

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE
CARTAGENA



Trabajo Fin de Máster

**ESTUDIO DEL MECANISMO DE RADIACIÓN POR
ASIMETRÍA DE LAS ONDAS DE FUGA EN GUÍAS DE
ONDA DE TIPO SIW (Substrate Integrated Waveguide)**



AUTOR: Alejandro Javier Martínez Ros
DIRECTOR: Dr. José Luis Gómez Tornero
Cartagena, Septiembre 2008

Índice general

1. Introducción a las SIW	7
1.1. Introducción	7
1.2. Características de las SIW	8
1.2.1. Transiciones SIW	9
1.2.2. Aplicaciones SIW	10
2. Antenas Leaky-Wave	13
2.1. Introducción a las LWA	13
2.2. Desarrollo teórico	15
3. Resultados	19
3.1. Consideraciones iniciales	19
3.2. Guías de onda rectangulares	20
4. Conclusiones	33

Índice de figuras

1.1.	Topología de una SIW realizada en sustrato dieléctrico	9
1.2.	Transiciones integradas de SIW a circuito planar. (a) Transición microstrip. (b) Transición coplanar.	10
1.3.	Ejemplos de circuitos SIW. (a) Filtro con postes inductivos y transiciones microstrip. (b) Divisor de potencia 1:16, con entradas y salidas microstrip.	10
2.1.	Principio de radiación por asimetría de las LWA	15
2.2.	Líneas de campo eléctrico del modo TE_{10} de la guía rectangular	16
2.3.	Relación entre la constante de propagación compleja de un modo de fuga ($k = \beta - j\alpha$) y el diagrama de radiación generado	17
3.1.	Guía de onda de dimensiones $a = 50mm$ y $D = 1,57mm$	21
3.2.	Constante de fase β de la guía cerrada	21
3.3.	Guía de onda ranura con paredes laterales	22
3.4.	Vista frontal de la guía con las variables utilizadas	22
3.5.	Evolución de la constante de propagación γ y del ángulo de apuntamiento θ para $w = 5mm$ y diferentes valores de d	23
3.6.	Vista frontal del puerto de excitación de la guía	24
3.7.	Comparativa entre los resultados obtenidos con PAMELA y los de HFSS para $w = 5mm$ y diferentes valores de d	24
3.8.	Diagrama de radiación obtenido mediante HFSS para $w = 5mm$ y diferentes valores de d	25
3.9.	Evolución de la constante de propagación γ y del ángulo de apuntamiento θ para diferentes valores de w y d	26
3.10.	Diagrama de radiación para diferentes valores de d y $w = 10mm$	27
3.11.	Diagrama de radiación para diferentes valores de d y $w = 11,6mm$	27
3.12.	Diagrama de radiación para diferentes valores de d y $w = 13,3mm$	28
3.13.	Diagrama de radiación para diferentes valores de d y $w = 15mm$	28

3.14. Valores de β/k_0 y θ obtenidos mediante HFSS y PAMELA para diferentes valores de d y w	29
3.15. Curvas de $\beta/k_0, \alpha/k_0$ y θ en función de la frecuencia para diferentes valores de w y $d = 5mm$	30
3.16. Directividad para una LWA de las siguientes dimensiones: $a = 40mm, L_A = 4\lambda_0, L = 20mm, d = 5mm$ y $w = 15mm$	31

Capítulo 1

Introducción a las SIW

1.1. Introducción

La tecnología clásica de guía de ondas presenta características de bajo coste y altas prestaciones, y por este motivo sigue siendo la corriente dominante en el diseño de sistemas de radiofrecuencia [1], [2]. Pero a pesar de ser una tecnología muy madura, no se ajusta bien a los requerimientos de producción masiva, ya que necesita gran esfuerzo de ensamblado. Además el volumen y el peso de los dispositivos no pueden reducirse demasiado [2]. Por otra parte, la tecnología planar presenta importantes limitaciones en cuanto a la posibilidad de soportar diseños de bajas pérdidas y filtros de gran factor de calidad. Por este motivo, es frecuente el empleo simultáneo de ambas tecnologías. Por todo ello, y de manera reciente, se ha desarrollado una nueva generación de circuitos integrados de alta frecuencia, conocidos como Substrate Integrated Circuits (SICs) [2]. El fundamento de los circuitos SICs es sintetizar estructuras noplanares con un substrato dieléctrico. Este nuevo concepto unifica las integraciones de circuitos planares y no-planares sobre un mismo substrato. Existen numerosos tipos de SICs; entre ellos, la tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide) es muy popular. El fundamento de esta tecnología es sintetizar una guía de ondas “artificial” a base de arrays de vías metalizadas en un substrato de alta permitividad, el mismo utilizado para los circuitos planares [2], [3]. De esta forma, todos los componentes pasivos se pueden realizar utilizando el mismo proceso estándar de placas de circuito impreso [1]. Además, resulta bastante fácil “reutilizar” las técnicas ya existentes de modelado y diseño en tecnología de guía de ondas rectangular para diseñar componentes SIW [2]. Las estructuras SIW tienen características de pérdidas mucho mejores que sus homólogas en tecnologías planares. Aunque el relleno de la guía con un dieléctrico reduce el factor de

