este software.

El tercer capítulo muestra algunos diseños finales optimizados para cumplir las condiciones deseadas y explica los resultados obtenidos, haciendo hincapié en la mejora de nuestros diseños con respecto a una SIW LWA típica.

Una vez se tienen los diseños finales, es necesario validarlos con simulaciones de onda completa. En el capítulo 4 se realizan estas simulaciones en el software HFSS a modo de validación y se comparan resultados para mostrar la mejora obtenida y otros aspectos. Los detalles de las simulaciones se pueden consultar en [16], donde se han realizado los diseños en HFSS y se muestra el proceso de simulación.

Por último, las conclusiones y unas líneas futuras en este campo se muestran en el capítulo 5.

# Capítulo 1. Conceptos Básicos

## 1.1. Antenas Leaky Wave

En este apartado se va a mostrar una pequeña introducción acerca de las antenas leaky dada en [17].

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 lateras. 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*) [18].

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 capítulo 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.

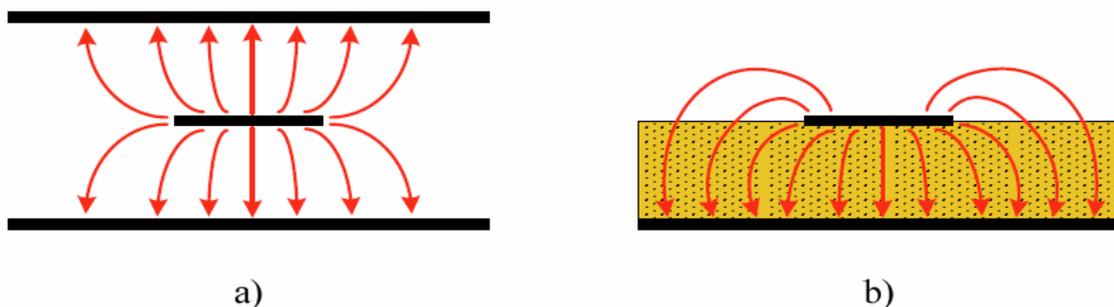


Figura 1. Distribución de campo eléctrico en las líneas: a) stripline y b) microstrip.

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  $y$ .

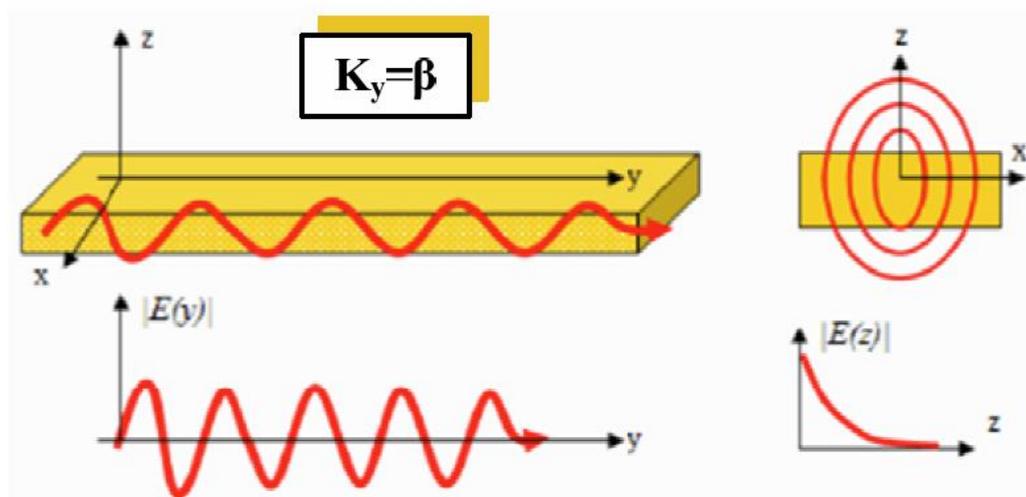


Figura 2. Ondas de superficie en guías de onda dieléctricas.

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  $y$ .

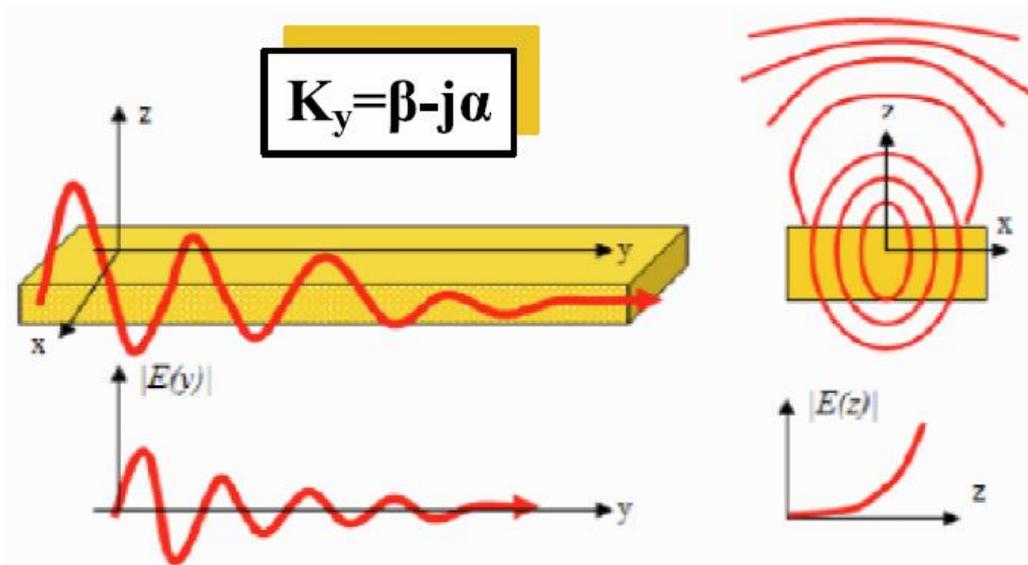


Figura 3. Ondas de fuga en guías dieléctricas.

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  $\theta_R$ , 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, si no también por la variación de  $\beta_y$  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:

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

## 1.2. Guía de Onda Integrada en Substrato

En este apartado se va a mostrar una pequeña introducción acerca de la tecnología de guía de onda integrada en sustrato dada en [17].

La desventaja más importante de la tecnología *microstrip* se encuentra relacionada con las pérdidas presentes en circuitos que utilizan esta tecnología [18]. 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 [18].

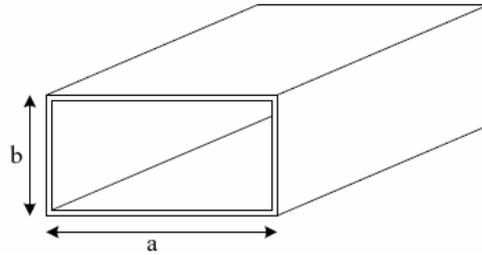


Figura 4. Guía de onda rectangular.

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.

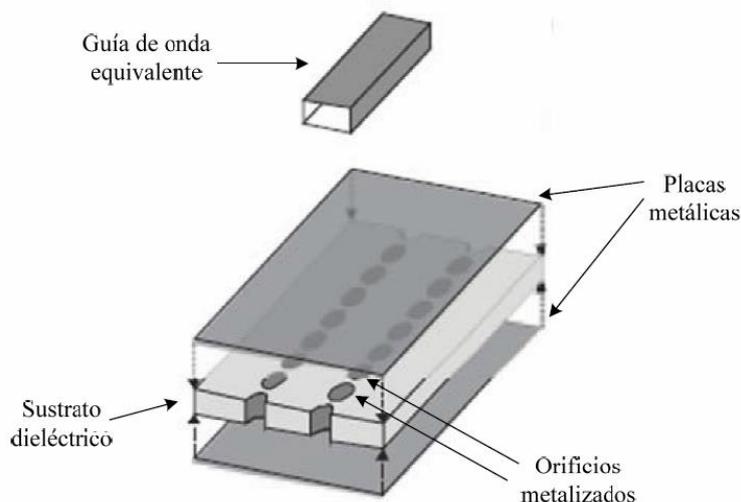


Figura 5. Estructura de una SIW.

### 1.3. 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  $\alpha_y$  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, teniendo en cuenta la constante dieléctrica del substrato:

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

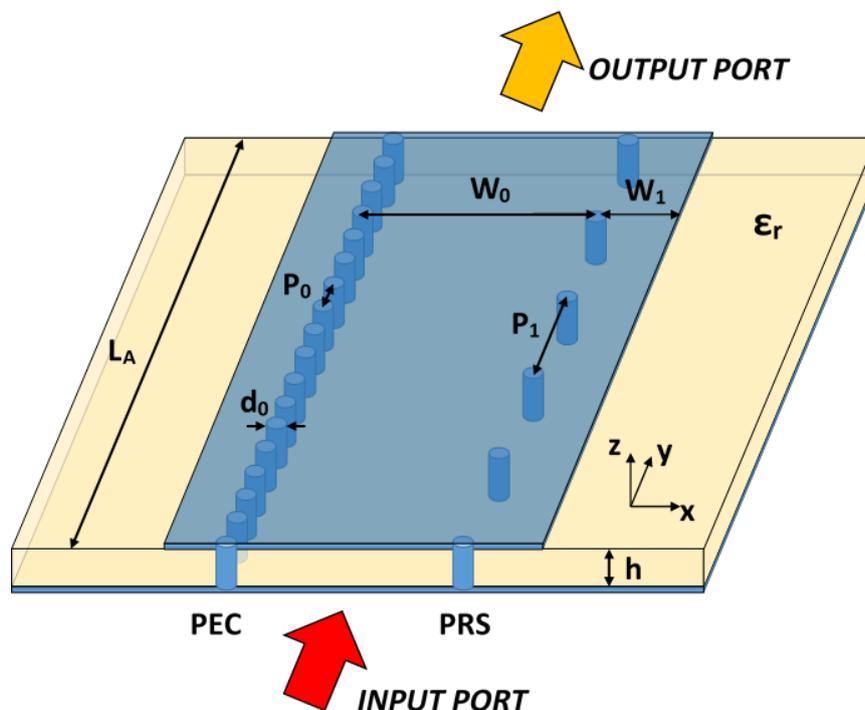


Figura 6: Estructura de la SIW LWA

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

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

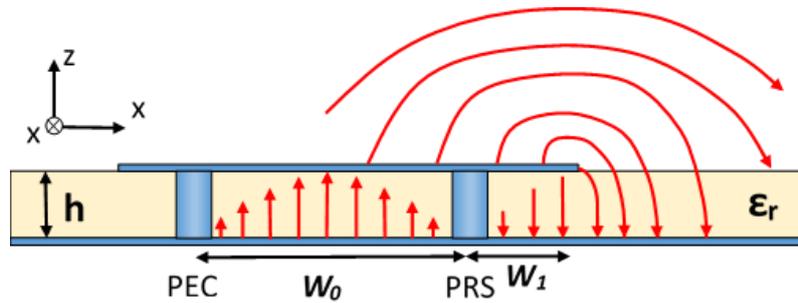


Figura 7: Campos en plano transverso de la SIW LWA

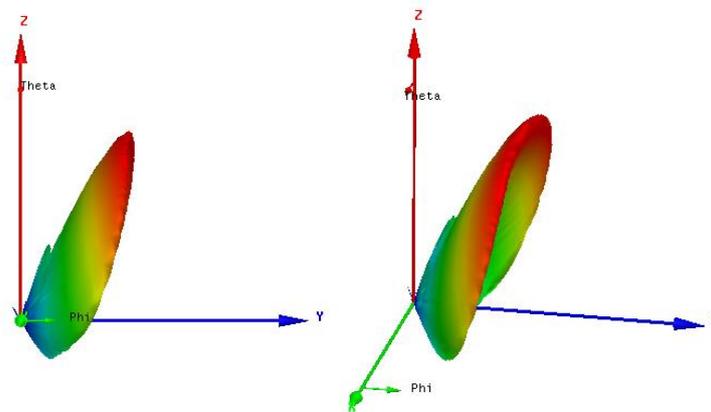


Figura 8: Diagrama de radiación de una SIW LWA

## 1.4. Beam Squint

El “Beam Squint” o desenfoque de haz se refiere a la propiedad inherente de las antenas leaky de escaneo en frecuencia. Debido a la propia dispersión de una guía de onda, al aumentar la frecuencia de alimentación de una SIW, el ángulo con el que la onda incide sobre las paredes de postes también aumenta respecto a la dirección perpendicular a éstas. Para ver mejor esto, la figura 9 muestra un resumen con los ángulos de incidencia y radiación con respecto a la antena.

Por la ley de Snell, el ángulo de radiación,  $\theta_{RAD}$ , está relacionado con el de incidencia,  $\theta_{INC}$ , a través de la constante dieléctrica del sustrato:

$$\sin\theta_{INC} = \frac{\sin\theta_{RAD}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.7)$$

La figura 10 muestra la respuesta típica de una SIW LWA al cambiar la frecuencia de alimentación. En ella se observa como hasta llegar a la frecuencia de corte no hay radiación, aproximadamente 14GHz. Una vez se ha pasado la frecuencia de corte, el ángulo de radiación aumenta rápidamente con la frecuencia, pero esta pendiente se va reduciendo a frecuencias más altas.

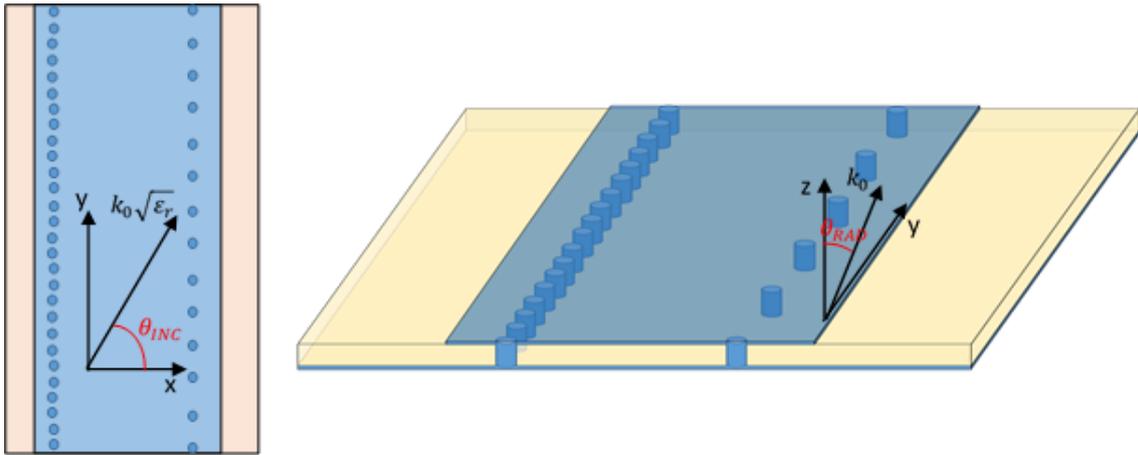


Figura 9: Ángulos de incidencia y de radiación en SIW LWA

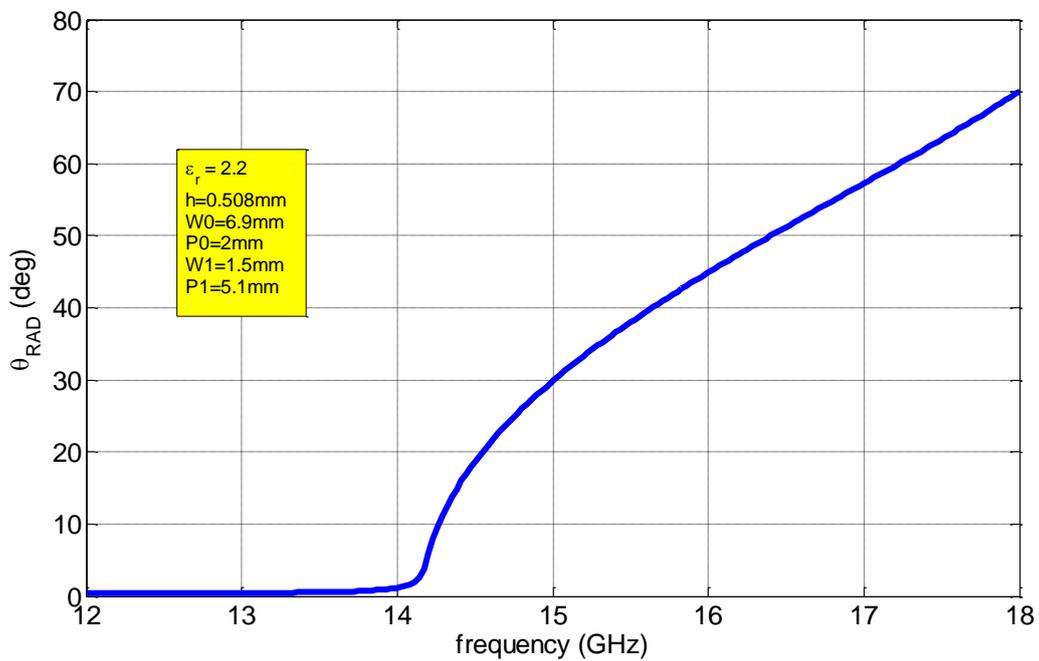


Figura 10: Dispersión típica de una SIW LWA.

El Scanning Ratio es el parámetro que da la pendiente de la curva para cada frecuencia. Si este parámetro es alto, la antena escaneará todo el espacio en una banda de frecuencias más estrecha. En la figura 11 se puede ver el Scanning Ratio correspondiente a la curva de la figura 10. Como se ha explicado, a frecuencias cercanas a la de corte, el Scanning Ratio es mayor que a frecuencias mayores.

El diseño de una SIW LWA se puede hacer de forma que el Scanning Ratio sea mayor o menor y, por tanto, la antena escanee el espacio en un rango menor o mayor de frecuencias, pero no puede ser negativo, lo que hace que la antena siempre aumente el ángulo de radiación al aumentar la frecuencia.

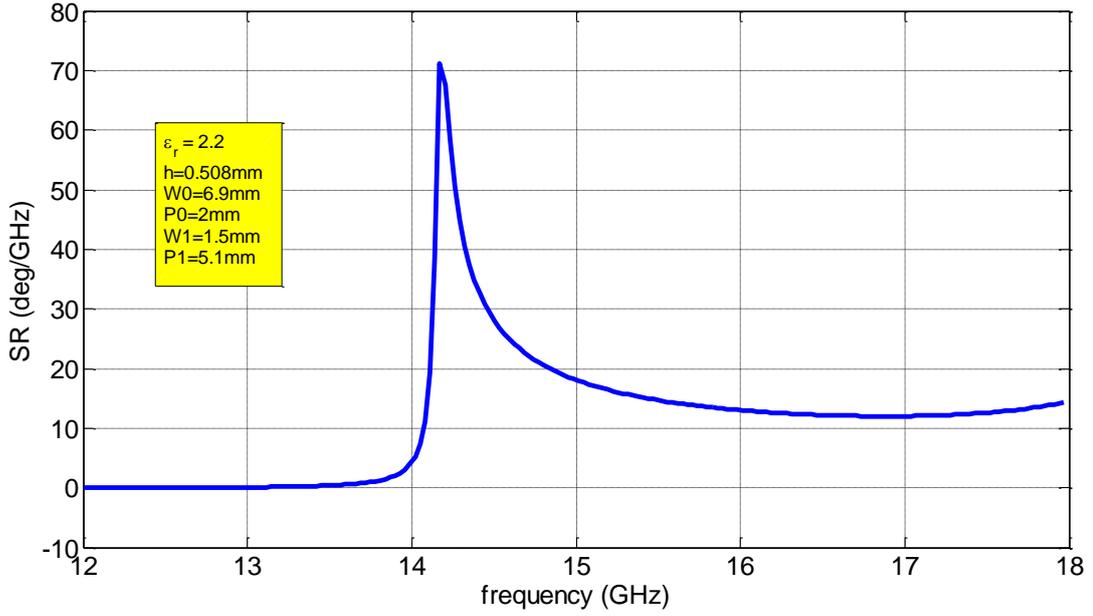


Figura 11: Scanning Ratio típico de una SIW LWA.

## 1.1. 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  $\theta_0$  se mantiene por encima de -3dB con respecto a la directividad a la frecuencia de diseño  $f_0$  ( $f_1 < f_0 < f_2$ ) [19]. Como ya se ha comentado, en una LWA, conforme varía la frecuencia, también varía el ángulo de escaneo, como se muestra en la Figura 1212, de modo que se puede considerar la siguiente condición:

$$\theta_R(f_1) + \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_1)}{2} = \theta_R(f_0) \quad (1.8)$$

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

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 (1.8) y (1.9), 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 [1]:

$$\theta_R(f_2) - \theta_R(f_1) = \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_2)}{2} + \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_1)}{2} \approx \Delta\theta_{-3dB}(f_0) \quad (1.10)$$

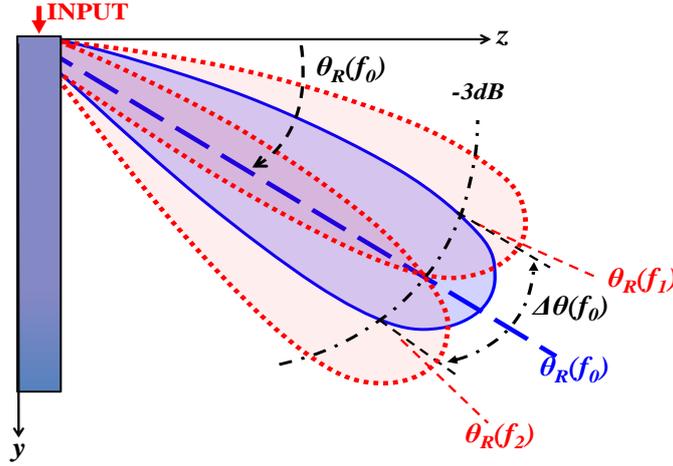


Figura 12: Definición de SPBW a una dirección de escaneo  $\theta_R$  dada para una frecuencia de diseño  $f_0$

De la figura 12 se puede definir el *Scanning Pattern Bandwidth* SPBW a través del *Scanning Pattern Angular Range* SPAR de la siguiente forma:

$$\text{SPAR} = \Delta\theta = \theta_2(f_2) - \theta_2(f_1) \quad (1.11)$$

$$\text{SPBW} = \Delta f = f_2 - f_1 \quad (1.12)$$

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:

$$\Delta\theta_p \in [\theta_R(f_0) - \delta\theta_R, \theta_R(f_0) + \delta\theta_R] \quad (1.13)$$

donde  $\delta\theta_R$  el error de escaneo permitido definido como:

$$\delta\theta_R = \frac{\Delta\theta_{-3dB}(f_0)}{2} \quad (1.14)$$

El ancho de haz a -3dB,  $\Delta\theta_{-3dB}$ , se relaciona con la longitud de la antena en la dirección y por la siguiente expresión:

$$\Delta\theta_{-3dB} \approx \frac{180/\pi}{L_{antena}/\lambda_0 \cdot \cos \theta_R} \quad (1.15)$$

Dada una longitud de antena  $L_{antena}$ , una frecuencia de diseño  $f_0$  y un ángulo de radiación a la frecuencia de diseño  $\theta_R(f_0)$ ,  $\delta\theta_R$  se puede obtener a través de (1.14). Para una antena con  $L_{antena} = 26\text{cm}$ , diseñada para tener un ángulo de radiación  $\theta_R(f_0) = 30^\circ$  a una frecuencia de diseño de  $f_0 = 15\text{GHz}$ , el ancho de haz a -3dB obtenido es de  $\Delta\theta_{-3dB} = 5^\circ$ , por lo que el error máximo de escaneo permitido es de  $\delta\theta_R = 2.5^\circ$ . Sabiendo esto, se puede deducir que:

$$\theta_R(f_1) = \theta_R(f_0) - \delta\theta_R = 30^\circ - 2.5^\circ = 27.5^\circ \quad (1.16)$$

$$\theta_R(f_2) = \theta_R(f_0) + \delta\theta_R = 30^\circ + 2.5^\circ = 32.5^\circ \quad (1.17)$$

La dispersión de este mismo diseño se muestra en la figura 13 con el propósito de ver las frecuencias a las que los ángulos de radiación coinciden con los obtenidos en (1.16) y (1.17). Estas frecuencias determinarán el SPBW. Las dimensiones de esta antena también se muestran en la figura 13, de acuerdo a la figura 6.