calidad de una guía SIW en comparación con una guía clásica [1], [2], éste se mantiene muy por encima de las posibilidades de las tecnologías planares, permitiendo el diseño de componentes de gran factor de calidad y usando una técnica de fabricación de bajo coste. Además, la síntesis de guías SIW permite la realización eficiente de transiciones de banda ancha con circuitos planares.

1.2. Características de las SIW

Como sabemos, los esquemas de integración de las guías de onda rectangulares convencionales con los circuitos planares son complicados y generalmente requieren de un proceso con maquinaria de alta precisión, que hacen imposible un proceso de producción en masa. Una solución directa es la integración de las guías rectangulares en el sustrato dieléctrico del circuito microstrip, como hemos discutido brevemente en el punto anterior. Esto no nos proporcionará un factor Q tan alto como el que nos da las guías rectangulares, debido al relleno dieléctrico y la reducción de volumen, pero el circuito completo, incluyendo circuitería planar, transiciones y guías de onda puede ser construido utilizando un proceso PCB u otras técnicas de procesamiento estándar. Además, las pérdidas de transmisión de las transiciones o zonas de acoplo se ven drásticamente reducidas.

Las SIW son sintetizadas situando dos filas de postes metálicos en el sustrato, como muestra la Figura 1.1. El diámetro d de los postes, el espaciado s entre postes y el espaciado a , entre las filas, son los parámetros físicos necesarios en el diseño de la guía. El espaciado s se tiene que mantener lo suficientemente pequeño como para reducir las pérdidas entre postes adyacentes. El diámetro de los postes d también está sujeto a un problema de pérdidas, por lo que el ratio d/s se considera más crítico que la longitud del espaciado. Como veremos más adelante, además de esto, el diámetro de los postes afecta negativamente a las pérdidas por retorno vistas desde el puerto de entrada (Parámetro S_{11}). Como norma de diseño, se pueden tomar las siguientes:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (1.1)$$

$$s \leq 2d \quad (1.2)$$

Estas condiciones son suficientes pero no necesarias. Un diámetro o una separación mayores pueden ser utilizadas pero con más cautela, pero estas condiciones aseguran un nivel de radiación mínimo. Siempre que nos mantengamos cerca de estas condiciones, estaremos consiguiendo un óptimo fun-

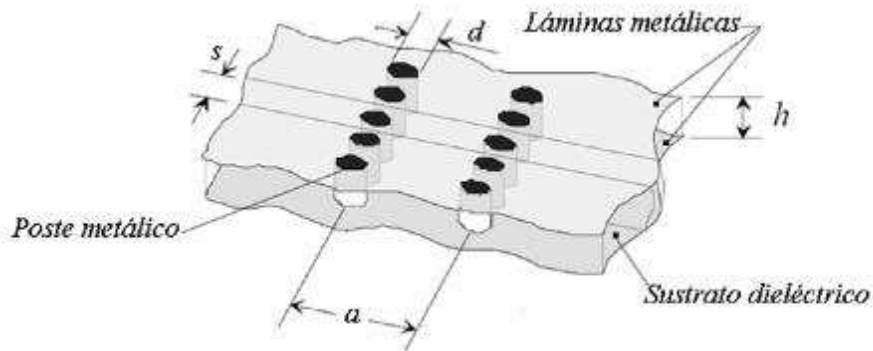


Figura 1.1: Topología de una SIW realizada en sustrato dieléctrico

cionamiento y la SIW podrá ser modelada como una guía rectangular. A pesar de esto, los efectos tanto del dieléctrico, como de las particularidades geométricas de la SIW tienen que ser tenidos en cuenta a la hora de implementar un diseño de una antena, un acoplador u otro tipo de aplicación en esta tecnología.

1.2.1. Transiciones SIW

Una parte importante de las SIW es el referido a su transición hacia otras líneas de transmisión. En la Figura 1.2 tenemos dos tipos de transiciones ampliamente utilizadas. La primera es una transición de una línea microstrip a SIW. Las líneas microstrip es una estructura de banda ancha, que cubre todo el ancho de banda utilizable de la SIW. Esta transición utiliza una línea microstrip con forma de huso para excitar el modo, como se muestra en la Figura 1.2-a. Con un sustrato poco grueso, las pérdidas en los conductores no pueden ser despreciadas, y para reducirlas tenemos que aumentar, en la medida de lo posible, este grosor h lo cual supone un aumento de pérdidas en la línea microstrip.

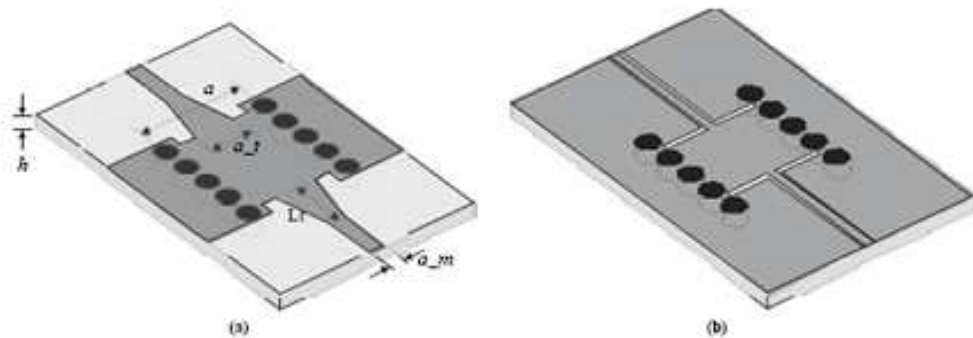


Figura 1.2: Transiciones integradas de SIW a circuito planar. (a) Transición microstrip. (b) Transición coplanar.

Una manera de solucionar este problema es el uso de una transición de una guía coplanar (CPW) a SIW como muestra la Figura 1.2-b. Como vemos consiste en una sección de guía-onda coplanar con codos de 90° en cada slot. Un stub se añade a la línea coplanar para marcar la transición y la guía de onda rectangular es definida mediante postes. Sin embargo esta transición presenta un ancho de banda más estrecho que el anterior, aunque un diseño CPW-SIW de mayor ancho de banda es perfectamente realizable.

1.2.2. Aplicaciones SIW

Un gran número de aplicaciones han sido reportadas utilizando la tecnología SIW. Dos de ellas las podemos ver en la Figura 1.3:

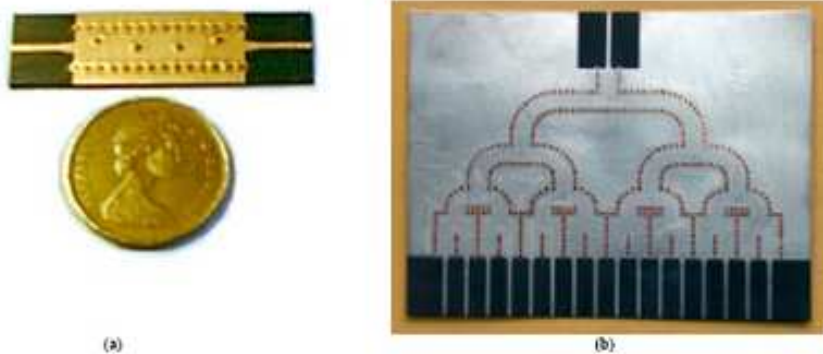


Figura 1.3: Ejemplos de circuitos SIW. (a) Filtro con postes inductivos y transiciones microstrip. (b) Divisor de potencia 1:16, con entradas y salidas microstrip.

En la Figura 1.3-a tenemos un filtro que nos proporciona un ancho de banda de 1 GHz, con una frecuencia central de 28 GHz y unas pérdidas de inserción de 1 dB, pero podemos encontrar una gran cantidad de filtros ya desarrollados. La Figura 1.3-b nos presenta un divisor de potencia 1:16 de bajo coste y bajo perfil. Este divisor puede utilizarse como combinador de potencia para diseños de amplificación o como alimentador de un array de antenas. Gracias a la tecnología SIW podemos conseguir este divisor, con unas pérdidas de inserción mucho más bajas que las que nos proporcionaban las técnicas de circuitos planares. Fue diseñado utilizando técnicas ya existentes para guías rectangulares convencionales.

Capítulo 2

Antenas Leaky-Wave

2.1. Introducción a las LWA

Las antenas de tipo Leaky-Wave (LWA, *Leaky Wave Antennas*) son un tipo de antenas de onda progresiva cuyo funcionamiento se basa en una guía de ondas abierta por la que se puede propagar un modo de fugas (o modo leaky-wave). Las LWA han sido estudiadas en profundidad a lo largo de las últimas cuatro décadas, exhibiendo características interesantes debido a la naturaleza no resonante de la antena de onda progresiva. En este sentido, a favor de ellas podemos mencionar la capacidad del ángulo de apuntamiento en frecuencia, alta directividad y elevados anchos de banda. La mayoría de las primeras LWA estaban basadas en guías de onda rectangulares cerradas, en las cuales se procedía a crear cortes o agujeros para producir la fuga de potencia (“leakage”) a lo largo de la longitud de la guía onda [4]- [5]. En estas dos últimas décadas, la investigación ha estado centrada en las bandas milimétricas, donde los nuevos diseños de estas antenas han estado orientados a solucionar los problemas tecnológicos que llevan asociados al trabajar a esas frecuencias tan elevadas [6].