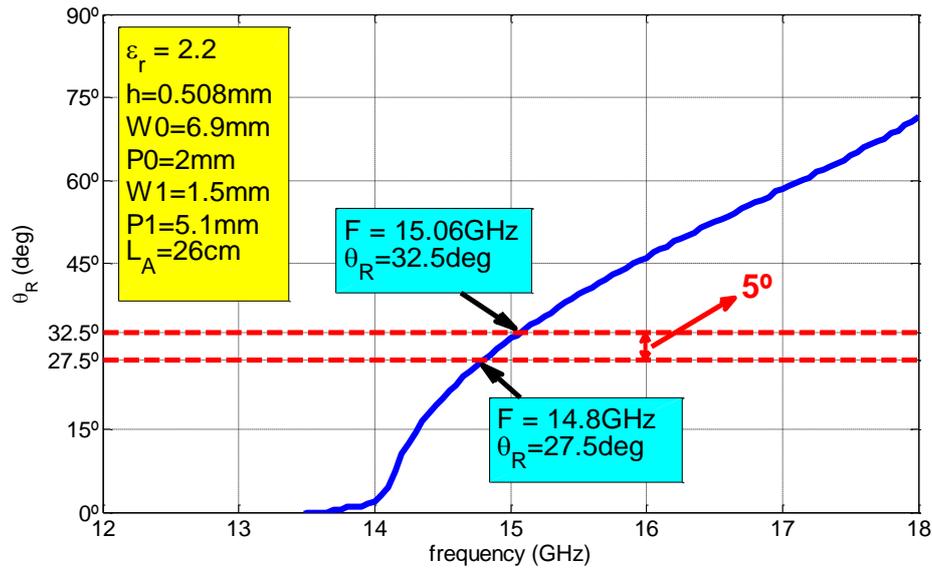


Figura 13: Dispersión de SIW LWA del ejemplo (obtenida con HFSS)

Como se observa, la frecuencia a la que el ángulo de radiación es  $30^\circ$  no es exactamente 15GHz, sino 14.95GHz (hay un ligero desplazamiento en frecuencia entre los resultados teóricos y la simulación). Las frecuencias límite  $f_1$  y  $f_2$  son 14.8GHz y 15.06GHz respectivamente, así, el SPBW queda determinado:

$$SPBW = f_2 - f_1 = 15.06GHz - 14.8GHz = 260MHz \quad (1.18)$$

La figura 14 muestra el patrón de radiación en plano H de la antena a las frecuencias límite y a la frecuencia central ( $f_0$ ,  $f_1$  y  $f_2$ ). Esto representa lo mismo que la figura 12, pero para este caso en particular. Para las frecuencias de 14.8GHz y 15.06GHz, la directividad está 3dB por debajo a  $\theta = 30^\circ$  que para 14.95GHz. También se observa que el ancho de haz no cambia para pequeños cambios en frecuencia, coincidiendo con la asunción tomada anteriormente.

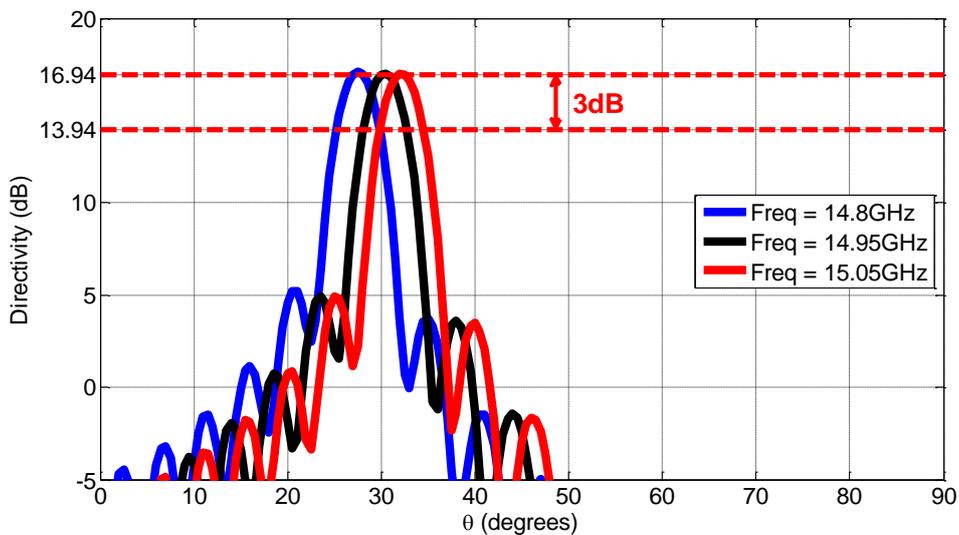


Figura 14: Diagrama de radiación en plano H de la SIW LWA del ejemplo a las frecuencias límite (HFSS)

Por último, una forma gráfica de observar el SPBW es representando la directividad a  $\theta = 30^\circ$  para un rango de frecuencias. Esto se muestra en la figura 15.

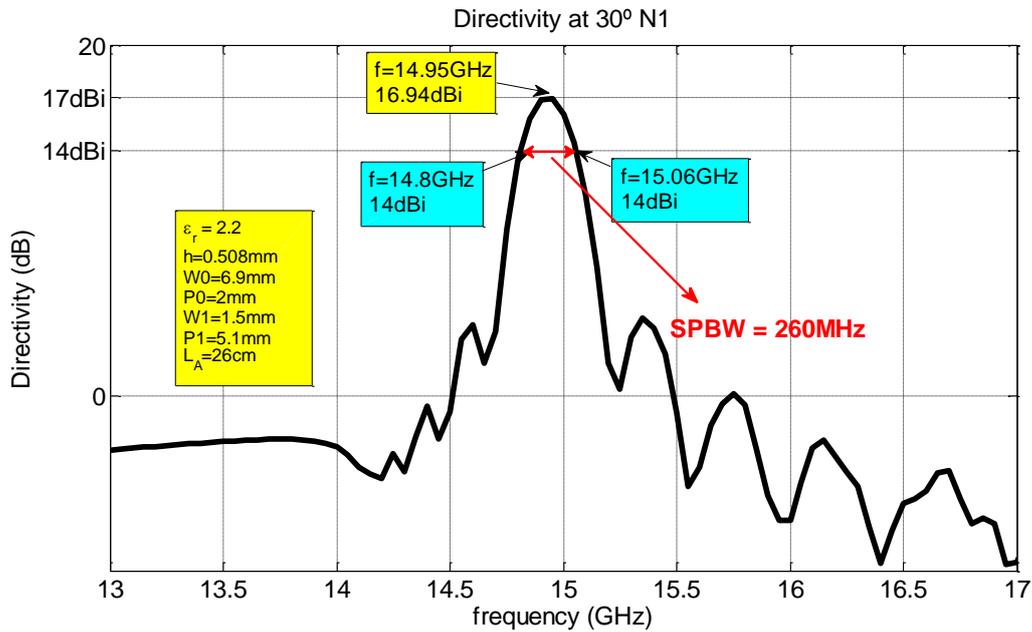


Figura 15: Directividad a  $\theta = 30^\circ$  de la SIW LWA del ejemplo (HFSS).

Se puede ver como para la frecuencia central de 14.95GHz, la directividad tiene un máximo. En las frecuencias límite, la directividad es 3dB menor que el máximo y fuera de ese rango la directividad cae por debajo de 3dB respecto al máximo.

Por último hay que apuntar que el SPBW está muy ligado a la directividad de la antena, ya que cuanto más directiva sea ésta, el error máximo de escaneo permitido será menor y, por tanto, el SPBW será menor también, por lo que se puede afirmar que para tener un mayor SPBW, la directividad debe caer.

## Capítulo 2. SIW LWA Multicavidad

La solución propuesta para aumentar el SPBW es la de añadir SIWs paralelas a la principal, de modo que la energía en la primera guía se acopla a las siguientes guías y finalmente es radiada. Esta configuración está inspirada en otra topología multicapa similar usada en antenas con cavidades Fabry-Pérot [20]-[24], que radian en la dirección broadside. La figura 16 muestra un esquema de esta estructura:

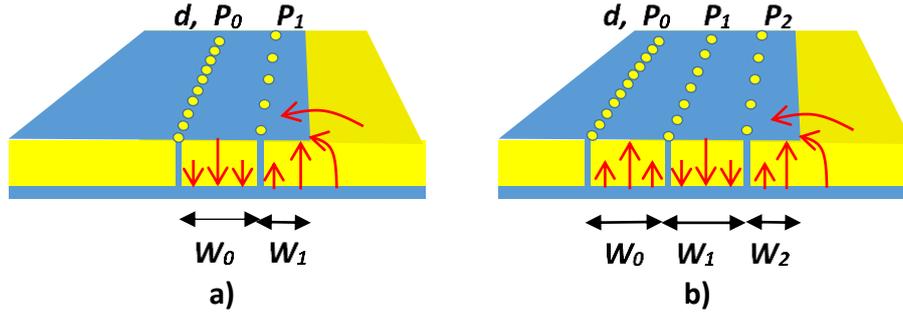


Figura 16: Esquema de una SIW LWA a) de orden  $N=1$  y b) de orden  $N=2$ .

A partir de ahora, la nomenclatura utilizada será la de SIW LWA de orden  $N$ , siendo  $N$  el número de guías por las que está conformada, por lo tanto en la figura 16a se muestra una SIW LWA de orden  $N=1$  y en la figura 16b una SIW LWA de orden  $N=2$ . Los parámetros de la antena son los mostrados en la figura 16: anchuras de cavidades  $W_n$  y separación entre postes  $P_n$  con  $n = 0,1 \dots N$ .

### 2.1. Optimización de SIW LWA Multicavidad

Lo que se pretende es que el ángulo de radiación se mantenga fijo para un rango amplio de frecuencias, por lo que se puede escribir (1.5) de la siguiente forma:

$$\beta_{yGOAL} = \frac{2\pi f}{c_0} \sin\theta_{GOAL} \quad (2.1)$$

donde  $\theta_{GOAL}$  es el ángulo de radiación objetivo, en este caso  $30^\circ$ .

El sustrato utilizado para el diseño de estas antenas tiene una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.2$  y un grosor  $h = 0.508mm$ . Teniendo ese ángulo de radiación y las propiedades del sustrato, se puede obtener el ángulo de incidencia a través de (1.7).

$$\theta_{INC} = a \sin\left(\frac{\sin\theta_{GOAL}}{\sqrt{\epsilon_r}}\right) = a \sin\left(\frac{\sin 30^\circ}{\sqrt{2.2}}\right) = 19.7^\circ \quad (2.2)$$

La forma de analizar y optimizar una SIW LWA de orden  $N$  es a través de su TEN, explicada en el apartado siguiente.

### 2.1.1. Red Transversal Equivalentente (TEN)

Como ya se ha dicho, la manera en que se analiza y optimiza la SIW LWA en este proyecto es haciendo uso de una red transversal equivalente (a partir de ahora TEN) La figura 17 muestra la TEN de una SIW LWA de orden  $N$ :

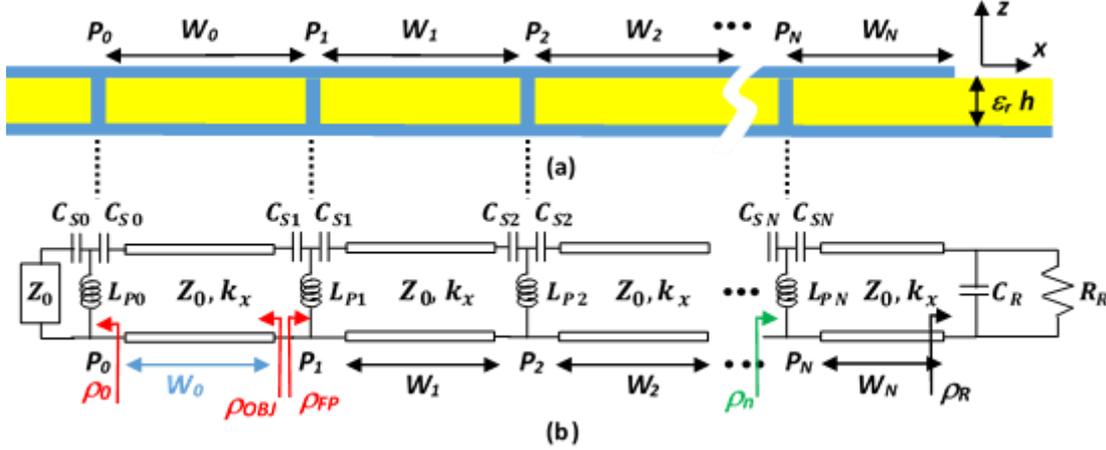


Figura 17: a) Sección de SIW LWA de orden  $N$ . b) TEN de SIW LWA de orden  $N$ .

Como se observa, la TEN consiste en el modelado mediante componentes concentrados y líneas de transmisión del corte transversal de la antena. Las filas de postes, de diámetro  $d$ , son modeladas mediante una red en T dada por Marcuvitz [25] y consistente en dos condensadores en serie de valor  $C_{Sn}$  y una bobina en paralelo de valor  $L_{Pn}$ , con  $n = 0, 1 \dots N$ . Por otro lado, el borde radiante se modela con una impedancia de radiación consistente en un condensador  $C_R$  y una resistencia  $R_R$  en paralelo que depende del espesor del sustrato y de su constante dieléctrica, usando la aproximación de Kuester para sustratos finos [26]. Hay que tener en cuenta que los valores de  $C_{Sn}$ ,  $L_{Pn}$ ,  $C_R$  y  $R_R$  tienen dependencia del ángulo de incidencia interno de la onda, obtenido en (2.2), además  $C_{Sn}$  y  $L_{Pn}$  también dependen de la distancia entre los postes de cada fila y de la frecuencia. 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 ( $Z_0 = 1/\omega k_x$ ) y la constante de propagación transversal  $k_x$  obtenida en (1.6).

Para el diseño eficiente de una SIW LWA multicavidad, los valores de  $C_S$  y  $L_P$  primero se computan para un rango de valores de periodicidad entre postes  $P$  usando un código de análisis basado en el Método de los Momentos (MoM) [27], fijando el ángulo de incidencia a  $\theta_{INC} = 19.7^\circ$ . Luego se lleva a cabo una interpolación polinomial de segundo grado para obtener unas expresiones cerradas del valor de los componentes en función de  $P$ :

$$L_P(P) = a_L P^2 + b_L P + c_L \quad (2.3)$$

$$C_S(P) = a_C P^2 + b_C P + c_C \quad (2.4)$$

Una vez se ha realizado esta interpolación, ya que el valor de los componentes depende también de la frecuencia, se interpolan también los coeficientes de los polinomios en (2.3) y (2.4) respecto de la frecuencia. Tanto esta interpolación como respecto a  $P$  están computadas en [17]. Hay que decir que los valores de los componentes apenas varían con la frecuencia en el rango de frecuencias de trabajo, pero de todos modos esto se ha tenido en cuenta en la optimización. La figura 18 representa estas funciones para el ángulo de incidencia  $\theta_{INC} = 19.7^\circ$ , frecuencia 15GHz, diámetro de los postes  $d = 1mm$  y en función de  $P$  en un rango desde  $P = 2mm$  hasta  $P = 7mm$ . Los resultados se comparan con los obtenidos con el método de los momentos, mostrando que la interpolación es muy buena aproximación en el rango de valores de  $P$  escogido. El uso de expresiones analíticas reduce mucho la carga computacional que se necesita para obtener los valores con el método de los momentos, lo que es indispensable para poder realizar el proceso de optimización en el cual se tienen que calcular muchas veces los valores de  $C_S$  y  $L_P$  para llegar a un buen valor de  $P$ .

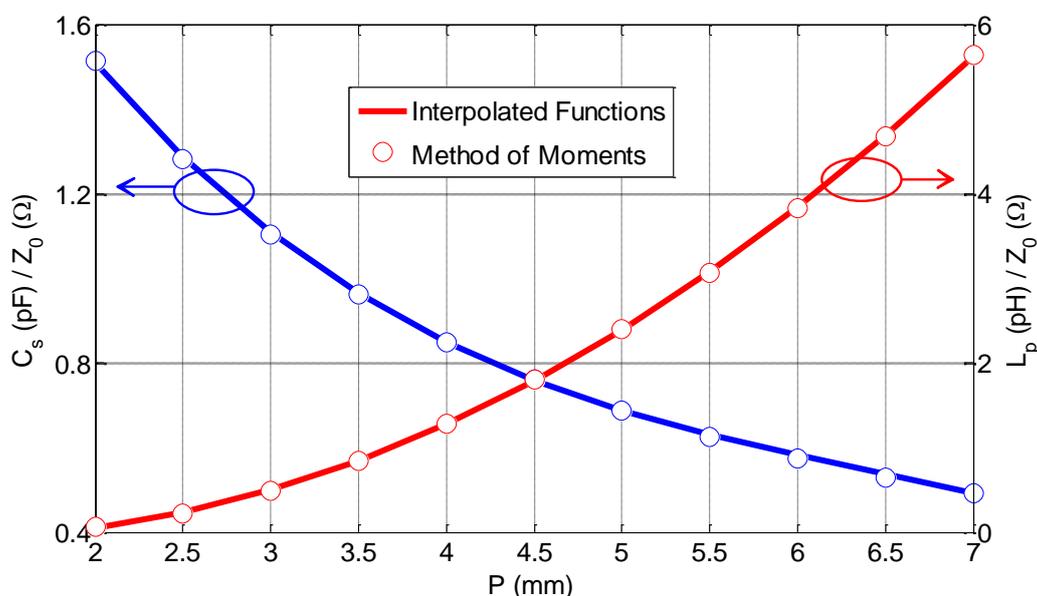


Figura 18: Variación de  $C_S$  y  $L_P$  en función de la distancia entre postes  $P$  para  $\theta_{INC} = 19.7^\circ$ , frecuencia 15GHz y  $d=1mm$

Por otro lado,  $C_R$  y  $R_R$  se computan mediante la aproximación de Kuester como se ha comentado anteriormente y se interpolan respecto a la frecuencia. Dicha interpolación también está computada en [17]. No hay que olvidar que  $C_R$  y  $R_R$  dependen del espesor del sustrato, que es  $h = 0.508mm$  y de su constante dieléctrica,  $\epsilon_r = 2.2$ . La figura 19 muestra los resultados de la interpolación de la impedancia de radiación en función de la frecuencia, con un ángulo de incidencia de la onda  $\theta_{INC} = 19.7^\circ$ .

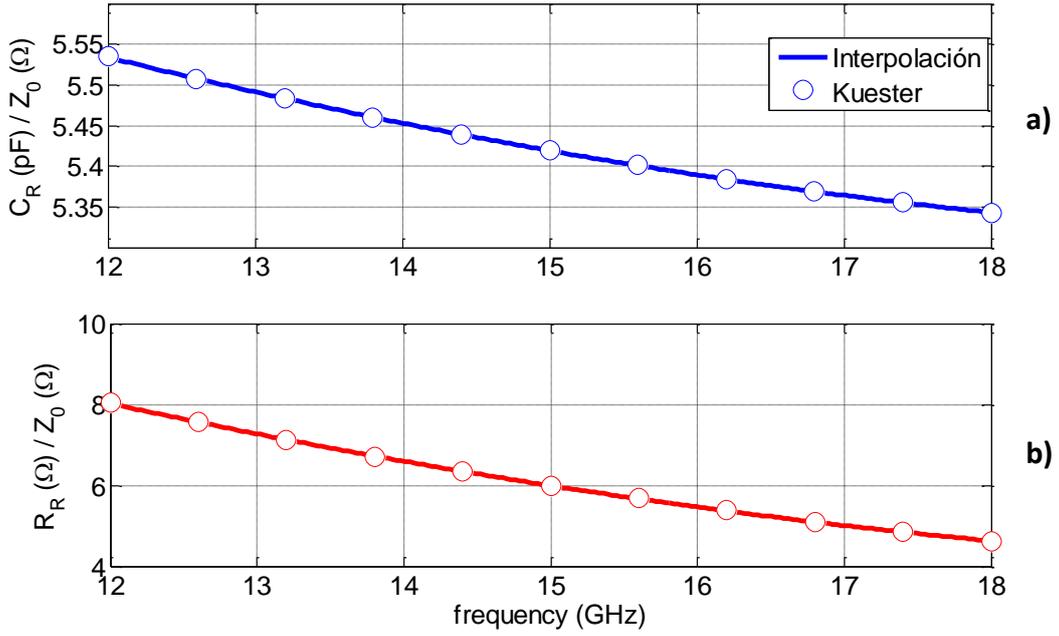


Figura 19: Variación de componentes de impedancia de radiación en función de la frecuencia a)  $C_R$  normalizada y b)  $R_R$  normalizada.

### 2.1.2. Función Objetivo

Una vez se tiene la TEN modelada, se puede llegar a una función que será el objetivo de la optimización, de modo que se puedan obtener las dimensiones óptimas de la antena teniendo en cuenta que lo que se pretende es que el ángulo de radiación se mantenga constante en un rango de frecuencias.

Si asumimos bajas pérdidas ( $\alpha_y \ll \beta_y$ ), se puede tomar que  $k_y = \beta_y$  y se puede reescribir (1.6) de la siguiente forma, usando (1.5):

$$k_x = \beta_x = \frac{2\pi f}{c_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{RAD}(f)} \quad (2.5)$$

y si se fija el ángulo de radiación, la constante transversal de fase queda definida por la siguiente expresión:

$$\beta_{xGOAL} = \frac{2\pi f}{c_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{GOAL}} \quad (2.6)$$

La dispersión del modo leaky viene dada por la ecuación de resonancia transversa o TRE:

$$\rho_0 e^{-j2k_x W_0} \rho_{FP} = 1 \quad (2.7)$$

donde  $\rho_0$  y  $\rho_{FP}$  son los coeficientes de reflexión a la izquierda y a la derecha de la cavidad de anchura  $W_0$ . Cambiando  $k_x$  por  $\beta_{xGOAL}$  y tomando fases, se puede llegar a la siguiente función objetivo  $\Psi_{GOAL}(f)$  para la fase del coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  en función de la frecuencia y dado un ángulo de radiación objetivo  $\theta_{GOAL}$  y la anchura de la primera cavidad  $W_0$ :

$$\Psi_{GOAL}(f) = \frac{4W_0\pi f}{c_0} \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta_{GOAL}} - \varphi_0(f, \theta_{GOAL}) + 2\pi q \quad (2.8)$$

donde  $q$  es un entero,  $\varphi_0$  es la fase de  $\rho_0$  que depende de la frecuencia y del ángulo de radiación a través de (1.7).