Las principales dificultades que nos surgen en tales diseños son las elevadas pérdidas en las líneas de transmisión convencionales y las dificultades de fabricación asociadas a las pequeñas longitudes de onda con las que trabajamos. Por este motivo, los nuevos diseños han usado guías de onda abiertas de bajas pérdidas, concebidas específicamente para uso en bandas milimétricas y frecuencias ópticas, como la “grooveguide”, la NRD (“non-radiative dielectric”, en inglés) o la “dielectric-image guide”. Un amplio resumen de estos nuevos diseños, así como su mecanismo de trabajo puede verse en [7]. Estas guías de onda dieléctricas se abren para reducir las pérdidas debidas al metal y soportar así un modo confinado en el dieléctrico (llamado “bounded”) que

no causa pérdidas por radiación. En este sentido, algún tipo de perturbación (slot o strip) se introduce en la guía (originariamente no radiante) para hacer al modo bounded radiar (en este caso el modo bounded se transforma en un modo leaky). Este es precisamente el principio de radiación de las antenas Leaky-Wave. El por qué de este fenómeno se explica a continuación. En primer lugar, podemos mencionar el caso en el que la guía abierta no se perturba con ningún elemento planar (Figura 2.1-A). En este caso, no existe diferencia de potencial entre las paredes de la cavidad (el reparto de cargas es el mismo en un lado que en otro), de tal modo que no se crea ningún campo horizontal adicional propagativo que pueda viajar al exterior. Por el contrario, en la superficie del dieléctrico aparecen las llamadas ondas de superficie, cuya constante de propagación (k_z) es imaginaria y su energía decrece de forma exponencial conforme se crece en el eje z , de manera que si L se elige suficientemente grande, la energía de estas ondas será muy pequeña en el límite superior de la guía y no podrá escapar al exterior. Por el contrario, si L es pequeño, la energía de las ondas será suficiente para que ésta pueda escapar al exterior y provocar radiación que no puede ser controlada bajo ningún mecanismo. Estos campos en la superficie del dieléctrico se llaman reactivos, ya que están al corte (no se propagan en la dirección transversa de la guía) y al modo en la guía se le llama bounded o de superficie, pues los únicos campos que aparecen permanecen en la superficie del dieléctrico.

En segundo lugar, podríamos citar los casos en los que se introduce una perturbación planar (slot o strip) de forma simétrica (Figura 2.1-A y B) respecto a las paredes metálicas de la guía. En este caso, de nuevo, al no existir diferencia de potencial entre las paredes metálicas de la cavidad, sólo se generan campos en la superficie del dieléctrico (campos reactivos) procedentes del modo bounded, de tal modo que no se consigue radiación. Por tanto, al modo en este tipo de guía sigue siendo un modo bounded o de superficie. Por último, si se sitúa la perturbación planar de manera asimétrica respecto de las paredes de la guía, se generará una diferencia de potencial entre ambas paredes, pues el reparto de carga no es simétrico en ambos lados, de tal manera que aparece un campo perpendicular a dichas paredes (polarización horizontal). Su constante de propagación transversa (k_z) es real, con lo que el campo es propagativo y puede radiar al exterior. En este caso decimos que el modo alojado en el dieléctrico ya no es bounded, sino leaky, pues permite la generación de campos radiantes. Por tanto, en este caso al modo alojado en la cavidad se le llama modo leaky o de fuga.

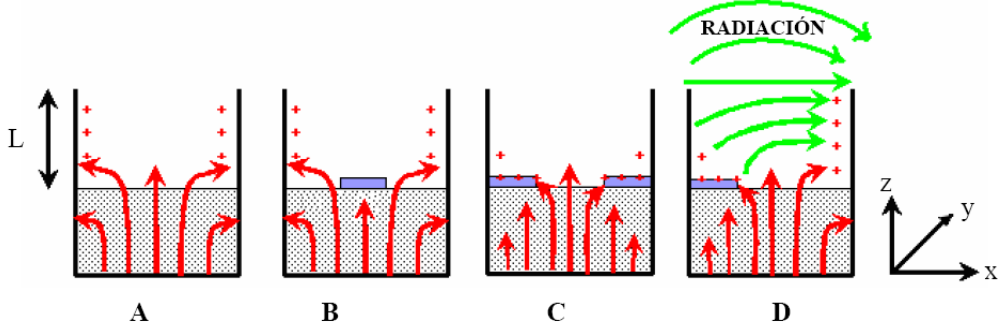


Figura 2.1: Principio de radiación por asimetría de las LWA

2.2. Desarrollo teórico

El estudio de las propiedades de radiación de una LWA puede ser determinado analizando la constante de propagación del modo leaky-wave en la antena. Los modos leaky-wave se caracterizan por una constante de propagación compleja, k_y , formada por una constante de fase (β) y una constante de atenuación (α). La constante de atenuación está relacionada con las pérdidas por radiación (Np/m):

$$k = \beta - j\alpha \quad (2.1)$$

A partir de las constantes de fase y atenuación, el ángulo de máxima radiación, θ (medido desde la dirección broadside), y el ancho de banda a 3 dB, $\Delta\theta$, pueden ser determinados a partir de las siguientes expresiones analíticas:

$$\sin \theta_m \cong \frac{\beta}{k_0} \quad (2.2)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (2.3)$$

$$\Delta\theta \cong \frac{1}{\frac{L_A}{\lambda_0} \cdot \cos \theta_m} \approx \frac{\frac{\alpha}{k_0}}{0,183 \cdot \cos \theta_m} \quad (2.4)$$

$$\frac{L_A}{\lambda_0} \cong \frac{0,183}{\frac{\alpha}{k_0}} \quad (2.5)$$

Otra ecuación importante es aquella que nos relaciona las pérdidas que sufrimos en nuestra guía con los parámetros S. A partir de ella podremos obtener la constante de atenuación α con los parámetros S.

$$e^{-2\alpha L_A} = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \quad (2.6)$$

Además, al estar trabajando con guías rectangulares debemos de tener en cuenta las ecuaciones que rigen este tipo de estructuras. En nuestro caso, el modo que nos interesa excitar es el modo TE_{10} que es el modo fundamental de las guías rectangulares. La característica fundamental de este modo es que su máxima intensidad de campo eléctrico se encuentra en el centro de la guía (Figura 2.2), además de ser el primer modo que aparece en la guía rectangular. La frecuencia de corte f_c y la constante de fase β de los modos vienen definidos por las siguientes ecuaciones:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.7)$$

$$\beta_{m,n} = k \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (2.8)$$

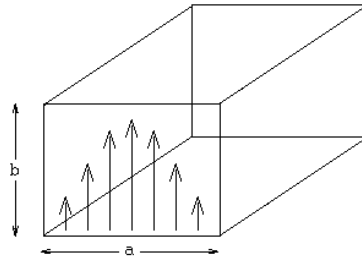


Figura 2.2: Líneas de campo eléctrico del modo TE_{10} de la guía rectangular

Una concepción física de las ecuaciones anteriores se puede sacar de la Figura 2.3 donde se muestra una línea de transmisión abierta que es capaz de propagar un modo de fuga en su eje longitudinal (eje y). Este modo de fuga se puede caracterizar por su constante de propagación compleja $k = \beta - j\alpha$, tal

y como se ha comentado anteriormente. La constante de fase β determinará la dirección de radiación dada por el ángulo θ_{RAD} , ya que como se muestra en la parte superior de la figura, θ_{RAD} se define a partir del triángulo que forman β y k_0 (constante de propagación de una onda libre). Por lo tanto, controlando la constante de fase β de un modo de fuga podemos variar la dirección hacia la que sale su energía radiada.