El objetivo de la optimización es, por tanto, encontrar las dimensiones de la antena (distancia entre postes y anchura de las SIW) que satisfacen en una ancha banda de frecuencias que  $\Psi_{FP}(f) = \Psi_{GOAL}(f)$ , siendo  $\Psi_{FP}(f)$  la fase del coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$ . En otras palabras, las dimensiones que minimizan la siguiente función de error para las fases:

$$\Delta\Psi(f, W_n, P_n) = \Psi_{GOAL}(f) - \Psi_{FP}(f) \quad (2.9)$$

En las frecuencias en las que esta condición se cumple, se puede asegurar que el ángulo de radiación  $\theta_{RAD}$  es igual al objetivo  $\theta_{GOAL}$ . Hay que tener en cuenta que  $\Psi_{GOAL}(f)$  depende también de  $W_0$ , lo que da un grado mayor de libertad a la hora de realizar la optimización. La figura 20 muestra la función objetivo para diferentes anchuras de la primera cavidad y para un ángulo de radiación de  $30^\circ$ :

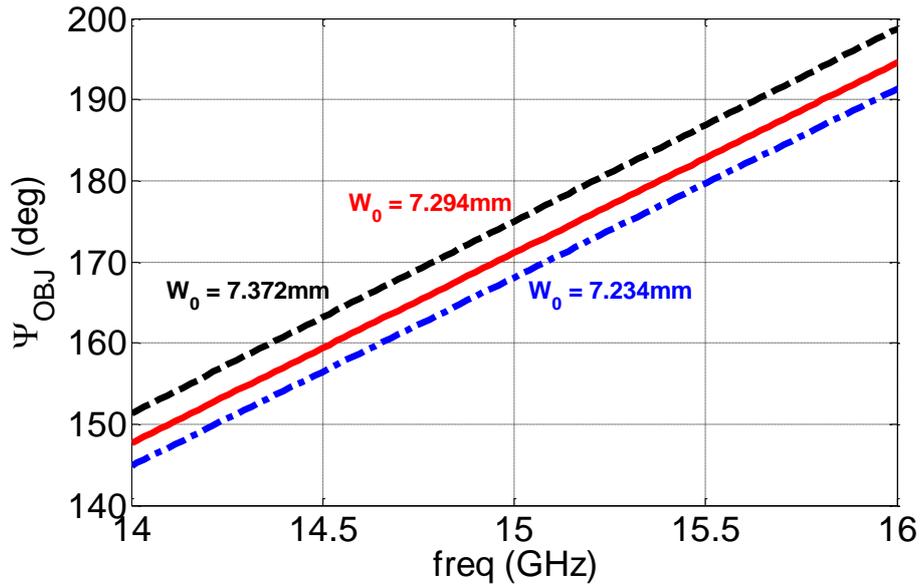


Figura 20: Diferentes fases objetivo en función de la anchura de la primera cavidad  $W_0$  y para un ángulo de radiación objetivo  $\theta_{GOAL} = 30^\circ$

## 2.2. Modelado y Optimización en MWO

### 2.2.1. Circuitos equivalentes en MWO

Para optimizar la antena, se introduce la interpolación que da el valor de los componentes de la TEN en MWO. Por un lado se modelan las paredes de postes con una red en T, mostrada en la figura 21.

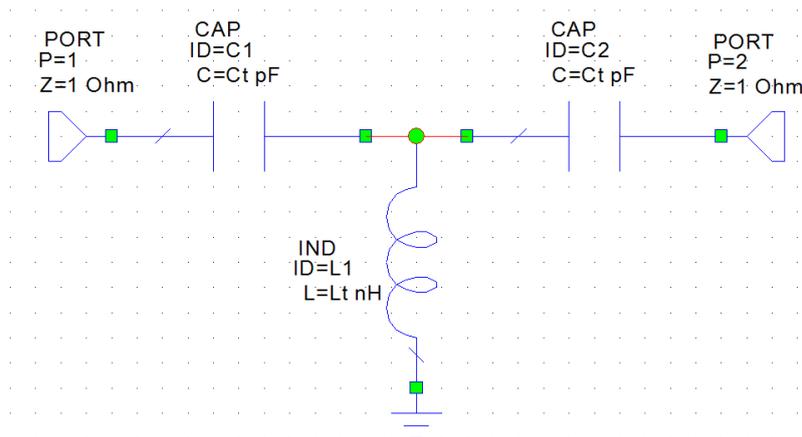


Figura 21: Red en T que modela las paredes de postes en MWO.

Como se observa, se utilizan puertos normalizados. Los valores de los condensadores y la bobina se calculan con los polinomios y están en función de la frecuencia de simulación y de la separación entre postes. La figura 22 muestra los polinomios con los coeficientes obtenidos de la interpolación:

```

P<<2
F=_FREQ*1e-9
w=2*_PI*_FREQ

a2=(2.635867902717253e-04)*F^2+(-0.005480277521986)*F+0.038731786277146
a1=(-0.0017202)*(F)^2+(0.040731199463608)*F+(-0.261934629384145)
a0=(0.002661743031411)*(F)^2+(-0.066398543269910)*F+(0.413948683286458)
Xa=a2*P^2+a1*P+a0

b3=(-4.821874974602804e-05)*F+(6.423554522829003e-05)
b2=(9.093788899735258e-04)*F+(-0.001096528372552)
b1=(-0.006292715486220)*F+(0.006419734553134)
b0=(0.018892870197413)*F+(-0.009887268423291)
Xb=b3*P^3+b2*P^2+b1*P+b0

Ct=1e12/(w*Xb)
Lt=Xa*1e9/w
    
```

Figura 22: Polinomios para cálculo de componentes de la TEN.

Gracias a estos polinomios es posible una rápida optimización, ya que se pueden obtener los valores de condensadores y bobinas de forma muy eficiente. El valor de P es optimizable, por lo que aparece como parámetro de entrada del subcircuito con su valor en mm.

Por otro lado se modelan las secciones de guías entre paredes de postes como líneas de transmisión con pérdidas para poder tener en cuenta la tasa de radiación  $\alpha_y$  en la optimización, ya que, aunque en menor medida, ésta afectará a la fase de la TEN si nos fijamos en (1.6) y en (2.7). Los parámetros que usa el modelo son la anchura de las líneas  $W_N$  en mm, el ángulo de radiación  $\theta_{GOAL}$  en grados, a través del cual se obtiene  $\beta_y$ ; la tasa de radiación normalizada respecto a  $k_0 \alpha_{y,norm}$  y la constante dieléctrica  $\epsilon_r$ . La figura 23 muestra este modelo y los parámetros de entrada de la línea:

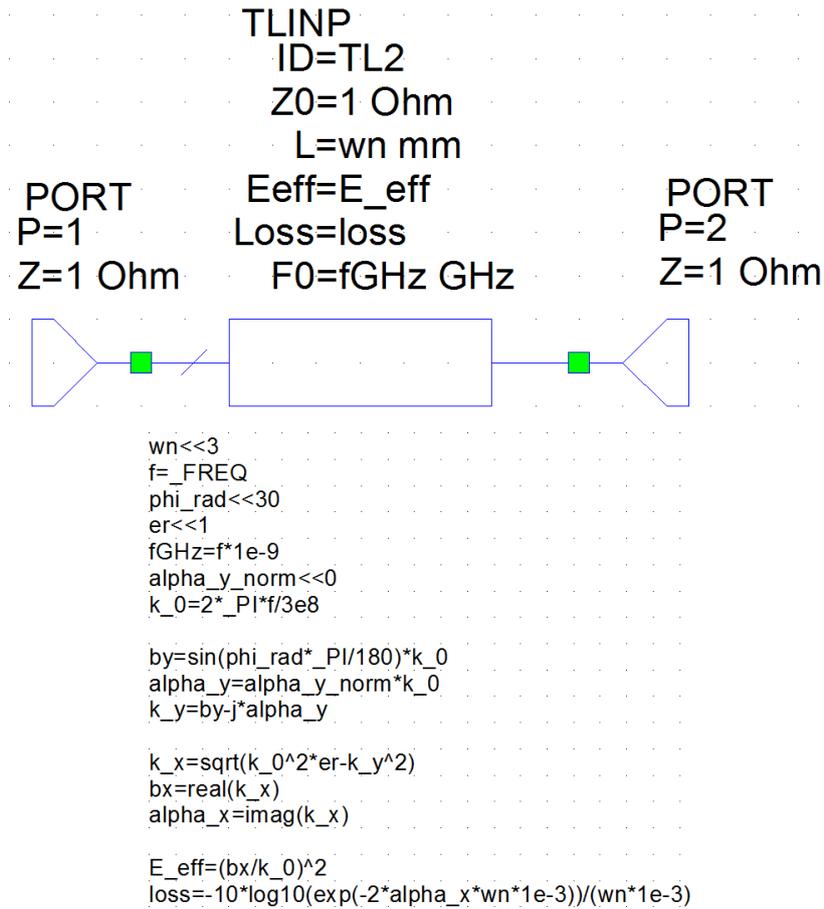


Figura 23: Línea de transmisión con pérdidas que modela las cavidades resonantes de la estructura SIW LWA multicavidad.

Por último, queda por introducir en MWO el modelo de la impedancia de radiación, mostrado en la figura 24 y consistente en un condensador  $C_R$  y una resistencia  $R_R$  en paralelo con valores definidos por los polinomios también mostrados en la figura 24.

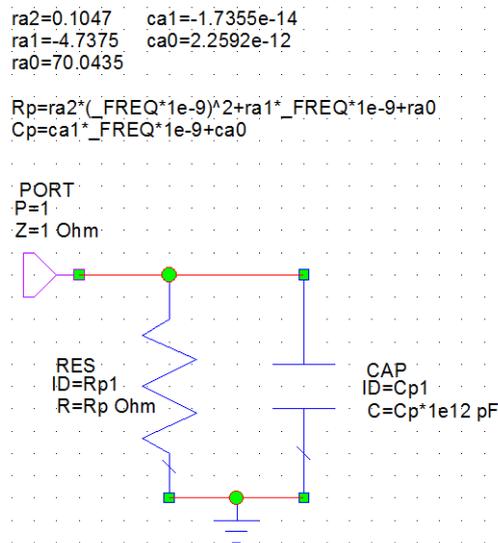


Figura 24: Modelo de la impedancia de radiación con polinomios.

Una vez se tienen estos subcircuitos, se puede modelar toda la TEN. Por un lado se modela la parte izquierda de la TEN, es decir, la primera fila de postes con separación  $P_0$  junto con la primera cavidad de longitud  $W_0$ . Este circuito va a dar la función objetivo obtenida en (2.8) y dependerá del valor de  $W_0$ , que es una variable a optimizar. El valor de  $P_0$  siempre será de 2mm para que actúe a modo de pared eléctrica [28], ya que, para poder considerar esto, la distancia entre postes no debe ser mayor que el doble del diámetro de los propios postes. La figura 25 muestra la parte izquierda de la TEN ya comentada.

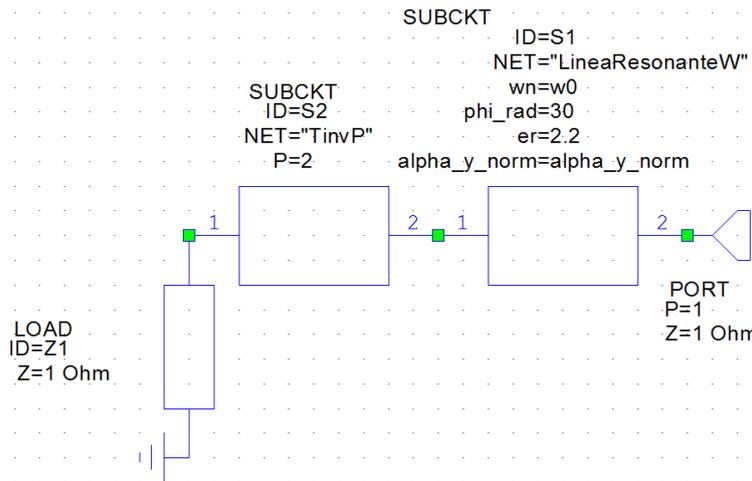


Figura 25: Parte izquierda de la TEN conformada por, de derecha a izquierda, una línea de transmisión de anchura  $W_0$ , una red en T correspondiente a la fila de postes con separación  $P_0$  y una carga adaptada correspondiente a la guía de placas paralelas a la izquierda de la SIW.

Como se puede ver en la figura 25, a pesar de suponer que la pared de postes con  $P_0 = 2mm$  actúa de pared metálica, se ha puesto una carga adaptada modelando la guía de placas paralelas que hay a la izquierda de dicha pared de postes.

Por otro lado se modela la parte derecha de la estructura, esto es, desde la fila de postes con separación  $P_1$ , hasta la impedancia de radiación. Este modelado se muestra en la figura 26 para una SIW LWA de orden  $N=2$ .

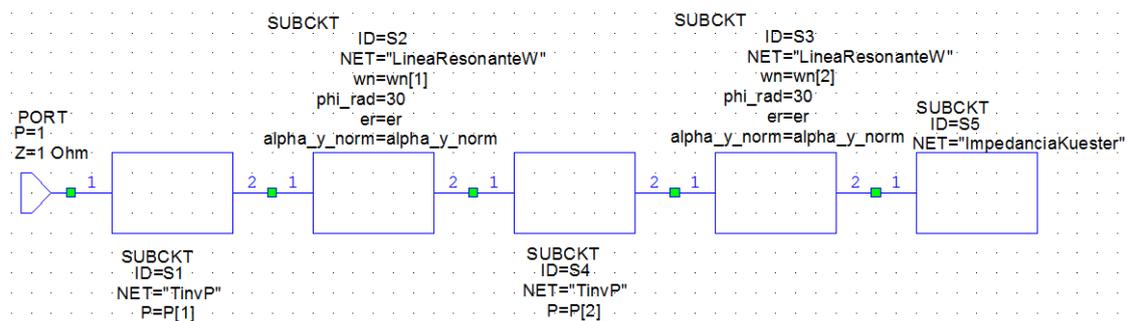


Figura 26: Modelado en MWO de parte derecha de SIW LWA de orden  $N=2$ .

Como se puede apreciar, se van colocando los subcircuitos mostrados anteriormente para formar la TEN mediante líneas de transmisión, redes en T y finalmente impedancia de radiación. Con todo esto, ya está modelada la TEN en MWO.

## 2.2.2. Optimización en MWO

Ya que en el apartado 2.1.2 se ha llegado a un objetivo de que la fase del coeficiente de reflexión a la derecha de la parte izquierda  $\Psi_{GOAL}(f)$ , debe ser igual a la fase del coeficiente de reflexión a la izquierda de la parte derecha  $\Psi_{FP}(f)$ , hay que introducir esto en MWO para poder optimizar los parámetros de la antena ( $P_n$  y  $W_n$ ) que hagan que se cumpla esta condición. Para ello se puede introducir (2.9) en MWO utilizando las fases de los parámetros S tanto de la parte izquierda como de la parte derecha de la TEN. En la figura 27 se muestra esta ecuación introducida en MWO para la antena de orden N=2.

```
FaselzdaN2_1 = PartelzquierdaFiltroN2_1:Ang(S[1,1])
FaselzdaGradosN2_1=FaselzdaN2_1*180/_PI
FaseObjetivoN2_1=-unwrap( FaselzdaGradosN2_1,180)

FaseN2_1 = FiltroOrdenN2_1:Ang(S[1,1])
FaseN2_1Grados=FaseN2_1*180/_PI
FaseN2_1Unwrap=unwrap( FaseN2_1Grados,180)

ErrorN2_1=FaseObjetivoN2_1-FaseN2_1Unwrap
```

Figura 27: Función de error  $\Delta\Psi(f, W_n, P_n)$  introducida en MWO

Se puede ver cómo se puede conseguir la función de error a través de los parámetros S tanto de la parte izquierda como los de la derecha. El siguiente paso es el de realizar la optimización. El propio software MWO tiene una herramienta de optimización a través de la cual se puede conseguir que el error de fase  $\Delta\Psi(f, W_n, P_n)$  sea cero. Para ello, lo primero que se debe hacer es marcar los parámetros de la antena como optimizables, tal cual se muestra en la figura 28.

Una vez se marcan las variables como optimizables, el siguiente paso es el de indicar un objetivo de la optimización, que en este caso es que la función de error sea cero en un ancho de banda. La figura 29 muestra la ventana con las opciones de optimización, en la cual indicamos que el objetivo es que el error de fase sea cero en un ancho de banda indicado. Dicho ancho de banda se puede cambiar para conseguir diferentes diseños.

Por último, se debe elegir el algoritmo para realizar la optimización. En la figura 30 se muestra la ventana de elección de algoritmo. En este caso el algoritmo utilizado es por gradiente, pero para que este algoritmo funcione bien se necesita un buen punto de partida, es decir, los parámetros deben ser próximos a los óptimos para asegurar una buena convergencia. El valor de los parámetros iniciales se toma de [27], donde se realizan unos diseños parecidos.

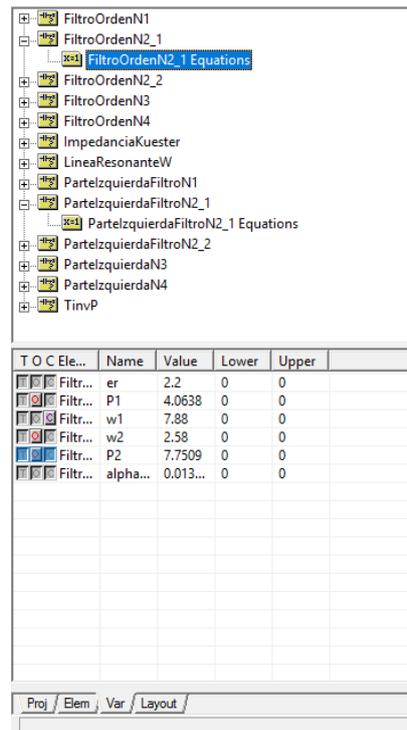


Figura 28: Ajuste de las variables en MWO para poder optimizarlas

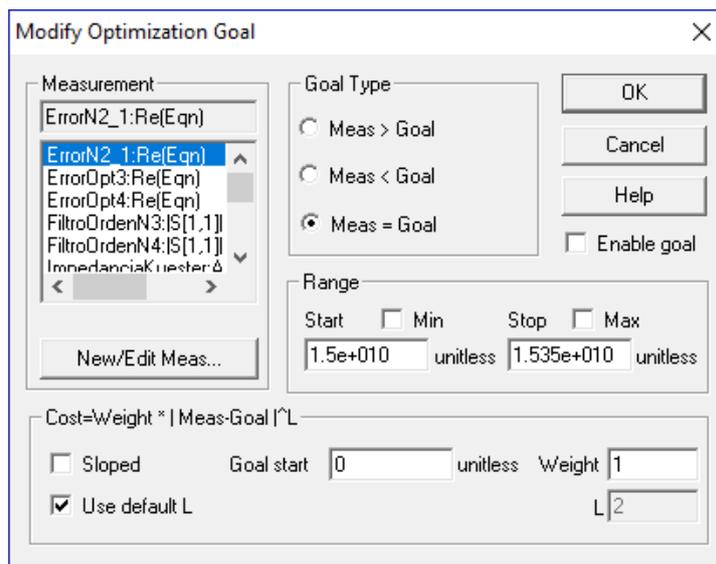


Figura 29: Ventana de objetivos de optimización.

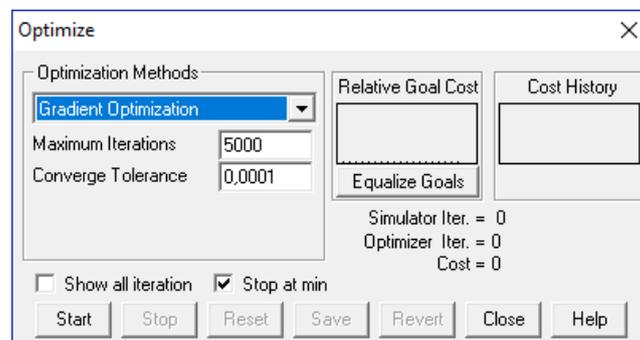


Figura 30: Ventana de elección de algoritmo de optimización

Una vez se ha elegido el objetivo de optimización y el algoritmo que se va a utilizar, MWO obtendrá los parámetros óptimos en base a las especificaciones. En los siguientes apartados se mostrarán los diseños obtenidos mediante optimización y se validarán con simulaciones de onda completa.

## Capítulo 3. Diseños finales

En esta sección se muestran los diseños obtenidos tras la optimización en MWO en función de las especificaciones objetivo. En todo momento se compararán los resultados de MWO con los obtenidos para las mismas dimensiones de antenas con el Método de los Momentos a modo de validación. También se mostrarán resultados de ángulo de radiación esperado y de tasa de radiación esperada. El sustrato utilizado tiene una constante dieléctrica de  $\epsilon_r = 2.2$  con un espesor de  $h = 0.508mm$ . Este espesor de sustrato nos permitirá controlar mejor los acoplos entre cavidades que uno mayor. Por otro lado, la tasa de radiación, introducida en las líneas con pérdidas de la TEN, se elige en base a una eficiencia deseada  $\eta = 0.9$  y a la longitud de la antena  $L_A$ . Mediante la siguiente expresión se puede obtener la tasa de radiación normalizada respecto a  $k_0$ :

$$\eta = 1 - e^{-2\alpha_y L_A} = 1 - e^{-4\pi \frac{\alpha_y L_A}{k_0 \lambda_0}} \quad (3.1)$$

que desarrollando queda de la siguiente forma:

$$\frac{\alpha_y}{k_0} = \alpha_{y,norm} = \frac{-\ln(1-\eta)}{4\pi \frac{L_A}{\lambda_0}} \quad (3.2)$$

Para un valor de eficiencia de  $\eta = 0.9$ , longitud de la antena  $L_A = 8\lambda_0 = 16cm$  a 15GHz, el valor de la tasa de radiación normalizada debe ser de  $\alpha_{y,norm} = 0.0229$ . El valor de  $L_A = 16cm$  se ha elegido en base al tamaño del sustrato dado por el fabricante.

### 3.1. Diseño SIW LWA orden N=1

El primer diseño mostrado es el de una SIW LWA de orden N=1. El punto de partida se puede tomar de [26], aunque el espesor del sustrato no sea el mismo, afectando a la impedancia de radiación. Una vez se introducen las dimensiones de partida, se optimiza la antena con las dimensiones que aparecen en la Tabla I.

TABLA I. DIMENSIONES OPTIMIZADAS DE SIW LWA DE ORDEN N=1

Diseño	Anchura de Cavidades $W_i$ (mm)	Separación entre postes $P_i$ (mm)
N=1	$W_0=7.455$ $W_1=1.8$	$P_0=2$ $P_1=3.6$

Con estas dimensiones, la figura 31 muestra la fase objetivo  $\Psi_{GOAL}$  para que el ángulo de radiación sea de  $\theta_{RAD} = 30^\circ$ . Además, el módulo y fase de  $\rho_{FP}$ ,  $|\rho_{FP}|$  y  $\Psi_{FP}$  respetivamente, obtenidos mediante la interpolación (introducida en MWO) y mediante el Método de los Momentos (con círculos), son representados. Como se ve en la figura 31, la condición de fase  $\Psi_{FP}(f) = \Psi_{GOAL}(f)$  para que  $\theta_{RAD} = 30^\circ$  solo se consigue para la frecuencia de diseño de 15GHz. La pendiente positiva con la frecuencia de la fase

objetivo  $\Psi_{GOAL}(f)$  no puede ser seguida por la fase a la derecha,  $\Psi_{FP}$ , de una SIW LWA de orden  $N=1$ , cuya pendiente siempre es negativa. Por otro lado, también se puede observar cómo los resultados con la interpolación se ajustan muy bien a los resultados del Método de los Momentos en el rango de frecuencias de interés, con lo que se puede decir que la interpolación es válida para la optimización rápida y eficiente de las dimensiones de las antenas.