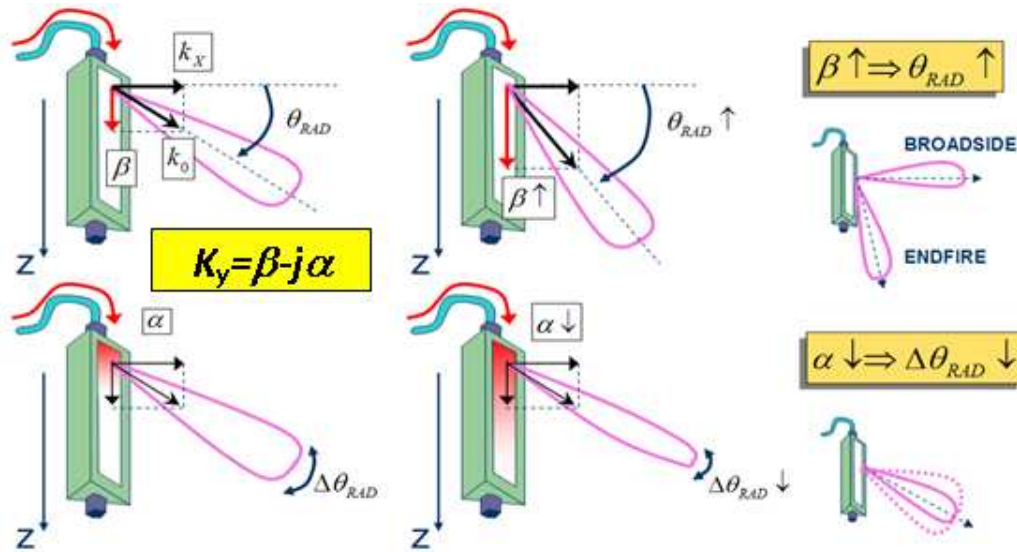


Figura 2.3: Relación entre la constante de propagación compleja de un modo de fuga ($k = \beta - j\alpha$) y el diagrama de radiación generado

De forma análoga, la constante o tasa de radiación de un modo de fuga α , determinará la directividad del haz radiado (ancho de haz). A menor valor de α , la onda de fuga necesitará más longitud de antena para radiar toda la energía, obteniendo por tanto una antena con mayor longitud efectiva. Como es bien sabido [8], a una mayor longitud efectiva iluminada por la antena se corresponde un haz radiado más estrecho (una mayor directividad). De esta forma, controlando la constante de radiación α de un modo de fuga podemos variar el ancho del haz radiado (directividad).

Con estas premisas podemos comprender por qué los modos de fuga pueden ser usados para crear un tipo específico de antenas, llamadas antenas de onda de fuga (“leaky-wave antennas”, LWA), o antenas “leaky”. Estas antenas pertenecen a la división de antenas de onda progresiva (TWA, “Travelling Wave Antenas”, [9], [5], [4], [6]). Como se ha mostrado, podemos caracterizar el diagrama de radiación de estas antenas “leaky” de una manera sencilla, simplemente conociendo la constante de propagación compleja del modo de

fuga que provoca la radiación. Más aún, si logramos controlar esta constante de propagación del modo de fuga, podremos controlar el diagrama de radiación de la antena “leaky”.

Capítulo 3

Resultados

3.1. Consideraciones iniciales

A la hora de comenzar con este trabajo fin de máster se marco como objetivo el poder demostrar que es posible desarrollar *Leaky Wave Antennas* (LWA) de apertura en tecnología SIW. Para ello, el primer paso que se dio fue el construir una guía de onda ranurada, en la cuál se ha variado tanto la posición como la anchura de la ranura. Para así, comprobar los efectos que tiene sobre la radiación y constante de fase de nuestra antena.

También se ha establecido como parámetros diseño los siguientes valores:

- Frecuencia de trabajo $f_{RFID} = 2,45GHz$
- Constante dieléctrica relativa $\epsilon_r = 2,2$
- Altura del dieléctrico $D = 1,57mm$

La frecuencia de trabajo ha sido escogida a ese valor porque es la que se utiliza para muchos dispositivos RFID (*Radio Frequency IDentification*) que es una de las diferentes aplicaciones donde se podría utilizar nuestra antena. En cuanto a la constante dieléctrica relativa y a la altura del dieléctrico se han escogido en función de un substrato comercial adecuado para nuestra frecuencia.

Para obtener los resultados utilizaremos el software PAMELA [10] el cuál nos permitirá calcular la constante de fase β y la constante de atenuación α a partir de una guía de onda rectangular. Además, para validar los resultados obtenidos con PAMELA se utilizará el software comercial HFSS [11].

3.2. Guías de onda rectangulares

Debido a la similitud que poseen las guías de onda rectangulares con las guías de onda en tecnología SIW de equivalentes dimensiones, se ha optado por hacer la mayor parte del trabajo de diseño utilizando una guía rectangular con paredes metálicas laterales por las ventajas que nos ofrecía a la hora de simular y diseñar nuestros dispositivos. Además, se ha de tener en cuenta que los resultados obtenidos con *PAMELA* son calculados para este tipo de guías, por lo que la utilización de guías puramente SIW será dejado para fases futuras de la investigación.

Tomando la ecuación 2.7 y particularizándola para el modo TE_{10} con una frecuencia de corte f_{c10} de $2GHz$ ($f_c \approx 0,8 \cdot f_{RFID}$) se ha diseñado una guía con las siguientes dimensiones:

$$a = \frac{1}{2f_{c10}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}\sqrt{\epsilon_r}} \approx 50mm$$

Según estas dimensiones y utilizando la ecuación 2.8 se obtiene la siguiente constante de fase:

$$\beta_{10} = k\sqrt{1 - \left(\frac{f_{ca=50mm}}{f}\right)^2} \approx 43\frac{rad}{m}$$

A partir de las dimensiones anteriores se ha construido mediante el simulador HFSS una guía rectangular Figura 3.1 para validar nuestros resultados teóricos. Tras simular la estructura y representar su constante de fase (Figura 3.2), se comprueba como los resultados se adecuan a nuestros valores teóricos.