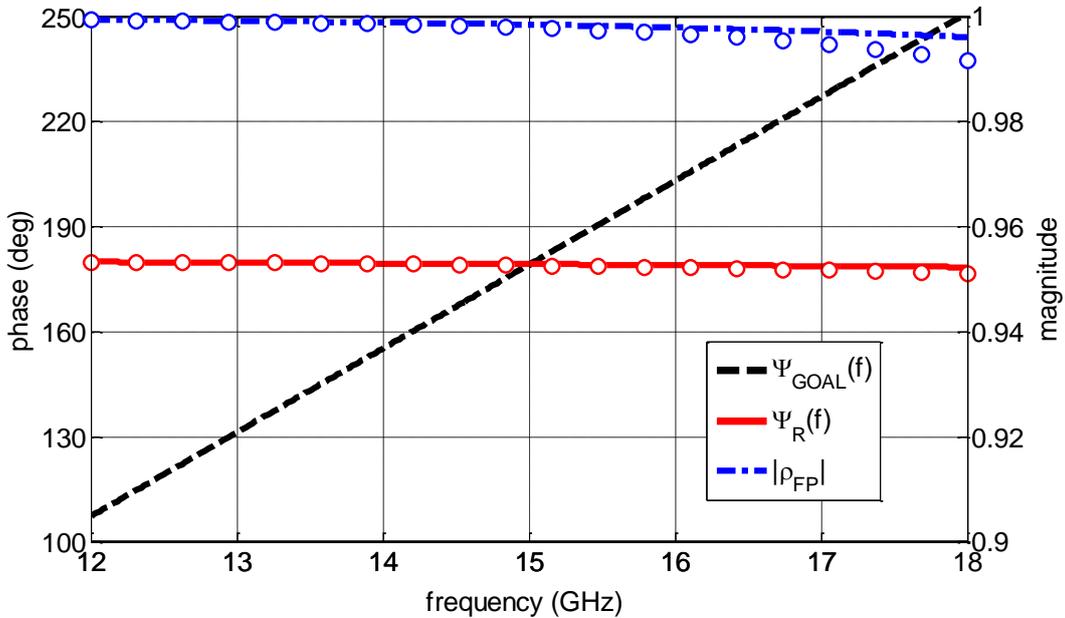


Figura 31: Coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  de SIW LWA de orden  $N=1$  junto con función de fase objetivo  $\Psi_{GOAL}(f)$ . Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM.

Con este coeficiente de reflexión calculado, se puede obtener la dispersión de la antena a través de su TEN, como se muestra en la figura 32.

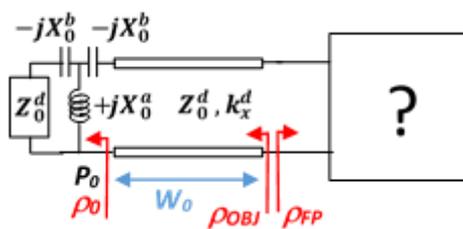


Figura 32: TEN con coeficiente de reflexión a la derecha  $\rho_{FP}$

Reescribiendo la TRE de (2.7), transformando  $\rho_0$  en  $\rho_{OBJ}$  (ver figura 32) a través del  $W_0$  calculado en la optimización, se puede obtener numéricamente  $k_x$ , tomando fase y módulo por separado:

Fases:

$$2\pi n - \Psi_{OBJ}(f, \beta_x, \alpha_x) - \Psi_{FP}(f, \beta_x, \alpha_x) = 0 \quad (3.10)$$

Módulos:

$$1 - |\rho_{FP}(f, \beta_x, \alpha_x)| |\rho_{OBJ}(f, \beta_x, \alpha_x)| = 0 \quad (3.11)$$

El problema es que no se pueden calcular  $\beta_x$  y  $\alpha_x$  de forma independiente numéricamente. El método para obtener  $\beta_x$  y  $\alpha_x$  será iterativo. Primero, de la ecuación de fases, se obtendrá  $\beta_x$  asumiendo que  $\alpha_x = 0$ . Después, con el valor de  $\beta_x$  obtenido, se calcula  $\alpha_x$  para satisfacer la ecuación de módulos. El proceso se repite, pero ahora el valor que se pone en la ecuación de fases de  $\alpha_x$  no es cero, sino el valor obtenido con la ecuación de módulos en la iteración anterior. Este bucle se repite hasta que tanto  $\beta_x$  como  $\alpha_x$  convergen en un valor final. El proceso se repite para todas las frecuencias. Una vez se han obtenido  $\beta_x$  y  $\alpha_x$ , se obtienen  $\beta_y$  y  $\alpha_y$  usando (1.6), consiguiendo así obtener la dispersión de esta antena de orden  $N=1$ . La figura 33 muestra esta dispersión obtenida a través de los resultados de coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$ .

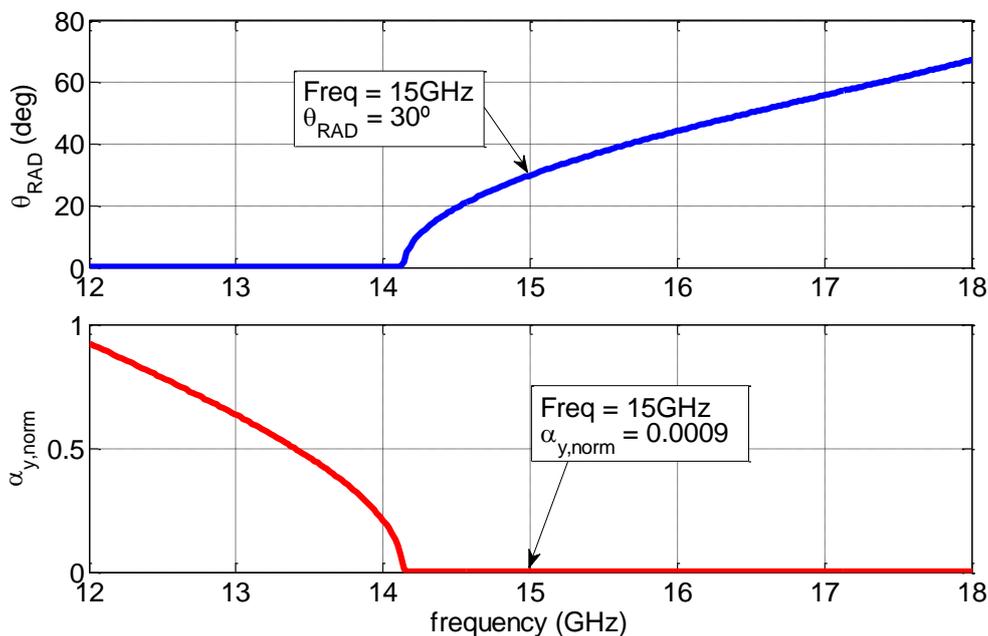


Figura 33: Dispersión de antena de orden  $N=1$  obtenida mediante el coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  obtenido en la optimización.

El ángulo de radiación en la figura 32 es siempre creciente, teniendo un valor igual que el objetivo  $\theta_{GOAL} = 30^\circ$  solo para la frecuencia de diseño, 15GHz en este caso. Por otro lado, la tasa de radiación es muy baja debido a que el módulo conseguido del coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  es muy alto. Con el espesor de sustrato utilizado no se puede conseguir un diseño con una eficiencia mayor, pero, como se ha comentado anteriormente, es conveniente usar un espesor no muy grande para controlar acoplos en SIW LWAs de orden superior.

Hay que decir también que, como los coeficientes de reflexión en la optimización se han calculado con la interpolación de los componentes correspondiente a un ángulo de radiación fijo de  $\theta_{GOAL} = 30^\circ$  en todo el rango de frecuencias, los resultados entorno a ese ángulo serán más próximos a la realidad que si nos alejamos a otros ángulos.

### 3.2. Diseño SIW LWA orden N=2

En este caso se harán tres diseños diferentes y se compararán los resultados de estos tres diseños. Las dimensiones optimizadas de los tres diseños de orden N=2 se muestran en la Tabla II.

TABLA II. DIMENSIONES OPTIMIZADAS DE SIW LWAS DE ORDEN N=2

Diseño	Anchura de Cavidades $W_i$ (mm)	Separación entre postes $P_i$ (mm)
N=2a	$W_0=7.372$ $W_1=8.27$ $W_2=2.52$	$P_0=2$ $P_1=3.76$ $P_3=7.75$
N=2b	$W_0=7.294$ $W_1=7.98$ $W_2=2.58$	$P_0=2$ $P_1=3.91$ $P_3=7.75$
N=2c	$W_0=7.234$ $W_1=7.88$ $W_2=2.58$	$P_0=2$ $P_1=4.06$ $P_3=7.75$

Las figura 34, 35 y 36 representan lo mismo que la figura 31 pero para los resultados de las antenas de orden 2. Se observa cómo ahora la fase a la derecha  $\Psi_{FP}$  sí que es positiva y sigue a la fase objetivo  $\Psi_{GOAL}$  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  $\Psi_R(f) = \Psi_{GOAL}(f)$ .

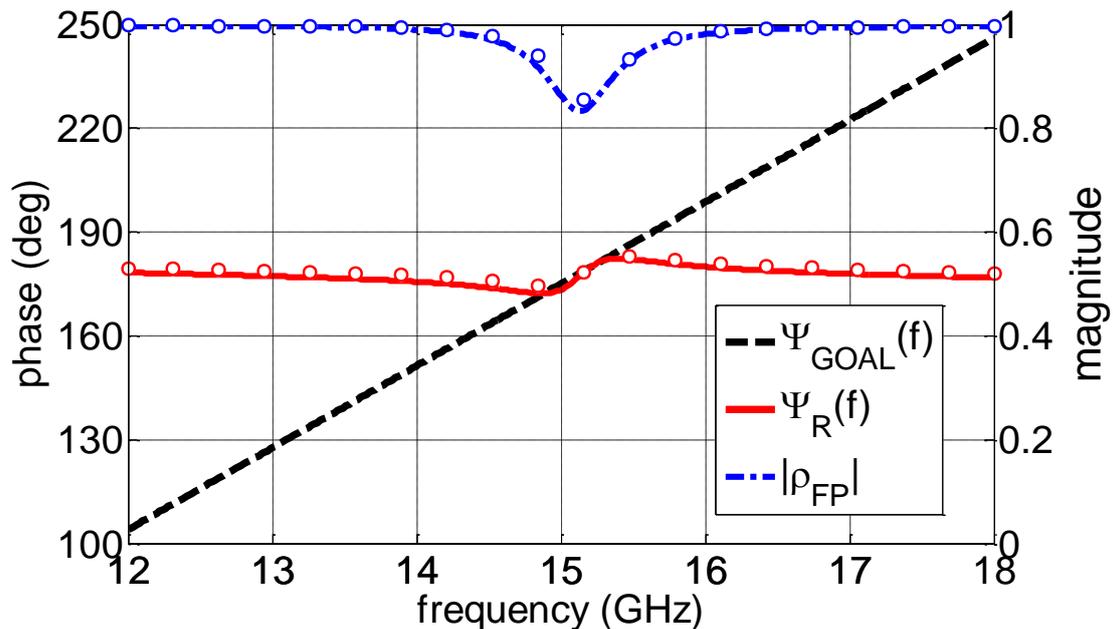


Figura 34: Coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  de SIW LWA de orden N=2a junto con función de fase objetivo  $\Psi_{GOAL}(f)$ . Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM.

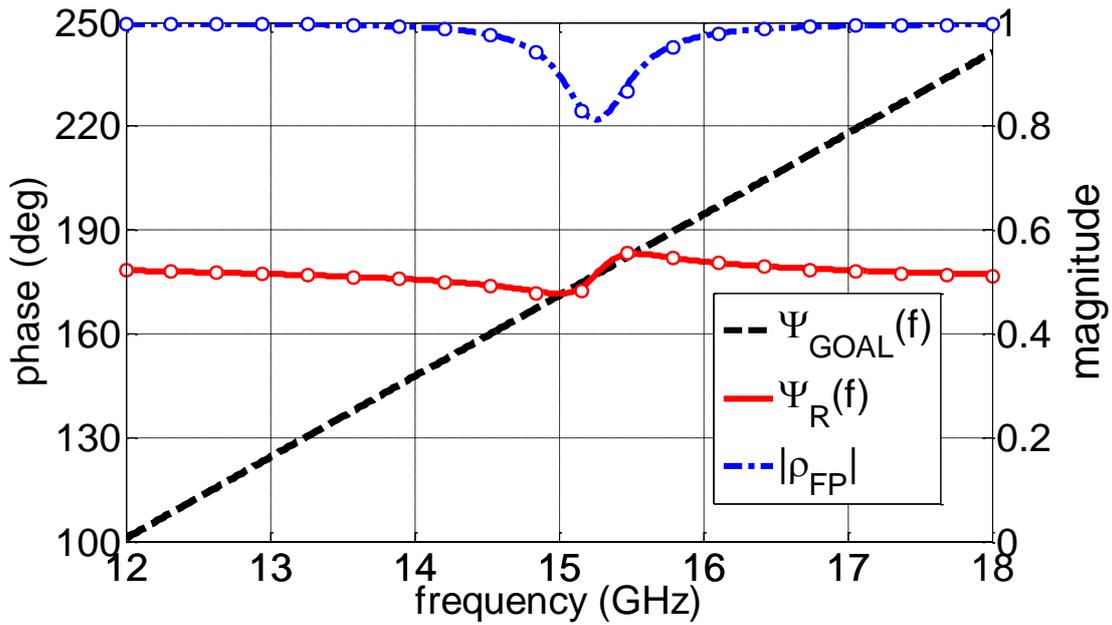


Figura 35: Coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  de SIW LWA de orden  $N=2b$  junto con función de fase objetivo  $\Psi_{GOAL}(f)$ . Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM.

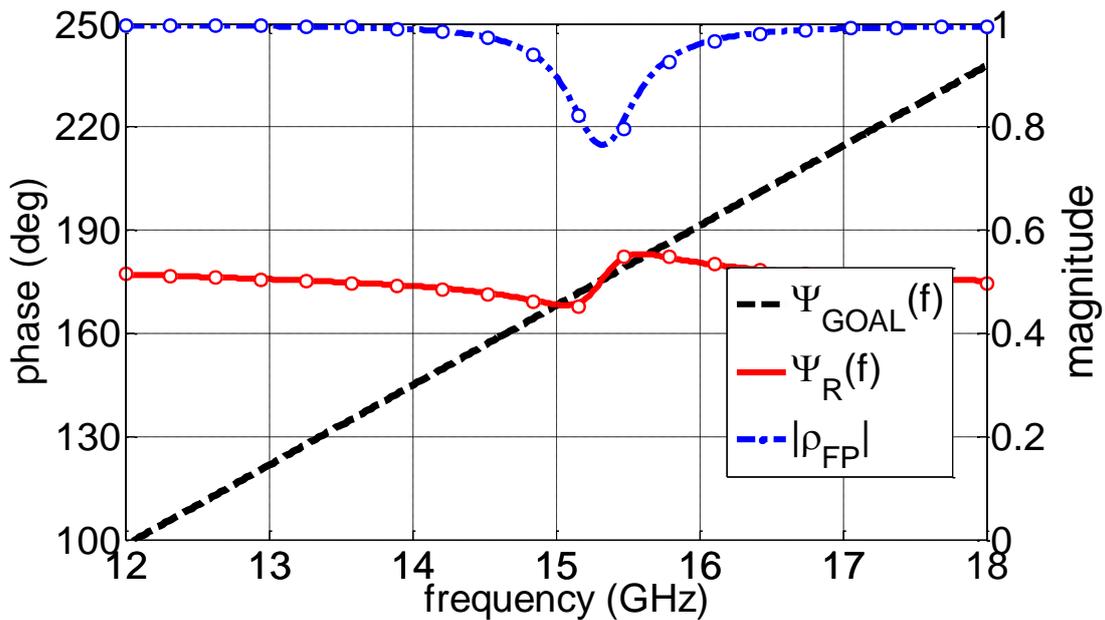


Figura 36: Coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  de SIW LWA de orden  $N=2c$  junto con función de fase objetivo  $\Psi_{GOAL}(f)$ . Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM.

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  $\Psi_{FP}$  directamente no es conveniente debido a que la función de fase objetivo es diferente en cada diseño. La figura 37 muestra este error de fase con los datos calculados con el MoM.

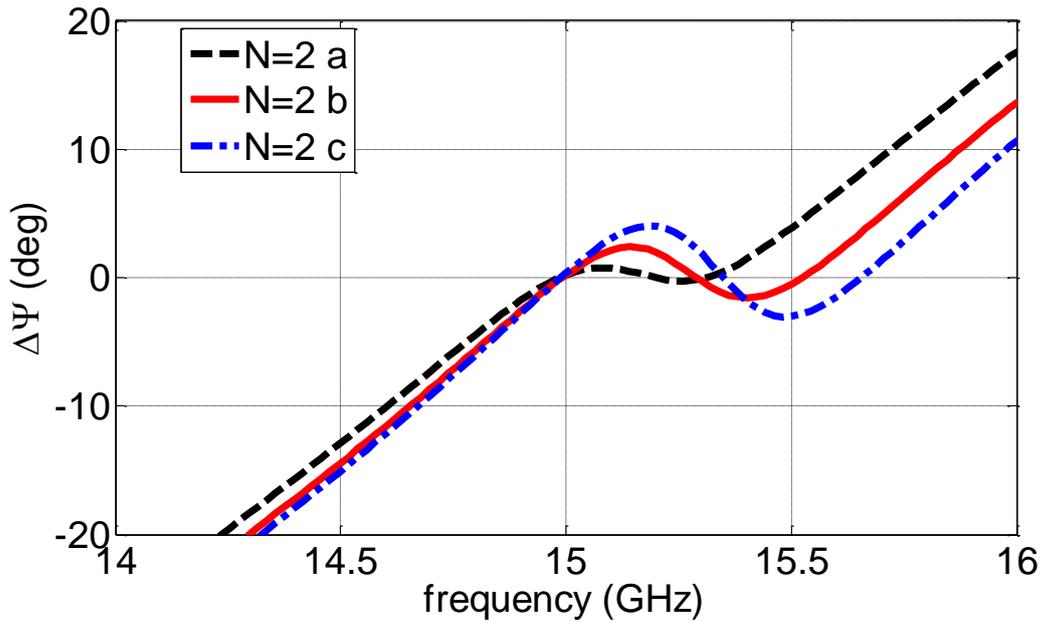


Figura 37: Error de fase  $\Delta\Psi$  de los tres diseños de SIWLWA de orden  $N=2$ .

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 el apartado 4 se mostrará cómo afecta esto a los resultados finales de SPBW.

Al igual que en el caso de orden  $N=1$ , se puede obtener la dispersión de estas antenas con los coeficientes de reflexión calculados en la optimización. Estos resultados se muestran en la figura 38. La figura 39 muestra el ángulo de radiación obtenido para poder verlo mejor.

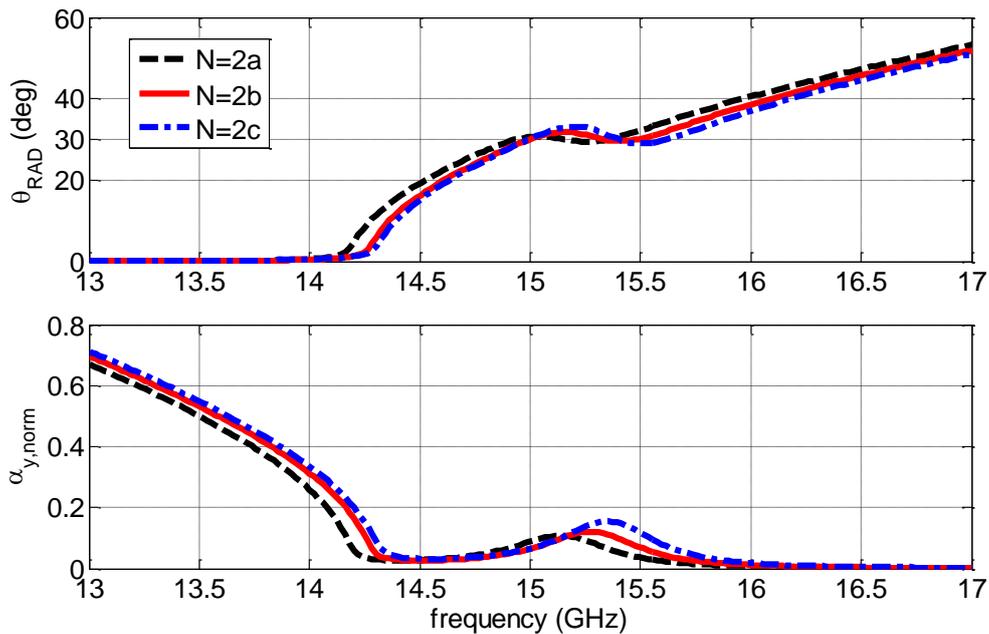


Figura 38: Dispersión de los tres diseños de SIWLWA de orden  $N=2$ .

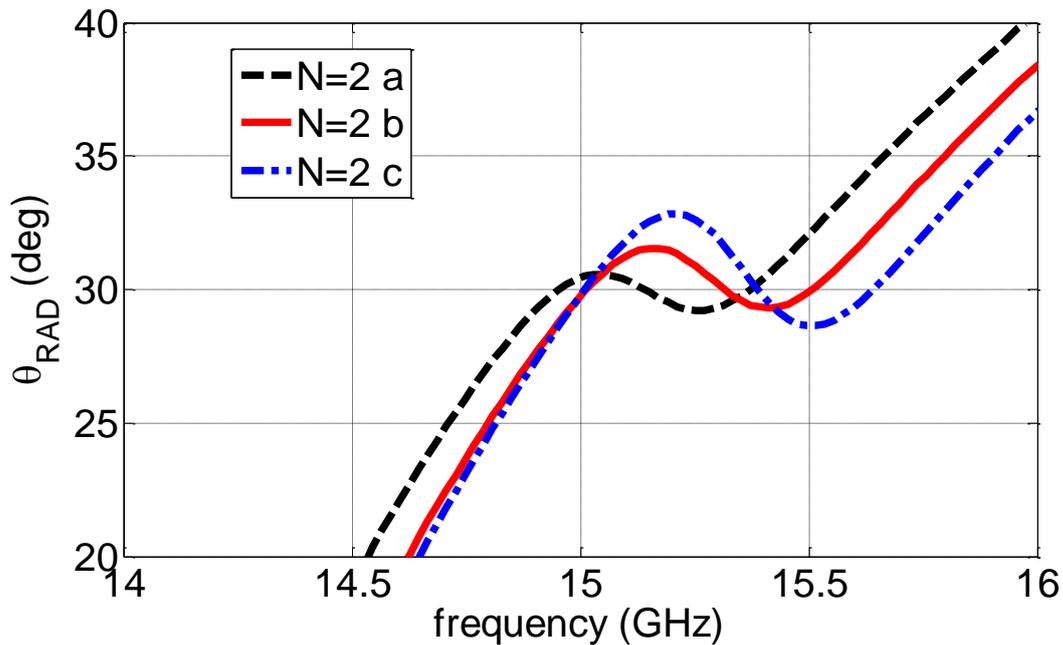


Figura 39: Ángulo de radiación  $\theta_{RAD}$  de los tres diseños de la Tabla II.

Como se puede ver, el primer diseño es más estable entorno a  $30^\circ$  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  $30^\circ$ .

El hecho de que los diseños no se centren en 15GHz, sino que aumenten su ancho de banda en frecuencias mayores se explicará en el apartado 4, pero tiene que ver con la adaptación de la antena.

Por otro lado está la tasa de radiación, que en este caso, para los tres diseños, aumenta en el rango de frecuencias de interés, lo que es conveniente para tener una mayor eficiencia. Sin embargo, la eficiencia ahora no se corresponderá con la expresión (3.1), ya que ahora en lugar de una SIW hay dos SIWs acopladas, por lo que no se puede obtener la eficiencia de forma analítica del mismo modo. En el apartado 4 se obtendrá la eficiencia de estas antenas, al igual que la de orden  $N=1$ , a través de una simulación de onda completa.

## Capítulo 4. Resultados HFSS

Una vez se tienen los diseños, se deben introducir en un simulador de onda completa, en este caso HFSS, para ver cómo se comporta realmente esta antena. Para ello hay que diseñar un alimentador simple, para mantener esta cualidad de las SIW LWA. Este alimentador se debe optimizar para adaptar bien la antena, trabajo realizado en [16]. Como ya se ha mencionado, la longitud de la antena será de  $L_A = 8\lambda_0 = 16\text{cm}$  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  $\tan\delta = 0.0009$ .

### 4.1. Simulación SIW LWA orden N=1

La primera antena que se va a simular es la de orden N=1. El diseño de la antena junto con el alimentador en HFSS se muestra en la figura 40.

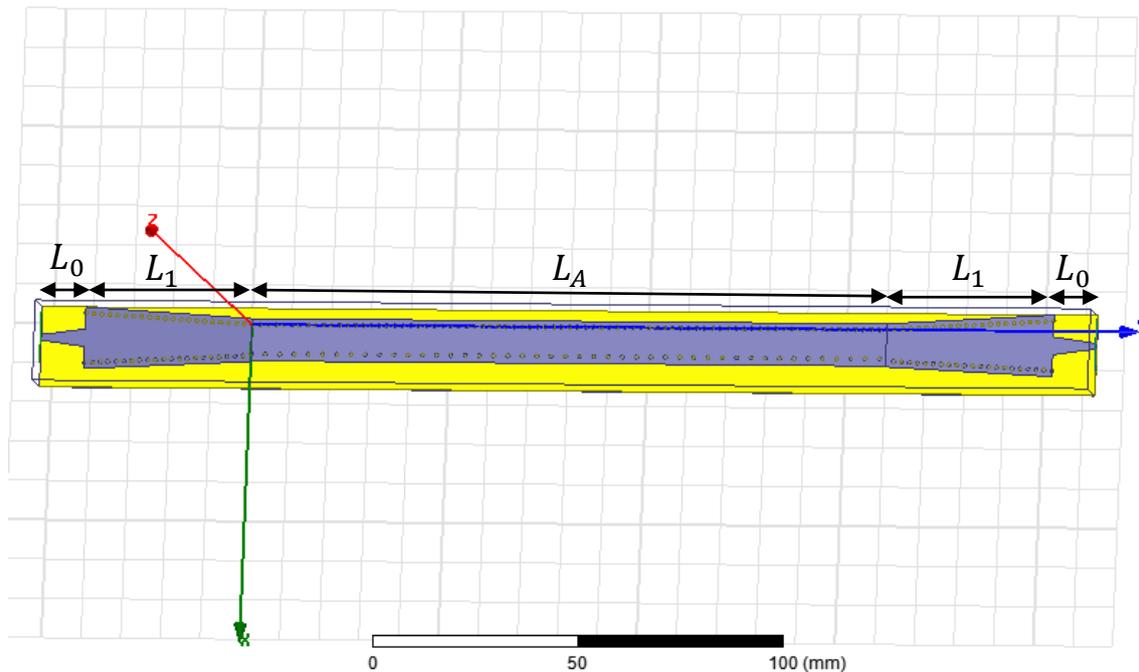


Figura 40: Diseño de SIW LWA orden N=1 en HFSS

Se puede ver cómo el alimentador consiste en una línea microstrip con un taper, que llega a una SIW más ancha 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 [29]. Para conseguir una buena adaptación de la antena se deben optimizar correctamente las dimensiones del adaptador. Esta tarea se realiza en [16]. En la figura 41 se puede ver mejor este alimentador.

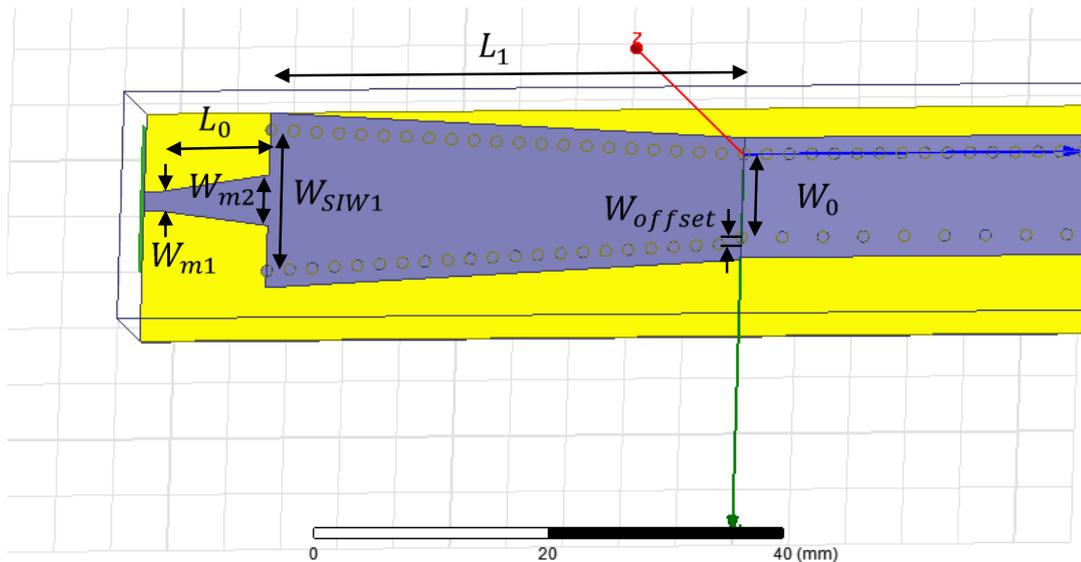


Figura 41: Alimentador de SIW LWA de orden N=1

Las dimensiones finales del alimentador se muestran en la Tabla III.

TABLA III. DIMENSIONES OPTIMIZADAS DEL ALIMENTADOR DE LA SIW LWA DE ORDEN N=1

Diseño	$L_0$	$L_1$	$W_{SIW1}$	$W_{offset}$	$W_{m1}$	$W_{m2}$	$W_0$
N=1	10mm	42mm	12.631mm	0.5mm	1.6181mm	4.526mm	7.43mm

Se puede ver cómo el valor de  $W_0$  es un poco menor que en la optimización. Esto se debe a que una vez realizada la primera simulación con las medidas originales se observó un ligero desplazamiento en frecuencia, de modo que el lóbulo escaneaba a  $30^\circ$  a una frecuencia un poco menor a 15GHz, no exactamente como salía en la figura 32. Esto se solventó bajando un poco este parámetro. El resto de parámetros se mantienen igual que los mostrados en la Tabla I.

Una vez se tiene el diseño en HFSS se puede simular y obtener una serie de resultados que se mostrarán a lo largo de este apartado.

El primer resultado que se puede mostrar es la propia adaptación de la antena. La figura 42 muestra tanto el parámetro S11 como el S21 de la antena con las dimensiones mostradas en Tabla I y con el sustrato ya mencionado. Como se ve, la adaptación es bastante buena en la banda de frecuencias de interés, quedando S11 por debajo de los 10dBs desde 14.55GHz hasta por encima de los 16GHz. Esto indica que el adaptador funciona correctamente y muy poca potencia se refleja de nuevo al alimentador. Por otro lado está el parámetro S21, que es bastante alto en todo el rango de frecuencias, quedando por encima de los 3dBs en gran parte de la banda, lo que indica que bastante potencia llega al segundo puerto, por lo que se puede deducir que la eficiencia de radiación es baja, como se había indicado en el apartado 3.1. Posteriormente se obtendrá la eficiencia de esta antena a través de la directividad y la ganancia en plano H.

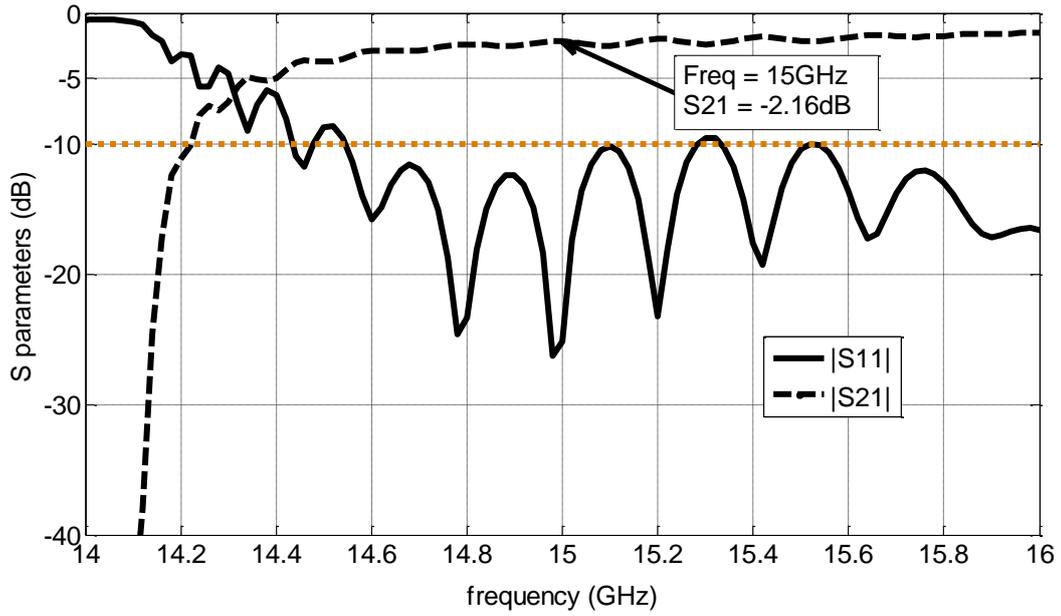


Figura 42: Parámetros S de la SIW LWA de orden  $N=1$ .

El siguiente resultado mostrado es el de la directividad a  $30^\circ$  en función de la frecuencia, mostrado en la figura 43, que representa lo mismo que la figura 15 para este caso en concreto. Como la longitud de la antena es menor que la del caso del apartado 1.5 respecto a la longitud de onda, se espera que el lóbulo principal sea más ancho y por tanto el SPBW también sea mayor.

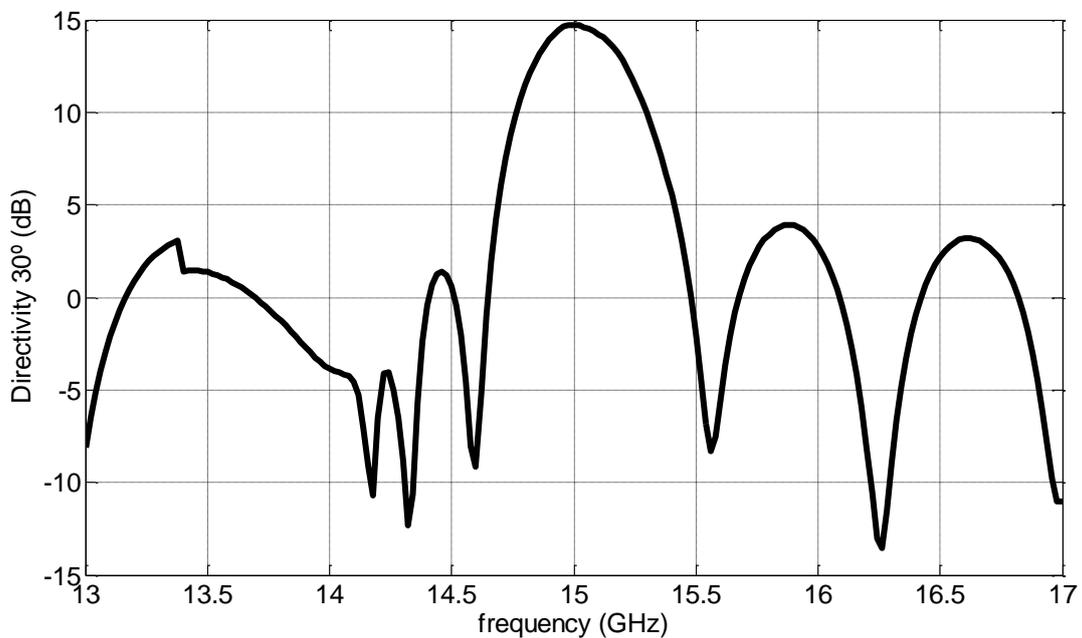


Figura 43: Directividad a 30 grados en función de la frecuencia de la SIW LWA de orden  $N=1$  diseñada.

Para empezar se puede ver que la directividad con respecto a la antena del apartado 1.5, que era más larga, es menor, lo cual era de esperar al usar una antena más corta con un lóbulo más ancho. Para comparar el SPBW se puede representar esta

misma directividad normalizada respecto al valor máximo, de modo que se vea mejor en qué puntos ésta cae 3dB con respecto al valor máximo, lo que marca el SPBW. Esto queda representado en la figura 44.

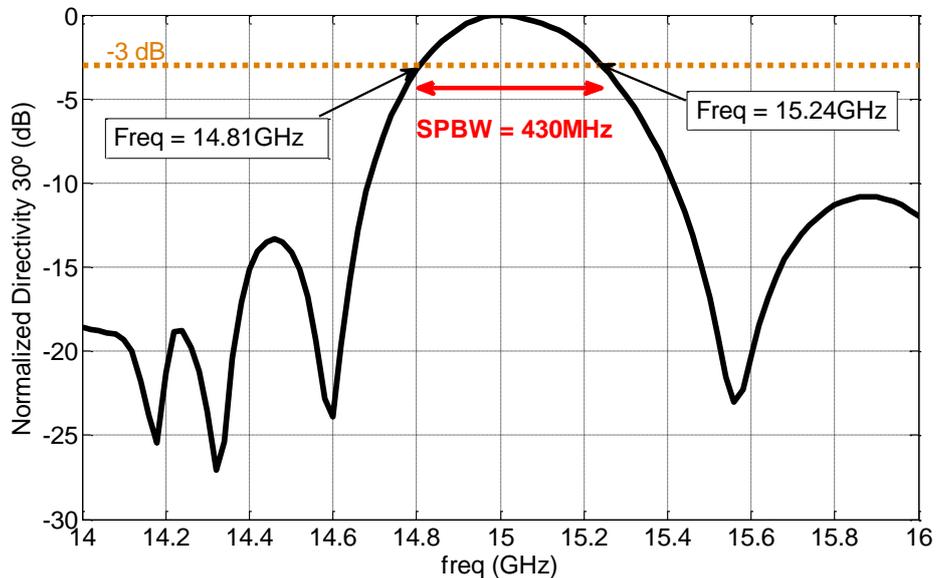


Figura 44: Directividad a 30 grados normalizada en función de la frecuencia de la SIW LWA de orden  $N=1$  diseñada.

Como se observa, el SPBW es de 430MHz, valor que se pretende mejorar con las SIW LWA de orden  $N=2$ . El valor que se había obtenido en el apartado 1.5 era de 260MHz. Tal cual se esperaba, el SPBW de esta antenna es mayor, pero la directividad es menor debido a que la antenna es más corta y el lóbulo más ancho.

Para ver cómo el lóbulo escanea el espacio con la frecuencia, la figura 45 muestra los diagramas de radiación en el plano H para diferentes frecuencias.

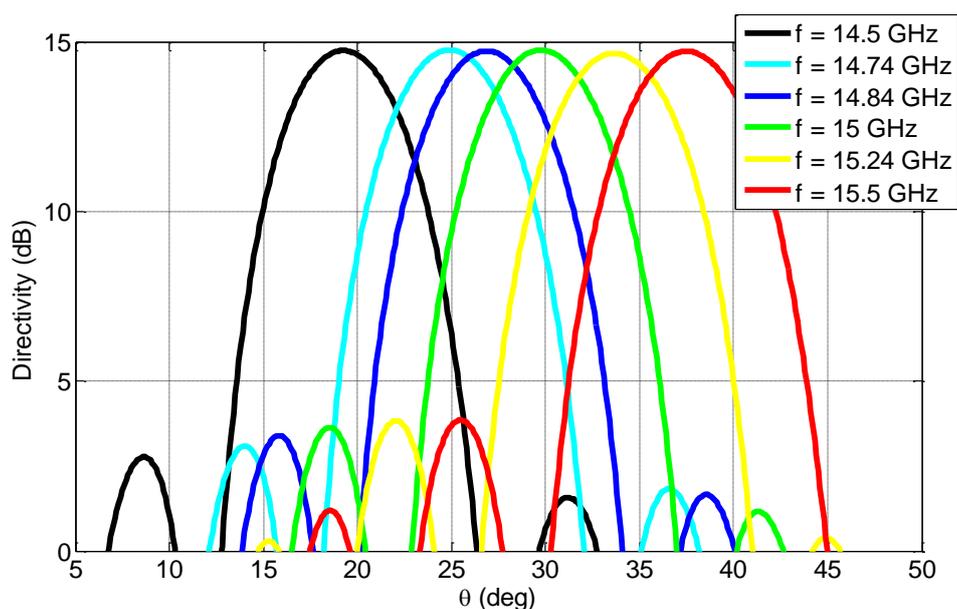


Figura 45: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden  $N=1$  a diferentes frecuencias

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 tal cual se ha explicado ya. Este lóbulo pasa por un ángulo de 30° a la frecuencia de diseño de 15GHz, donde hay un máximo en la directividad.

Por último, se sacan resultados de ganancia para, a través de la siguiente expresión obtener la eficiencia de la antena:

$$\eta = \frac{G}{D} \tag{4.1}$$

donde  $G$  es la ganancia de la antena y  $D$  es la directividad, en este caso, ambas a 30°.

La figura 46 muestra la ganancia de la antena a 30° junto con la directividad a modo de comparación.

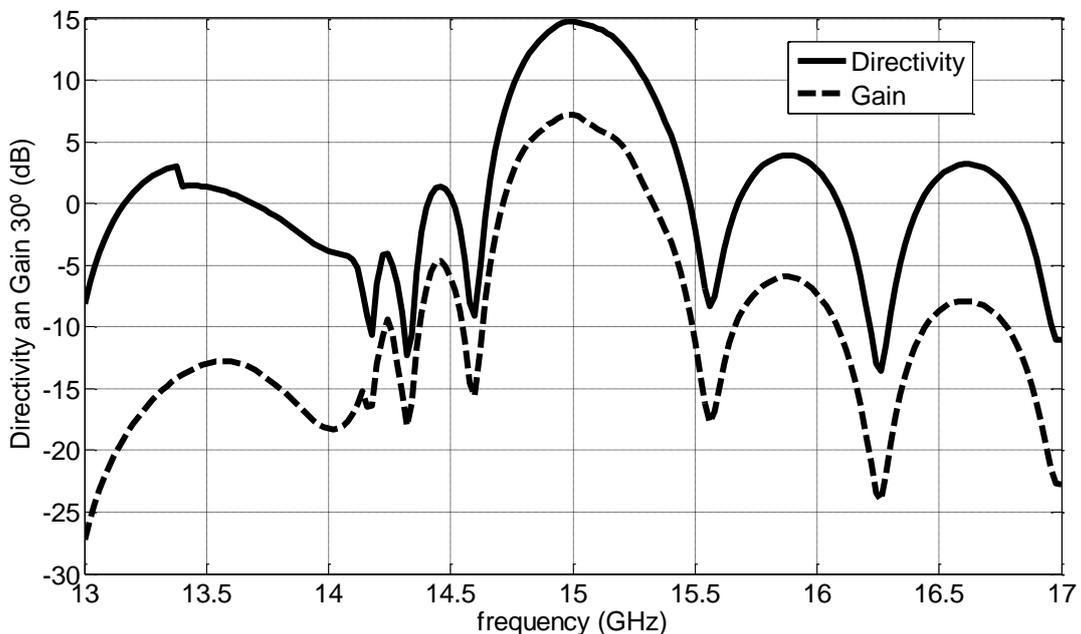


Figura 46: Directividad y ganancia a 30° en función de la frecuencia de la SIW LWA de orden N=1 diseñada.

Para todo el rango de frecuencias la ganancia es mucho más baja que la directividad, lo que supone una muy baja eficiencia. La figura 47 muestra la eficiencia de esta antena en todo el rango de frecuencias. La eficiencia es muy baja, en concordancia con lo esperado, teniendo valores por debajo de 0.2 en el rango de frecuencias de interés (entre 14.81GHz y 15.24GHz según la figura 44). Otra cosa importante que mencionar es el decaimiento de la eficiencia con la frecuencia, fenómeno típico de las antenas leaky. La figura 48 muestra los campos dentro de la antena para ver mejor qué está pasando.

Claramente la potencia pasa por la SIW LWA, radiando muy poco, de modo que el campo es muy alto en el segundo puerto.

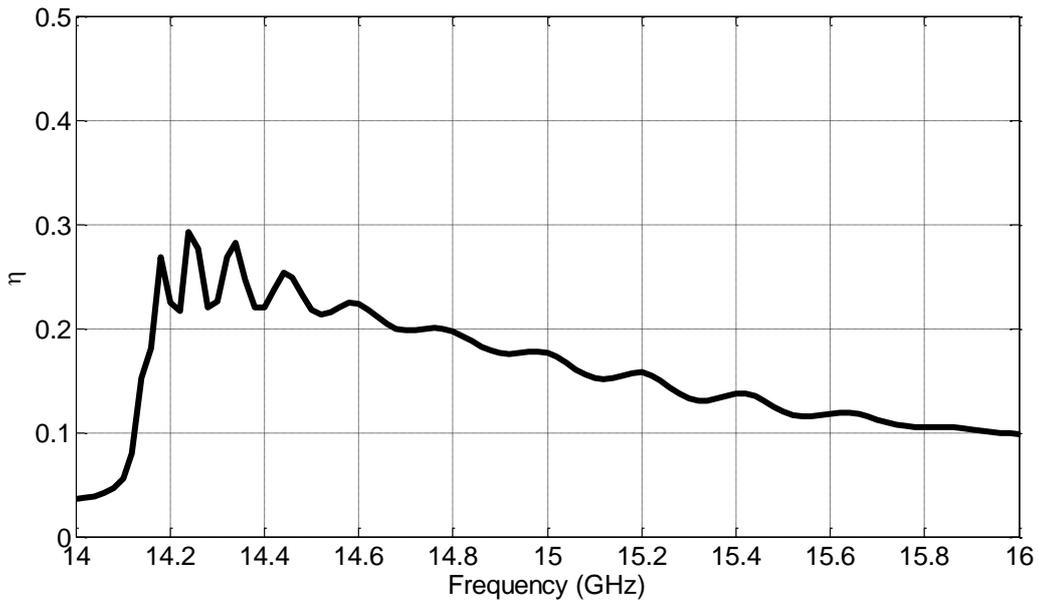


Figura 47: Eficiencia SIW LWA de orden  $N=1$  en función de la frecuencia.