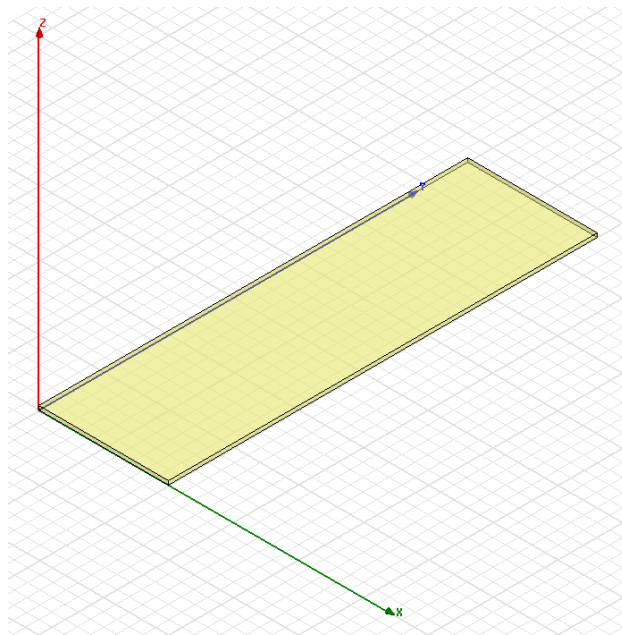


Figura 3.1: Guía de onda de dimensiones $a = 50\text{mm}$ y $D = 1,57\text{mm}$

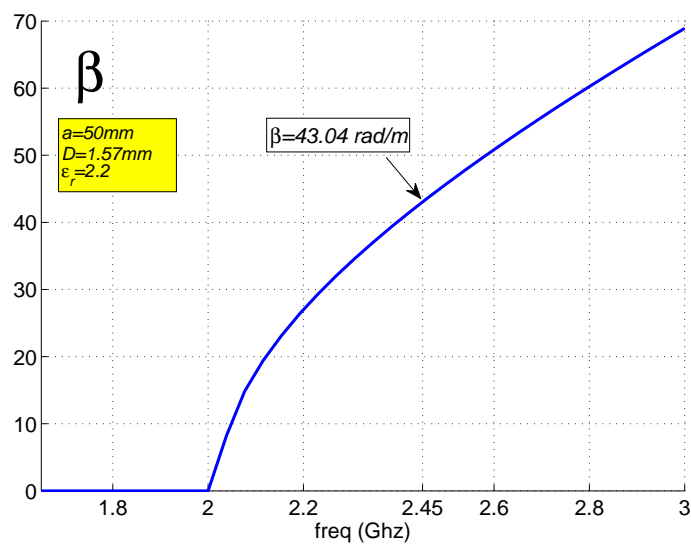


Figura 3.2: Constante de fase β de la guía cerrada

Tras la comprobación anterior, vamos a realizar las modificaciones en la

guía para permitir que funcione según el mecanismo de radiación descrito en la Figura 2.1. Para ello se van a introducir unas paredes laterales de longitud $L = 20\text{mm}$ que estarán acabadas por unas paredes horizontales de longitud $a/2 = 25\text{mm}$ cada una. Además, también se introducirá una ranura (que será el elemento central de nuestro estudio) a lo largo de la guía para así poder excitar el *modo leaky* (ver Figura 3.3).

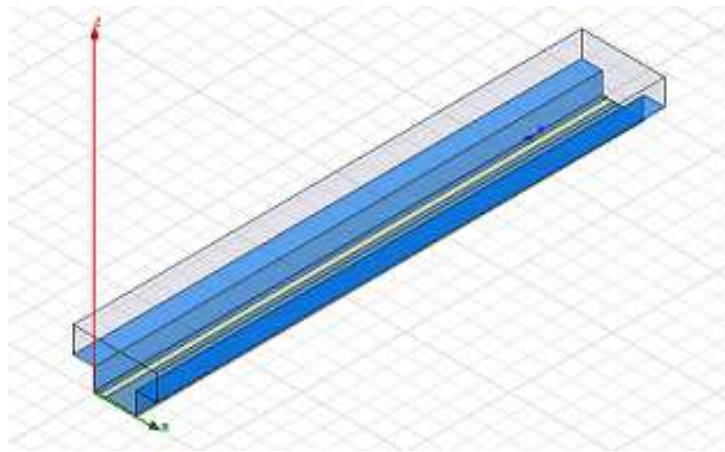


Figura 3.3: Guía de onda ranura con paredes laterales

En la Figura 3.4 se muestra una vista frontal con el tipo de guía utilizado y sus variables.