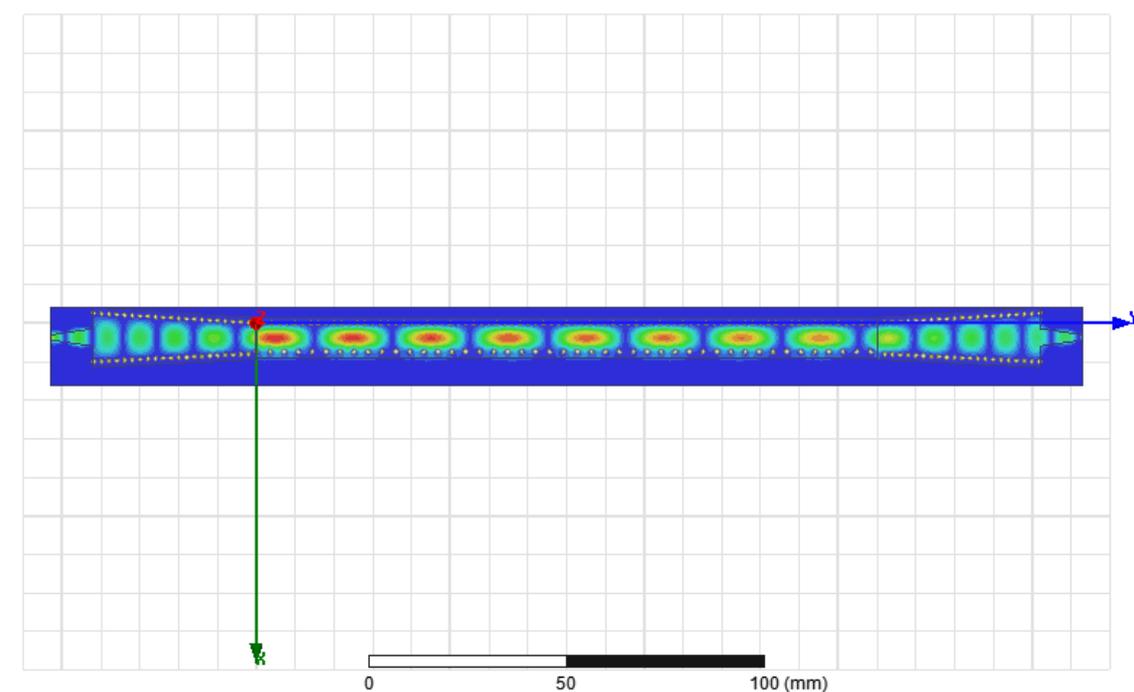


Figura 48: Campos dentro de la SIW LWA de orden  $N=1$ .

## 4.2. Simulación SIW LWAs orden $N=2$

El sustrato utilizado en esta antena es el mismo que en la de orden  $N=1$ , con la misma longitud de la antena  $L_A$ , para tener una buena comparación y así poder ver mejor cual es la mejora conseguida con esta antena. La figura 49 muestra el diseño de esta antena en HFSS.

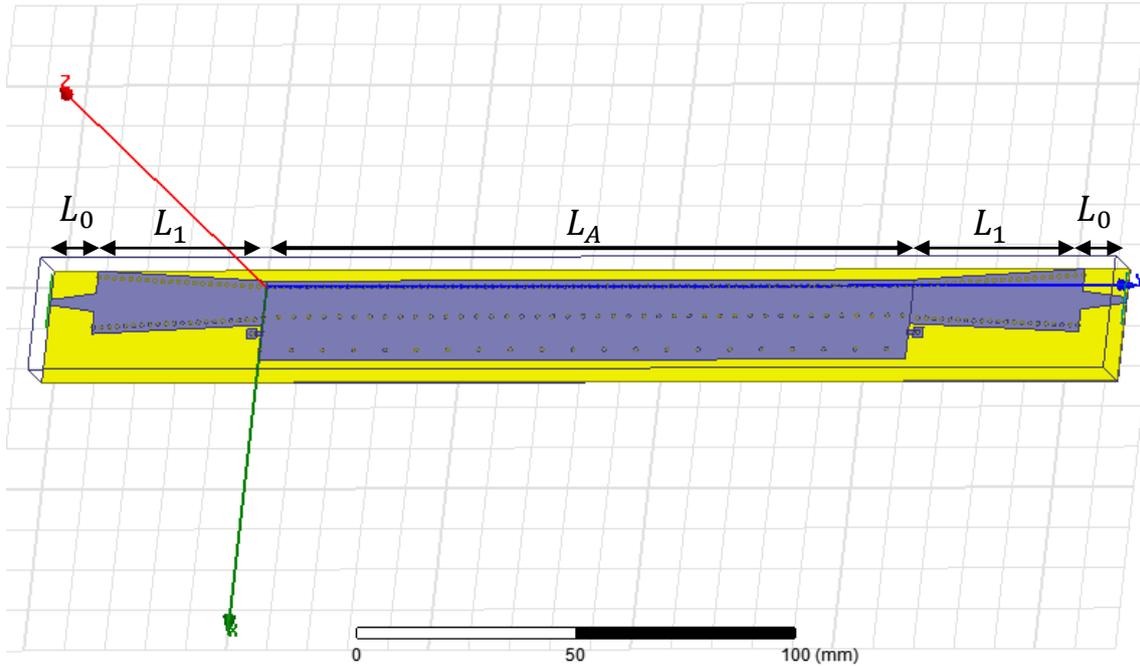


Figura 49: Diseño de SIW LWA orden  $N=2$  en HFSS

El alimentador utilizado es el mismo que para la de orden  $N=1$ , llevando la señal a por la primera SIW, de modo que la energía pasará a la segunda SIW a través de la segunda fila de postes. De nuevo se muestran las dimensiones del alimentador, esta vez en la Tabla IV de acuerdo a la figura 41. Como se ha visto en el apartado 3.2, hay tres diseños de orden  $N=2$  y para cada uno de ellos se ha optimizado el alimentador.

TABLA IV. DIMENSIONES OPTIMIZADAS DEL ALIMENTADOR DE LAS SIW LWAS DE ORDEN  $N=2$

Diseño	$L_0$	$L_1$	$W_{SIW1}$	$W_{offset}$	$W_{m1}$	$W_{m2}$	$W_0$
N=2a	10mm	42mm	15.5324mm	0.6mm	1.6181mm	4.526mm	7.372mm
N=2b	10mm	44mm	12.3998mm	0.5mm	1.6181mm	4.526mm	7.294mm
N=2c	10mm	42mm	12.2978mm	0.5mm	1.6181mm	4.526mm	7.234mm

Por otro lado es importante hablar de la resistencia que se coloca al principio y al final de la segunda SIW para absorber energía y mejorar la adaptación. En la figura 50 se muestra mejor esta resistencia, llevada a masa a través de un via hole, junto con sus dimensiones.

Una vez se tiene el diseño parametrizado de la antena, se pueden simular los tres diseños realizados en el apartado 3.2.

Al igual que en la antena de orden  $N=1$ , los primeros resultados que se muestran son los de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  de los tres diseños, en la figura 51.

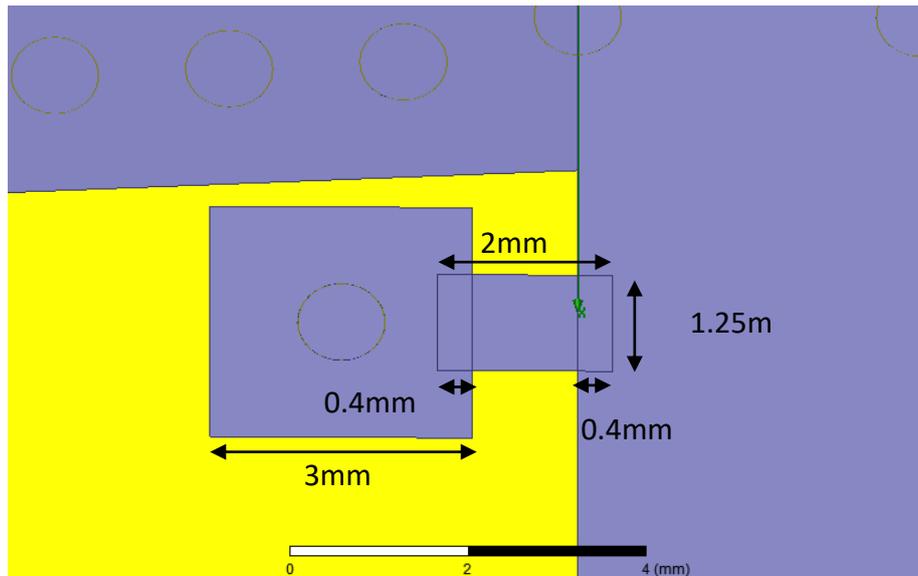


Figura 50: Resistencia usada en la segunda SIW para absorber energía y mejorar adaptación y sus dimensiones.

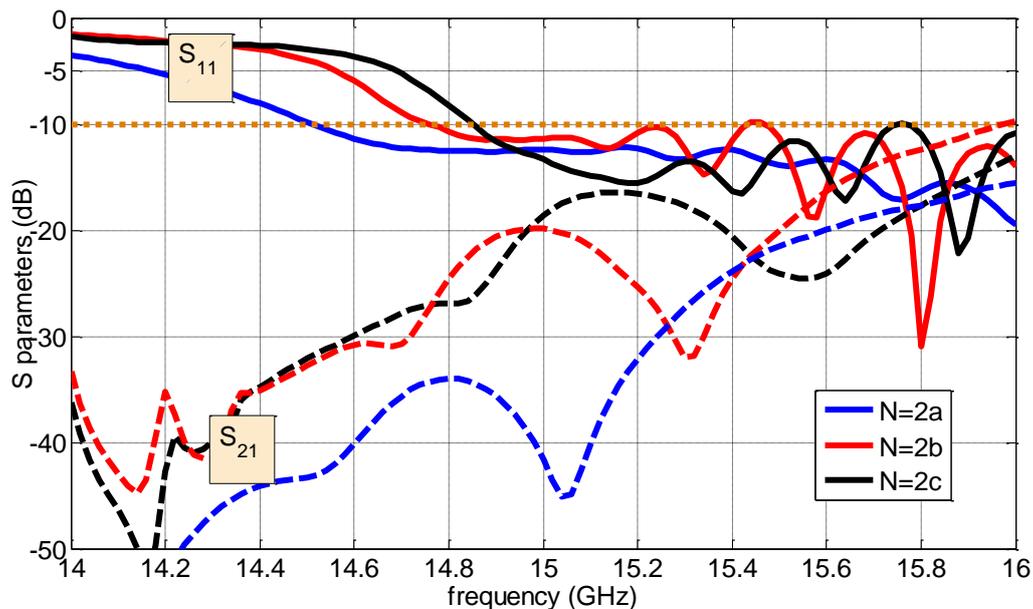


Figura 51: Parámetros S de las SIW LWA de orden N=2.

Todos los diseños tienen muy buena adaptación a partir de 14.85GHz, estando S<sub>11</sub> por debajo de -10dB hasta por encima de los 16GHz. Este es el motivo por el que los diseños se hacen tratando de aumentar el SPBW en frecuencias mayores y no centrando el ancho de banda a 15GHz, ya que la adaptación no se conseguía a frecuencias más bajas. Por otro lado, el parámetros S<sub>21</sub> es también muy bajo en todo el rango de frecuencias, teniendo una tendencia creciente, pero nunca por encima de -10dB. Esto último indica que la eficiencia será alta en la banda de frecuencias de interés. Como en la antena de orden N=1, la eficiencia se obtendrá a través de la ganancia y la directividad.

La siguiente representación es la de la directividad a 30° en función de la frecuencia, mostrada en la figura 52 para todos los diseños de orden N=2.

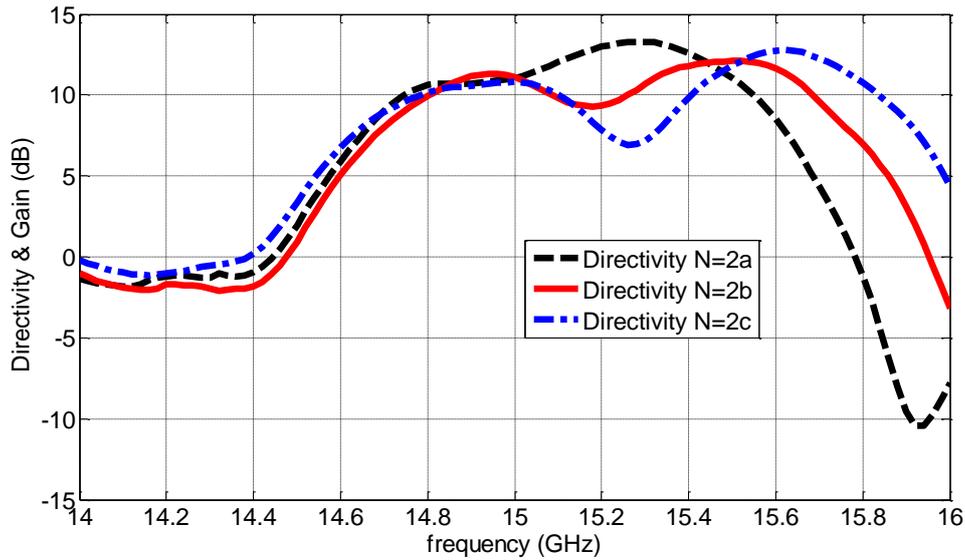


Figura 52: Directividad a 30 grados en función de la frecuencia de las SIW LWAs de orden  $N=2$  diseñadas.

Para empezar se puede ver como la directividad máxima en todos los casos es menor que en el caso de la SIW LWA de orden  $N=1$ , como se esperaba. Además, se aprecia cómo aparecen dos lóbulos en lugar de uno, que están más separados para cada diseño, al igual que pasaba con los ceros de la función de error de fase de la TEN.

Para poder ver mejor el SPBW obtenido con cada una de las antenas, la figura 53 muestra la directividad normalizada de los tres diseños.

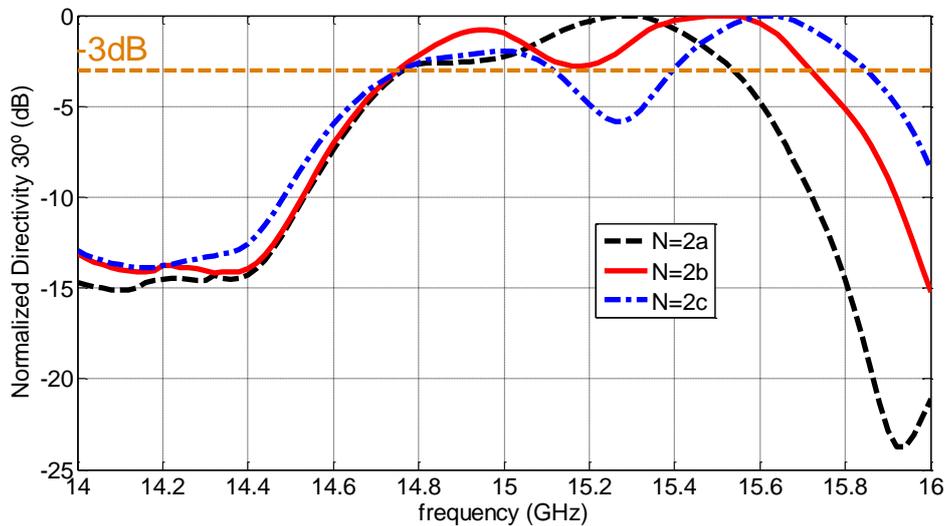


Figura 53: Directividad a 30 grados normalizada en función de la frecuencia de las SIW LWAs de orden  $N=2$  diseñadas.

Se ve que con cada diseño se va aumentando el SPBW, separándose los dos lóbulos. En el diseño  $N=2a$ , los dos lóbulos están muy juntos, teniendo la directividad por encima de 3dB con respecto al máximo desde 14.75GHz hasta 15.53GHz, lo que

supone un SPBW de 780MHz, 350MHz más que el conseguido para la SIW LWA de orden  $N=1$ . En el diseño  $N=2b$  sí que se aprecian mejor los dos lóbulos, teniendo un valle en medio que no baja de 3dBs respecto al máximo. La directividad a  $30^\circ$  por encima de 3dB respecto al máximo va desde 14.75GHz hasta 15.72GHz, consiguiendo un SPBW de 970MHz, 540MHz más que con la de orden  $N=1$ . El último de los diseños aumenta un poco más el SPBW, pero hay un rango de frecuencias en el que la directividad baja de 3dBs con respecto al máximo, por lo que este diseño no sería válido. Salvo el último diseño (que queda descartado), los otros dos diseños están adaptados en la banda de frecuencias de interés, que es la correspondiente al SPBW.

El diseño óptimo sería el que tiene un valle cuyo mínimo es 3dB menor que el valor máximo de directividad, por lo que se puede decir que el diseño de orden  $N=2b$  es bastante bueno.

Para explicar por qué aparece ese valle entre dos lóbulos, se representa el diagrama de radiación en el plano H de los tres diseños para varias frecuencias en las figuras 54, 55 y 56. Como se observa, aparecen dos lóbulos en el diagrama de radiación que escanean el espacio en frecuencia. En el diseño  $N=2a$ , los dos lóbulos están muy cerca, pero se ve cómo el primero (el de la derecha) escanea los ángulos en elevación a frecuencias menores que el segundo, pero el segundo acaba alcanzando al primero a frecuencias mayores. En la antena de orden  $N=2b$ , el primer lóbulo escanea los mismos ángulo a las mismas frecuencias que el caso de orden  $N=2a$ , pero el segundo lóbulo va escaneando el espacio a frecuencias aún mayores que el segundo lóbulo del caso  $N=2a$ , 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  $30^\circ$ , 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  $30^\circ$ . Por último está el caso de orden  $N=2c$ , en el que los lóbulos están tan separados que cuando el valle entre ambos pasa por  $30^\circ$ , la directividad del valle es menor que 3dB respecto al máximo.

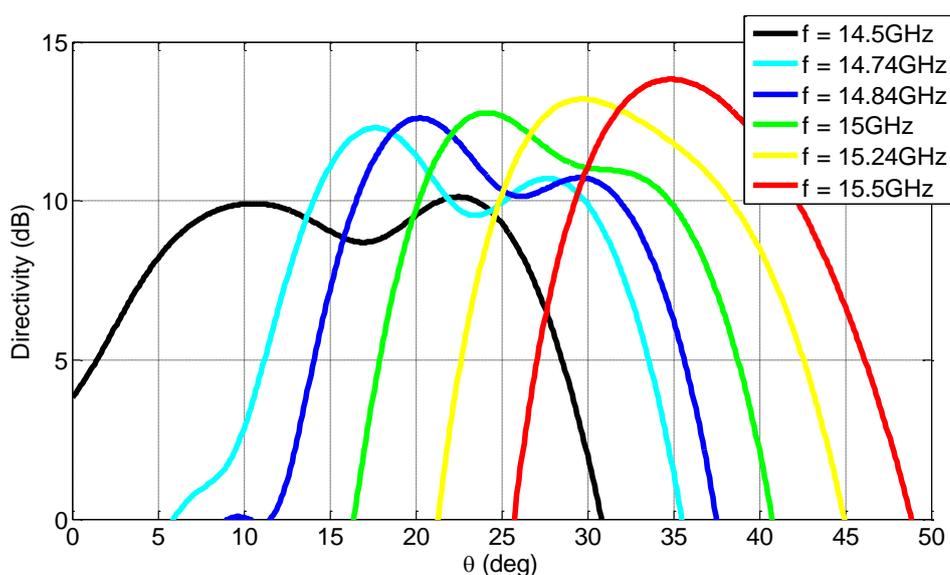


Figura 54: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden  $N=2a$  a diferentes frecuencias.

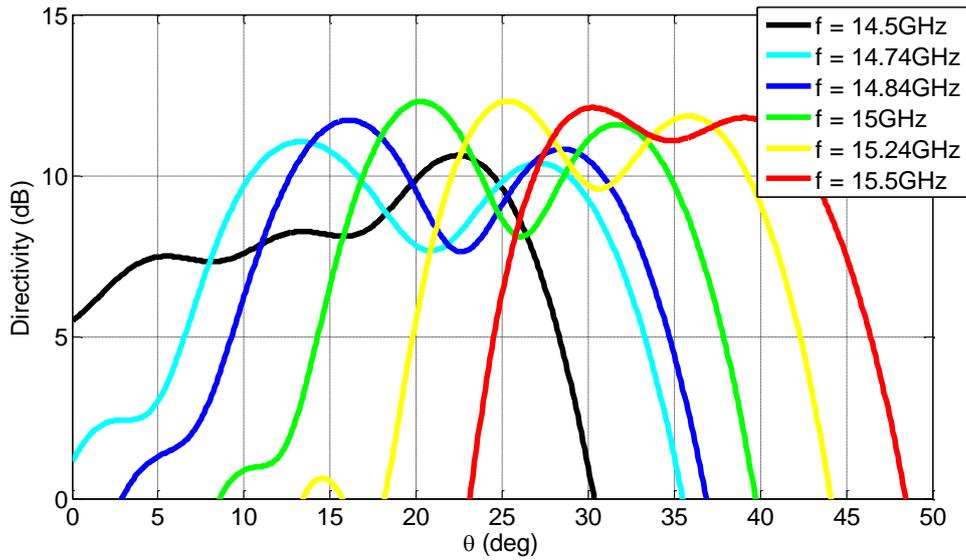


Figura 55: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden  $N=2b$  a diferentes frecuencias.

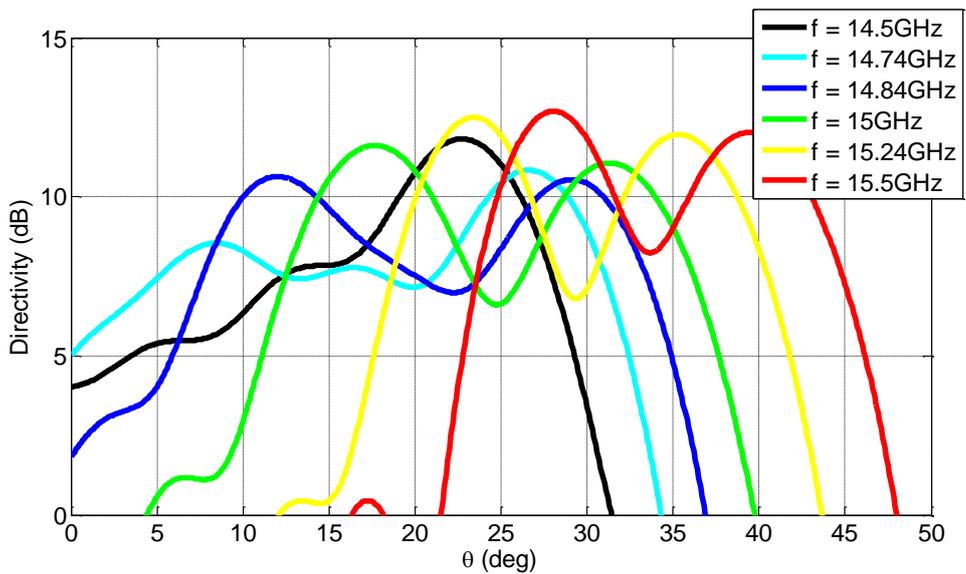


Figura 56: Diagrama de radiación en plano H de SIW LWA de orden  $N=2c$  a diferentes frecuencias.

Las figura 57 muestra los diagramas de radiación en 3D a 15GHz para poder observar los 2 lóbulos de cada antena y cómo cada vez están más separados. Se puede observar cómo, a 15GHz, hay un primer lóbulo que apunta al mismo ángulo en todos los diseños, pero el segundo lóbulo apunta a ángulos de escaneo cada vez más pequeños para la misma frecuencia. Estos lóbulos pueden ser relacionados con la dispersión mostrada en la figura 39, que puede ser vista como la combinación de la dispersión de dos modos diferentes. Centrándonos en el caso  $N=2b$ , la primera parte de la dispersión (desde 14GHz hasta 15.1GHz en la figura 39) corresponde al primer lóbulo que escanea los ángulos en elevación a menores frecuencias; la segunda parte (entre 15.1GHz y 15.4GHz) se relaciona con la transición entre los dos modos y desde 15.4GHz hasta 16GHz se toma la dispersión del segundo modo.

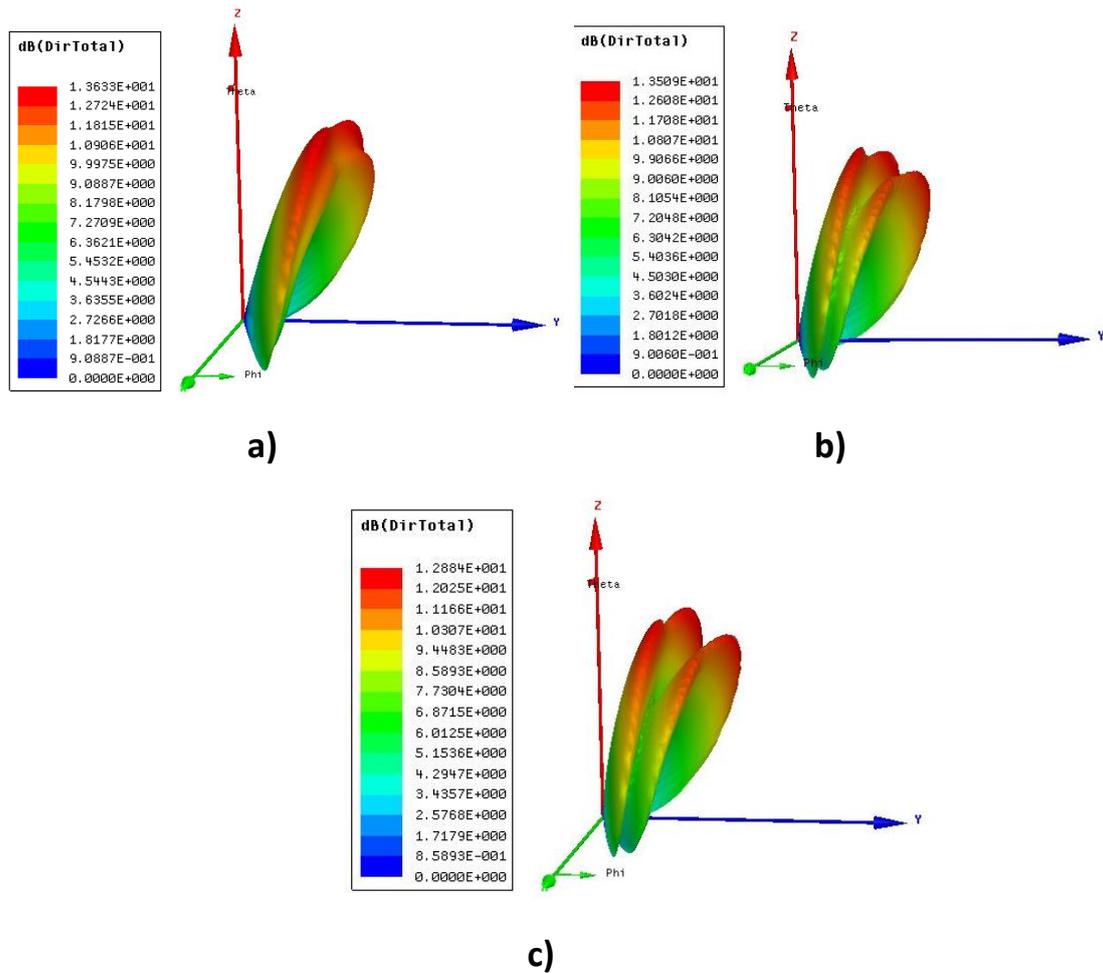


Figura 57: Diagramas de radiación 3D a 15GHz de las SIW LWA de orden  $N=2$  diseñadas a)  $N=2a$  b)  $N=2b$  y c)  $N=2c$ .

Del mismo modo que en la SIW LWA de orden  $N=1$ , el primer lóbulo no escanea a  $30^\circ$  exactamente a la frecuencia de diseño de 15GHz, pero como en esta ocasión hay dos lóbulos y el ancho de banda no se centra en 15GHz no se cambia ningún parámetro con respecto a los presentados en la Tabla II.

Por último, es importante ver la eficiencia de estas antenas. Para ello primero se muestra la ganancia junto a la directividad en la figura 58 y después se muestra la eficiencia en la figura 59, calculada según (4.1). Como se observa, la eficiencia es mayor que en el caso de la antena de orden  $N=1$ , ya que hay mayores resonancias al tener dos SIW acopladas y menos energía llega al segundo puerto, siendo radiada. Para poder ver mejor qué está pasando, en la figura 60 muestra los campos dentro de la SIW LWA de orden  $N=2$ , donde se ve que muy poca energía llega al segundo puerto y es radiada a lo largo de toda la antena. También se puede ver cómo la energía se va acoplando de una SIW a la otra y cómo parte de ella es absorbida por la resistencia que hay al principio de la primera SIW, con lo que se evitan en parte la reflexión.

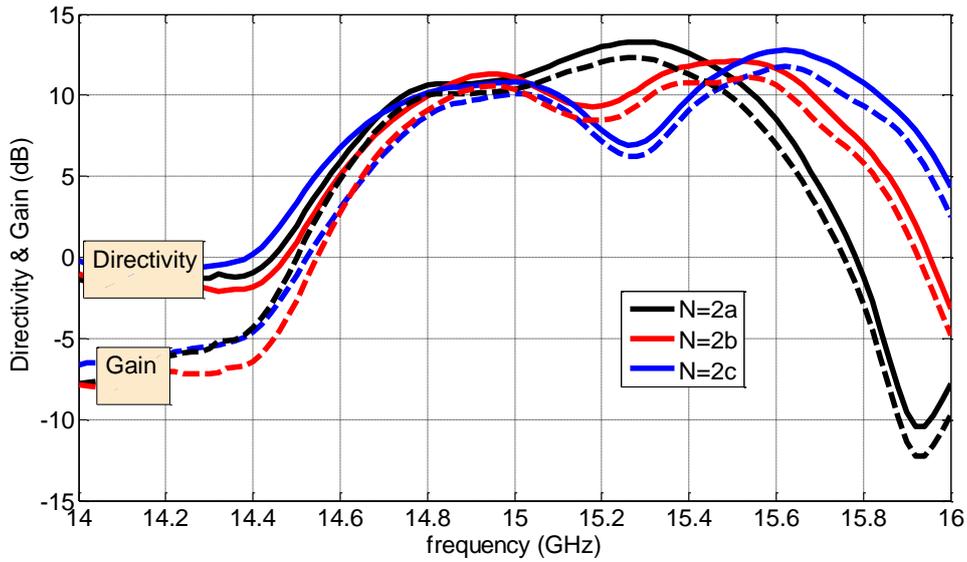


Figura 58: Directividad y ganancia a  $30^\circ$  en función de la frecuencia de las SIW LWAs de orden  $N=2$  diseñadas.

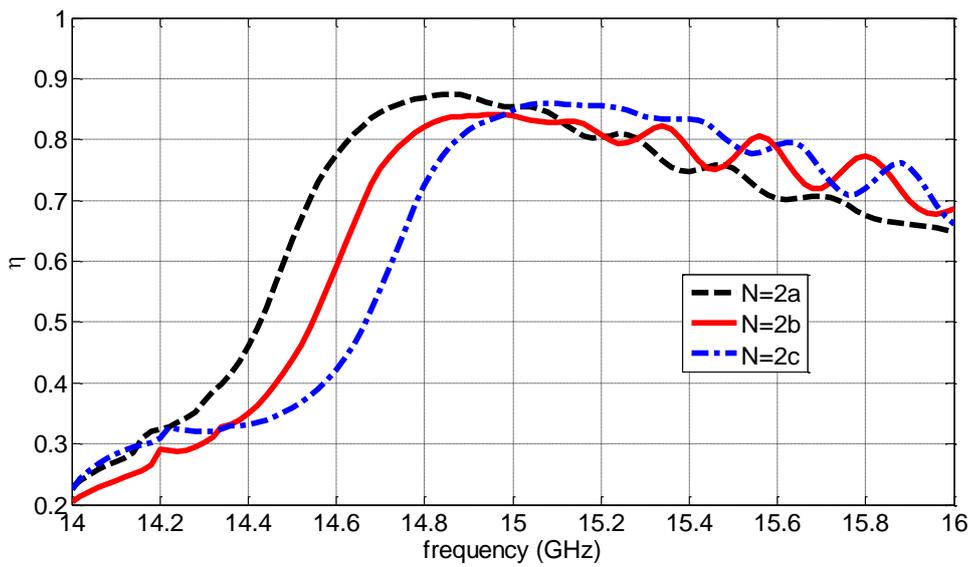


Figura 59: Eficiencia en función de la frecuencia de las SIW LWAs de orden  $N=2$  diseñadas.

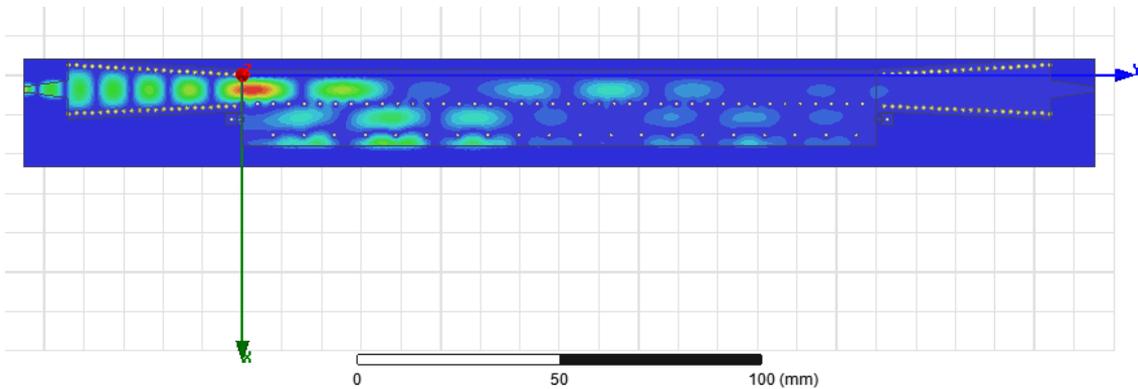


Figura 60: Campos en SIW LWA de orden  $N=2b$ .

### 4.3. Comparación SIW LWA orden $N=1$ y $N=2b$

Una vez se han simulado todas las antenas, se pueden comparar los resultados obtenidos de la de orden  $N=1$  con la que finalmente se ha escogido como más óptima de orden  $N=2$ , que ha sido el segundo diseño ( $N=2b$ ).

El primer resultado a comparar es el de directividad normalizada a  $30^\circ$ , con lo que se puede ver el aumento de SPBW conseguido. Esta comparación se realiza en la figura 61.

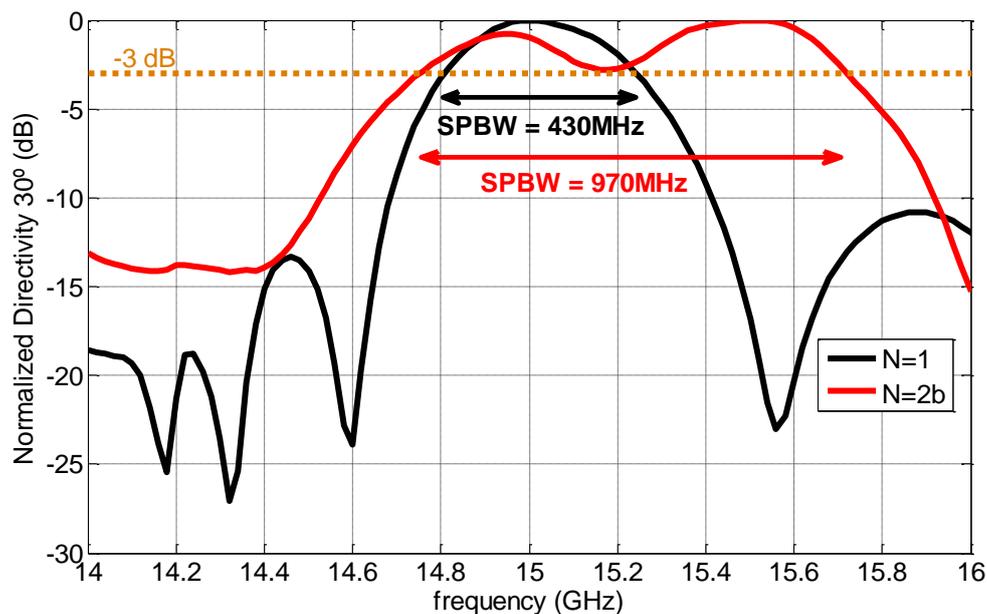


Figura 61: Directividad a 30 grados normalizada en función de la frecuencia de las SIW LWAs de orden  $N=1$  y  $N=2b$  diseñadas.

Claramente se ha aumentado el SPBW en más del doble, se ha pasado de 430MHz para la SIW LWA de orden  $N=1$  a 970MHz para la de orden  $N=2b$ , consiguiendo un aumento de 540MHz.

La siguiente representación importante es la de la directividad a  $30^\circ$  sin normalizar, para ver la reducción de directividad de la SIW LWA de orden  $N=2b$  con respecto a la de orden  $N=1$ . Estos resultados se muestran en la figura 62. El pico de directividad a  $30^\circ$  de la SIW LWA de orden  $N=1$  es de 14.74dB, mientras que el de la de orden  $N=2b$  es de 12.1dB, cayendo 2.64dB. Como ya se ha comentado, esta reducción de directividad en favor del aumento del SPBW es un compromiso muy conocido en teoría de antenas.

Por último queda por comparar la eficiencia de radiación para cada uno de estos diseños. Como ya se ha visto, la SIW LWA de orden  $N=1$  tenía una eficiencia muy pequeña, bastante menor a la conseguida con la SIW LWA de orden  $N=2b$ . Se puede ver esta comparación en la figura 63.

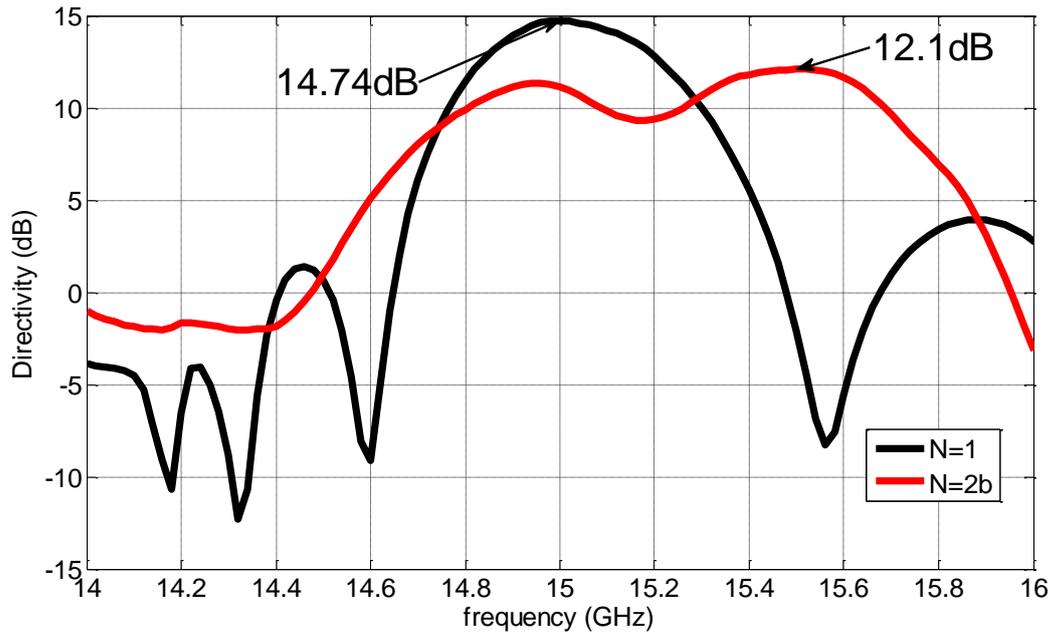


Figura 62: Directividad a 30 grados en función de la frecuencia de las SIW LWAs de orden  $N=1$  y  $N=2b$  diseñadas.

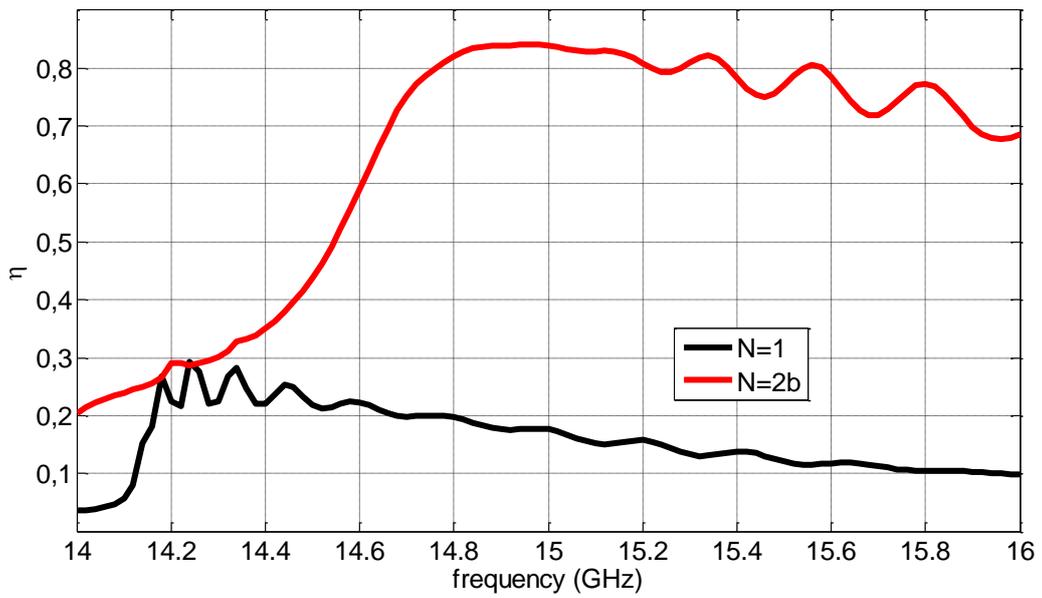


Figura 63: Eficiencia de radiación en función de la frecuencia de las SIW LWA de orden  $N=1$  y  $N=2b$  diseñadas.

## Capítulo 5. Conclusiones y Líneas Futuras

En este último capítulo recapitularemos los resultados obtenidos y los objetivos conseguidos. Por otro lado también se darán unas pinceladas sobre las líneas futuras de este trabajo y sobre la relevancia de éste

### 5.1. Conclusiones

El objetivo principal que se buscaba en este trabajo era el de conseguir, mediante optimización de la TEN, aumentar el ancho de banda útil de una SIW LWA para poder ser utilizada en comunicaciones punto a punto. Se ha conseguido pasar de 430MHz útiles a 970MHz, manteniendo la simplicidad de una SIW LWA. El diseño de tres SIW LWA de orden  $N=2$  diferentes ha ayudado a comprender mejor cómo se comporta esta antena multicavidad y también entender cuál es el diseño óptimo y qué propiedades debe cumplir.

Como se esperaba, la directividad en plano H de la SIW LWA se reduce cuando se usa multicavidad, pasando de 14.74dB de directividad máxima en todo el rango de frecuencias a 12.1dB.

El diseño del alimentador de la SIW LWA mantiene la simplicidad estructural de la antena, consiguiendo una buena adaptación en las bandas de frecuencia de interés, de 14.81GHz a 15.24GHz para la de orden  $N=1$  y de 14.75GHz hasta 15.72GHz para el caso de la de orden  $N=2$ .

Por otro lado se ha visto cómo la interpolación que se había realizado en [] permite una optimización rápida y computacionalmente eficiente. Este proceso de optimización ha quedado validado mediante simulaciones de onda completa en HFSS, a través de las cuales se ha visto que las restricciones en la optimización hacen que se cumplan los objetivos de SPBW finales. Además, se ha añadido el efecto de la tasa de radiación esperada, obtenida a través de una eficiencia deseada, a los diseños de MWO para obtener unos resultados más reales durante la optimización.

### 5.2. Líneas Futuras

Con respecto a las líneas futuras de este trabajo, se pueden marcar una serie de puntos a mejorar y de los futuros estudios que se pueden llevar a cabo para conseguir los mismos objetivos.

Para empezar, se puede aumentar el estudio a antenas de mayor orden (SIW LWA de orden  $N=3$  y  $N=4$ ) para así aumentar el SPBW aún más. Para ello se puede usar el mismo proceso de optimización que ha quedado validado en este trabajo. En esta línea ya se han realizado algunos diseños de orden  $N=3$  y orden  $N=4$ , que no están optimizados del todo, ya que la optimización también depende de los resultados obtenidos en la simulación. Las dimensiones de un primer diseño de un SIW LWA de orden  $N=3$  se muestran en la Tabla V, por otro lado, en la Tabla VI se muestran las medidas del adaptador. Al igual que en el capítulo 3, se muestran los resultados de fase  $\Psi_{FP}$  y módulo del coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  junto con la fase objetivo  $\Psi_{GOAL}$  en la figura 64.

TABLA V. DIMENSIONES DE SIW LWA DE ORDEN  $N=3$

Diseño	Anchura de Cavidades $W_i$ (mm)	Separación entre postes $P_i$ (mm)
N=3	$W_0=7.192$ $W_1=6.935$ $W_2=6.9$ $W_3=2.991$	$P_0=2$ $P_1=3.574$ $P_2=3.293$ $P_3=3.377$

TABLA VI. DIMENSIONES DEL ALIMENTADOR DE LA SIW LWA DE ORDEN  $N=3$

Diseño	$L_0$	$L_1$	$W_{SIW1}$	$W_{offset}$	$W_{m1}$	$W_{m2}$	$W_0$
N=3	10mm	37mm	8.7mm	0.5mm	1.6181mm	4.526mm	7.192mm

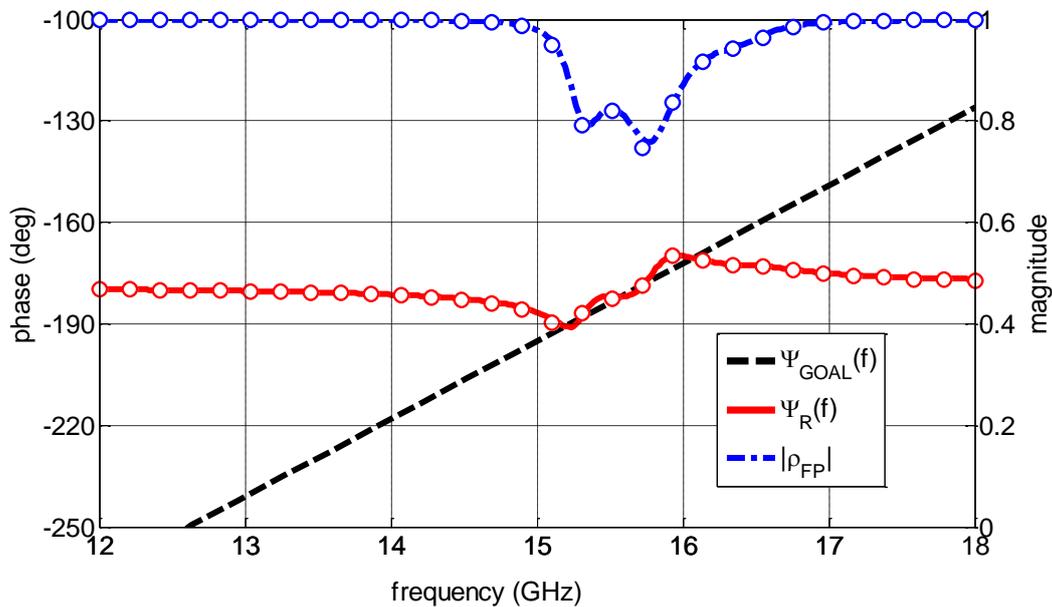


Figura 64: Coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$  de SIW LWA de orden  $N=1$  junto con función de fase objetivo  $\Psi_{GOAL}(f)$ . Con círculos se representan los resultados obtenidos con MoM.

La figura 65 muestra, a modo de comparación, el error de fase para los diseños de orden  $N=1$ ,  $N=2b$  y este diseño de  $N=3$ . De este modo se puede ver en qué banda de frecuencias se cumple la condición para que el ángulo de radiación sea de  $30^\circ$ .

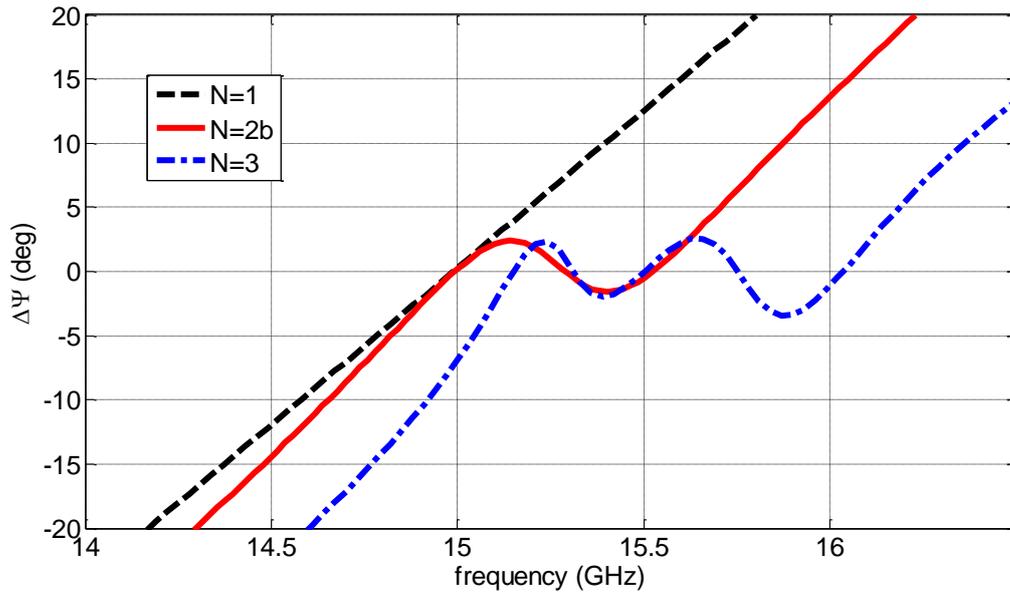


Figura 65: Error de fase  $\Delta\Psi$  de los tres diseños de SIW LWA de orden  $N=1$ ,  $N=2b$  y  $N=3$ .

Como se aprecia, el diseño de orden  $N=3$  está desplazado a frecuencias aún mayores, esto es debido a problemas de adaptación que se vieron tras una primera simulación en HFSS, pero el ancho de banda total en el que el error se encuentra alrededor de 0 es mayor que en los diseños de orden  $N=1$  y  $N=2b$ .

La dispersión obtenida a través de este coeficiente de reflexión  $\rho_{FP}$ , es mostrada en la figura 66.

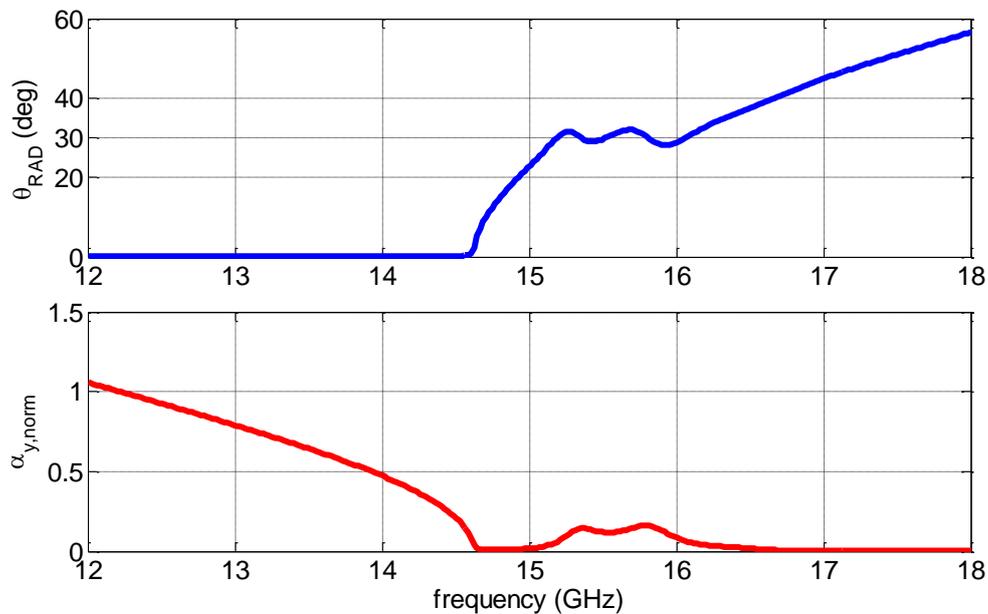


Figura 66: Dispersión de SIW LWA de orden  $N=3$ .

Para poder comparar los resultados con las antenas de orden  $N=1$  y  $N=2b$ , las figuras 67 y 68 muestran el ángulo de radiación de las tres antenas y su tasa de radiación normalizada respectivamente.

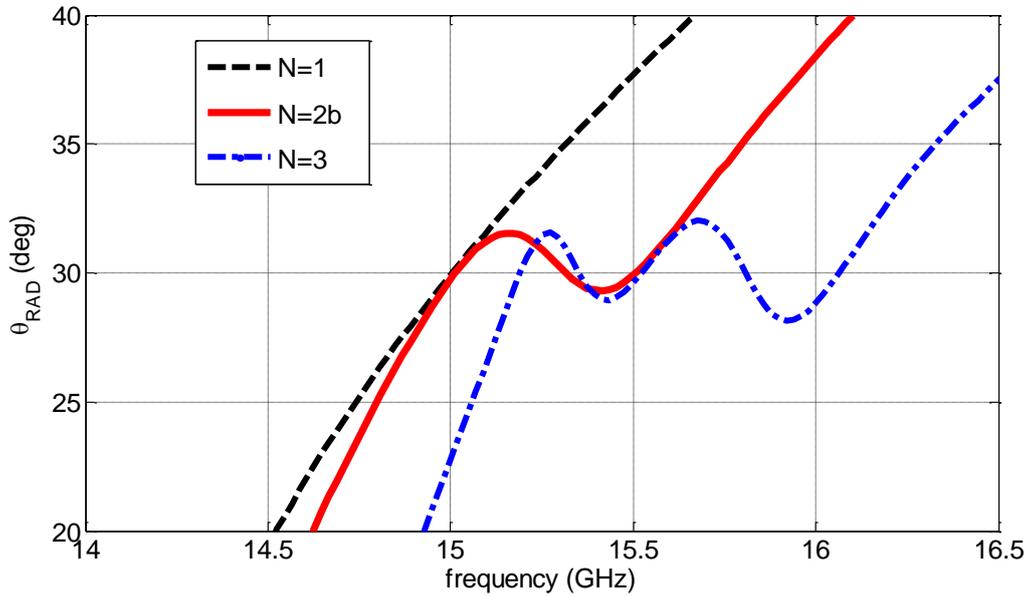


Figura 67: Ángulo de radiación  $\theta_{RAD}$  de las SIW LWA de orden  $N=1$ ,  $N=2b$  y  $N=3$ .

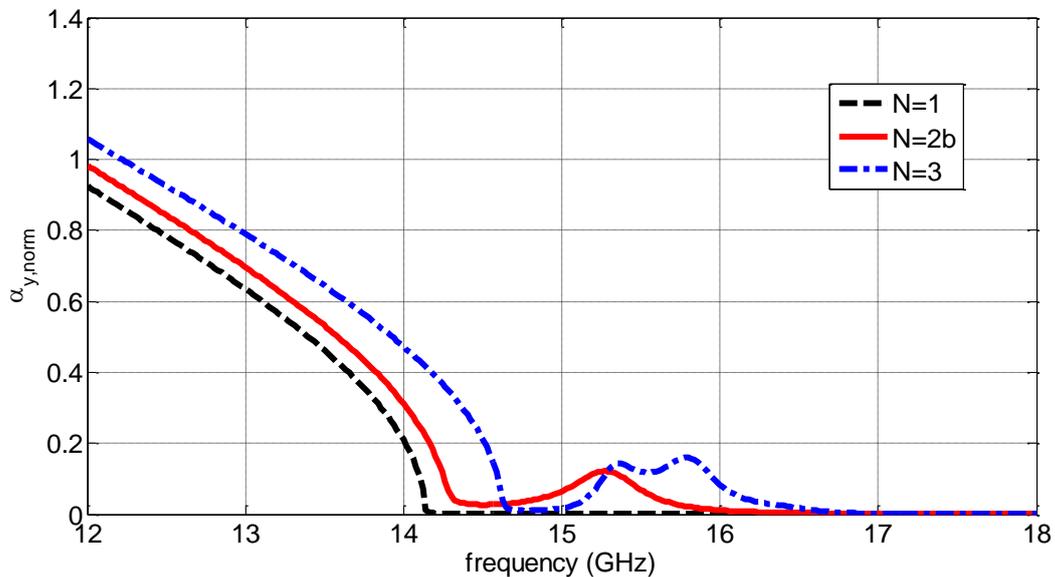


Figura 68: Tasa de radiación normalizada  $\alpha_{y,norm}$  de las SIW LWA de orden  $N=1$ ,  $N=2b$  y  $N=3$ .

El ancho de banda conseguido por la antena de orden  $N=3$  es mayor que el conseguido para los otros dos casos de menor orden. Por otro lado, la tasa de radiación también es mayor en el caso de orden  $N=3$ .

Una vez se tiene este diseño de orden  $N=3$ , se introduce en el simulador de onda completa para ver su SPBW. La figura 69 muestra la directividad a  $30^\circ$  normalizada de la SIW LWA de orden  $N=3$  diseñada.

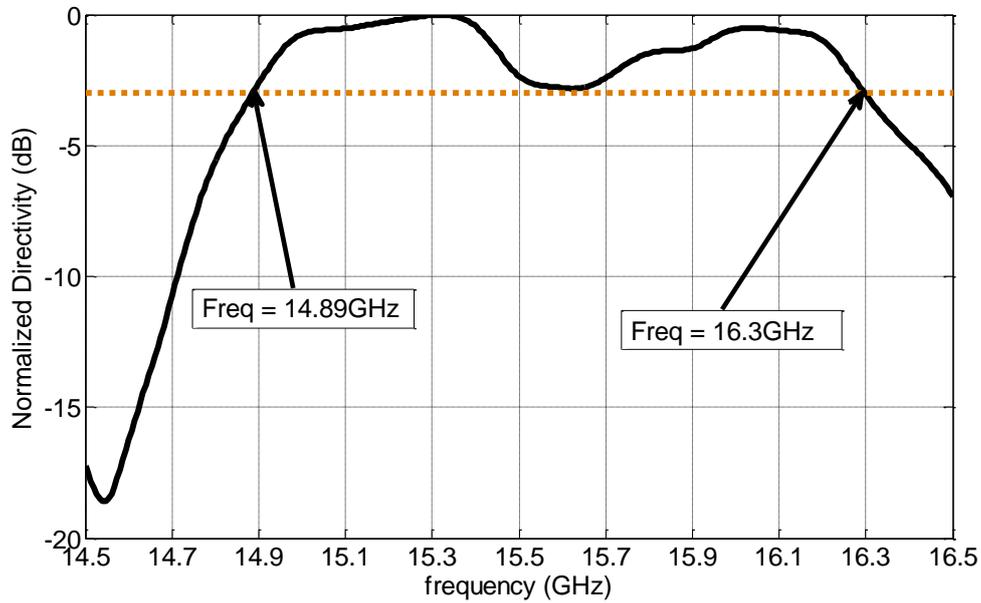


Figura 69: Directividad a 30 grados normalizada en función de la frecuencia de la SIW LWA de orden  $N=3$  diseñada.

Se ve cómo el SPBW es de 1.41GHz, mucho mayor que el máximo conseguido para la SIW LWA de orden  $N=2$ . Para comparar, la figura 70 muestra la directividad a 30 grados normalizada para los diseños de orden  $N=1$ ,  $N=2b$  y  $N=3$ .

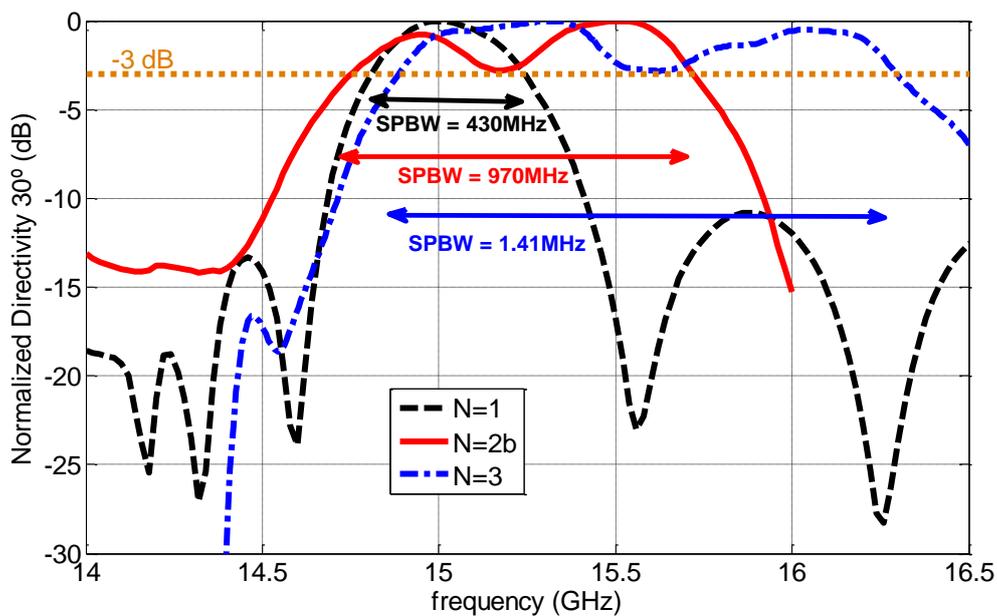


Figura 70: Directividad a 30 grados normalizada en función de la frecuencia de las SIW LWAs de orden  $N=1$ ,  $N=2b$  y  $N=3$  diseñadas.

Como se ve, el SPBW conseguido es mucho mayor que los diseños de orden menor. Por otro lado se puede representar la directividad sin normalizar de los tres diseños para comparar la magnitud de ésta. Este resultado se muestra en la figura 71.

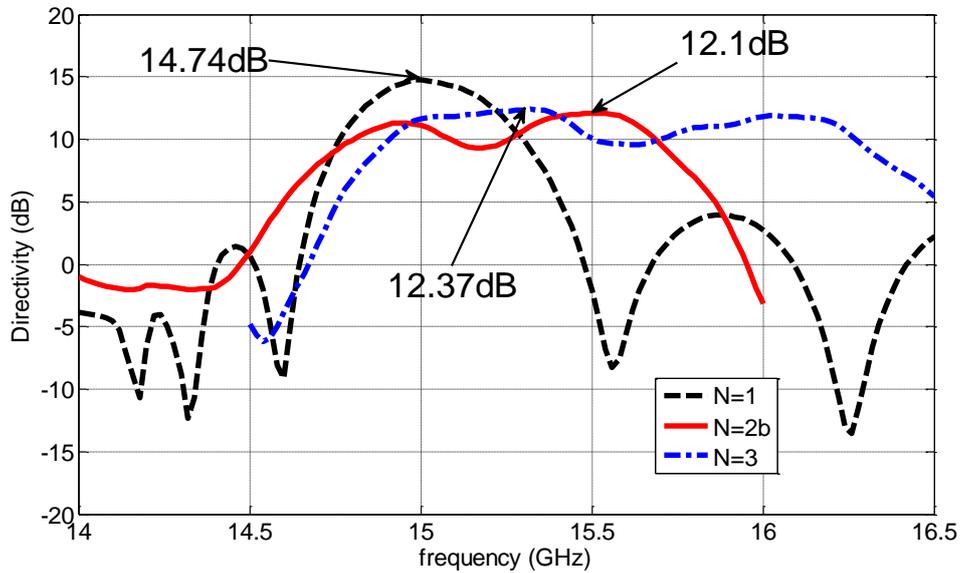


Figura 71: Directividad a 30 grados en función de la frecuencia de las SIW LWAs de orden  $N=1$ ,  $N=2b$  y  $N=3$  diseñadas.

La directividad máxima de la SIW LWA de orden  $N=3$  es menor que la de orden  $N=1$  y mayor que la de orden  $N=2b$ . El problema está, por un lado, en que no se han conseguido obtener tres lóbulos como se esperaba y con lo que se cree que el SPBW va a aumentar aún más y, por otro lado, que la adaptación no es buena a bajas frecuencias, tal cual se puede ver en la figura 72, en la cual se muestran los parámetros S de este diseño.

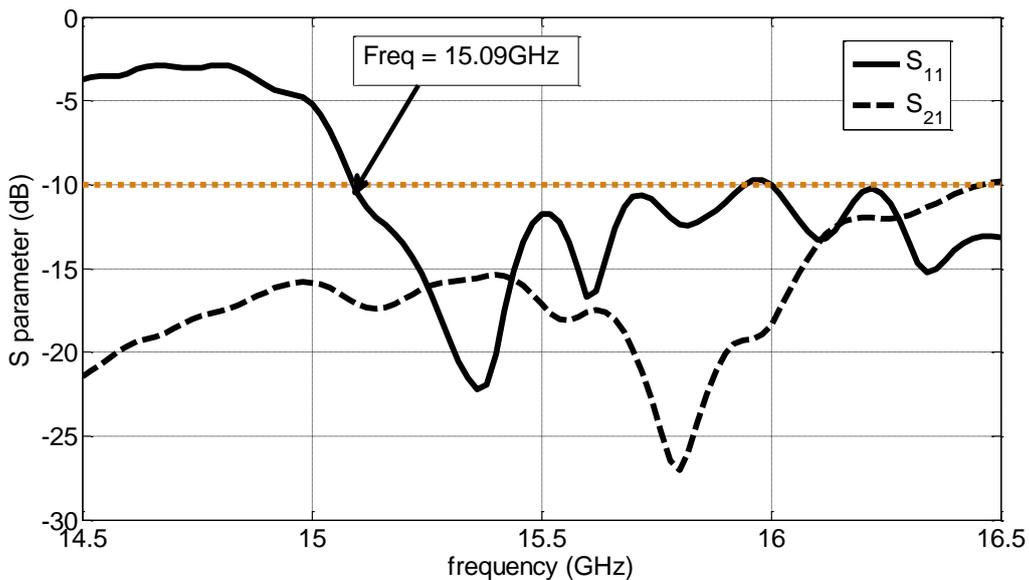


Figura 72: Parámetros S de la SIW LWA de orden  $N=3$  diseñada.

La adaptación de esta antena sería buena a partir de 15.09GHz, siendo el parámetro S11 inferior a 10dB desde ese punto en adelante y teniendo un S21 muy bajo también, que indica buena eficiencia. Aún con este problema de adaptación, el SPBW sería de 1.21GHz (desde 15.09GHz hasta 16.3GHz), por lo conviene conseguir un buen diseño óptimo que aumente aún más el SPBW.

Finalmente, la Tabla VII muestra los resultados de SPBW y directividad máxima de los diseños de orden N=1, N=2b y N=3.

TABLA VII. SPBW Y DIRECTIVIDAD MÁXIMA DE ANTENAS DE ORDEN N=1, N=2b Y N=3

Diseño	SPBW	Directividad Máxima
N=1	430MHz	14.74dB
N=2	970MHz	12.1dB
N=3	1.21GHz	12.37dB

Otra línea futura sería la de diseñar otro adaptador que permita el uso de frecuencias más bajas, ya que el utilizado no consigue una buena adaptación para frecuencias por debajo de 14.85GHz en el caso de las antenas de orden N=2, lo que restringe la optimización de éstas a solo frecuencias mayores.

Por otro lado es importante la fabricación y medición de estos diseños para poder validarlos completamente y, del mismo modo, terminar de validar el método de optimización con medidas reales que apoyen este trabajo.

Por último, se pueden estudiar nuevas topologías simples para conseguir una reducción del beam-squint en SIW LWAs. Por el momento se ha empezado a estudiar una estructura basada en prismas electrónicos, de modo que el índice de refracción del prisma cambie en función de la frecuencia corrigiendo el desenfoque de haz.

## Bibliografía

- [1] 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.
- [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.

- [15] J.L. Gomez-Tornero, A. Martinez-Ros, A. Alvarez-Melcon, F. Mesa, and F. Medina, "Substrate integrated waveguide leaky-wave antenna with reduced beam squint," in *European Microwave Conference (EuMC 2013)*, pp.491-494, 6-10 Oct. 2013.
- [16] A. Campillo Soler, Proyecto Fin de Carrera: "Optimización de antenas leaky-wave en tecnología de guía integrada en substrato usando simuladores electromagnéticos comerciales", Universidad Politécnica de Cartagena, Sep. 2016.
- [17] J. González-Jiménez, Trabajo de Fin de Grado: "Análisis de antenas Leaky Wave SIW multicavidad y optimización de su ancho de banda mediante técnicas de síntesis de filtros." Universidad Politécnica de Cartagena, pp. 28-36, Sep. 2015.
- [18] H. Monteagudo Villatoro, "Análisis y Modelado de la función de iluminación de Antenas Leaky Wave en Tecnología Planar" Universidad Politécnica de Cartagena, Sep. 2011.
- [19] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 3rd ed. , Singapore: Wiley, 2005, ch.2.11, pp. 70.
- [20] A. P. Feresidis, J. C. Vardaxoglou, "A broadband high-gain resonant cavity antenna with single feed", *Proc. EuCAP 2006*, Nice, France, 2006.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis and P. S. Hall, "Broadband Sub-Wavelength Profile High-Gain Antennas Based on Multi-Layer Metasurfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 1, pp. 423-427, Jan. 2015.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] A. J. Martínez-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.
- [28] D. Deslandes and K. Wu, "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components", in *32nd European Microwave Conf.*, Milan, Italy, pp. 1 –4, Sep. 2002.
- [29] A. J. Martínez-Ros, Tesis Doctoral: "Analysis and Synthesis of Leaky-Wave Devices in Planar Technology" Universidad Politécnica de Cartagena, p. 22, Jul. 2014.

# Publicaciones

## ***Conferencias internacionales:***

- [IC1] J. L. Gómez-Tornero, M. Poveda-García, R. Guzmán-Quirós and D. Cañete-Rebenaque, "Reducing the Beam Squint in Scanned Leaky-Wave Antennas using Coupled SIW Cavities", in *Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp*, pp. 1-2, Jul. 2016.

## ***Conferencias nacionales:***

- [NC1] M. Poveda-García, J. L. Gómez-Tornero, R. Guzmán-Quirós and D. Cañete-Rebenaque, "Reducing the Beam Squint in Scanned Leaky-Wave Antennas using Coupled SIW Cavities" in *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009)*, Madrid, Spain, Sep. 2016.

## ***Revistas internacionales:***

- [IJ1] M. Poveda-García, J. L. Gómez-Tornero, R. Guzmán-Quirós and D. Cañete-Rebenaque, "Reducing the Beam Squint in Scanned Leaky-Wave Antennas using Coupled SIW Cavities", *IEEE Trans. Antennas Propag.* Pendiente de envío.

## ***Revistas nacionales:***

- [NJ1] M. Poveda-García, J. L. Gómez-Tornero, R. Guzmán-Quirós and D. Cañete-Rebenaque, "Reduciendo el Desenfoque de Haz en Antenas de Onda de Fuga Escaneadas usando Cavidades SIW Acopladas", *9º volumen Anuario de Jóvenes Investigadores*.