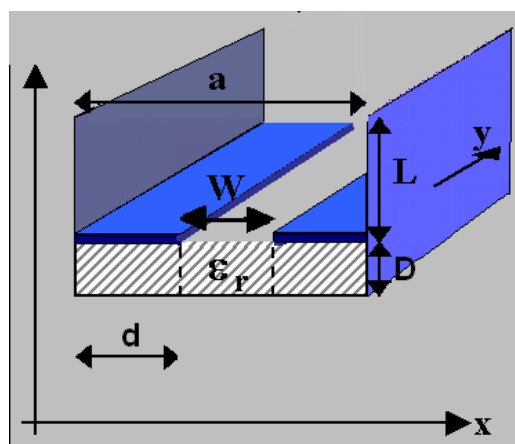


Figura 3.4: Vista frontal de la guía con las variables utilizadas

En esta fase de diseño se utilizará el software PAMELA, ya que nos permitirá obtener la constante de propagación de los *modos leaky* que se propagan por la guía de onda de una manera más eficiente de la que lo haríamos con HFSS. En la Figura 3.5, se puede ver la evolución de la constante de propagación γ para $w = 5\text{mm}$ y diferentes valores de d , en una guía de dimensiones $a = 50\text{mm}$ y $L = 20\text{mm}$. Además, también se ha representado la evolución del ángulo de apuntamiento utilizando la Ecuación 2.2 junto con la distribución de campo eléctrico en el interior de la guía.

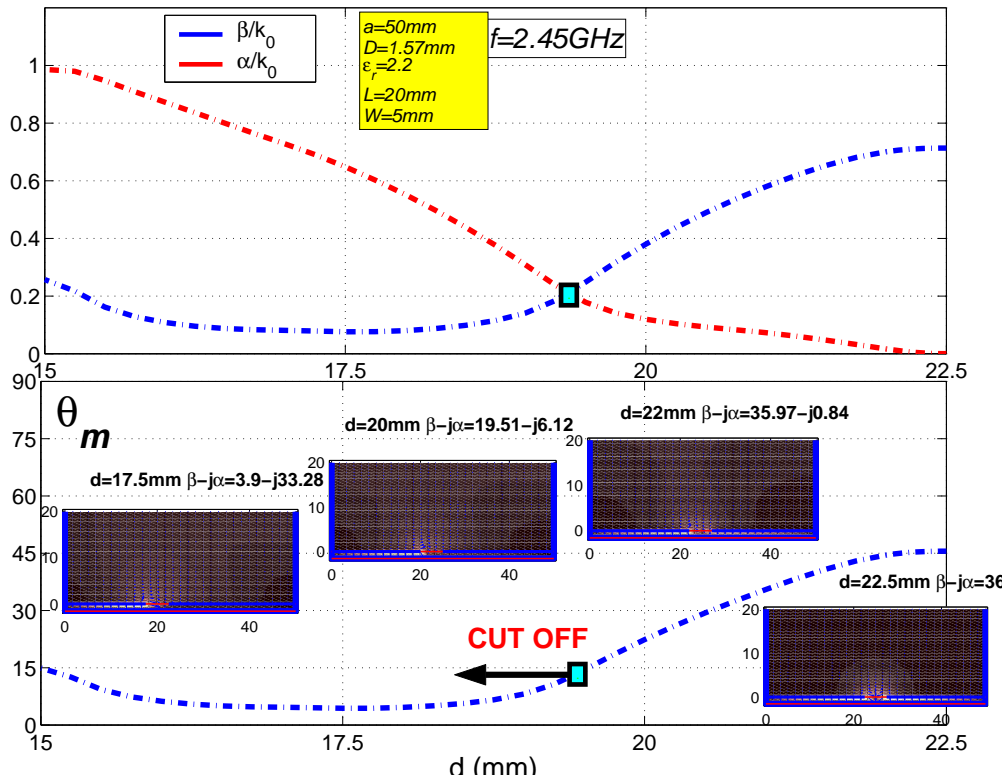


Figura 3.5: Evolución de la constante de propagación γ y del ángulo de apuntamiento θ para $w = 5\text{mm}$ y diferentes valores de d

Para validar los resultados anteriores y debido a las características de este tipo de guías, se va a utilizar un tipo de excitación que nos permita obtener la constante de propagación γ de una forma directa. Para ello, consideraremos todo el perfil de la guía como un puerto a partir del cuál se excitarán los diferentes modos posibles en la estructura (ver Figura 3.6). Una vez simulada la estructura se deberán de analizar los resultados para seleccionar nuestro modo de interés (TE_{10}).

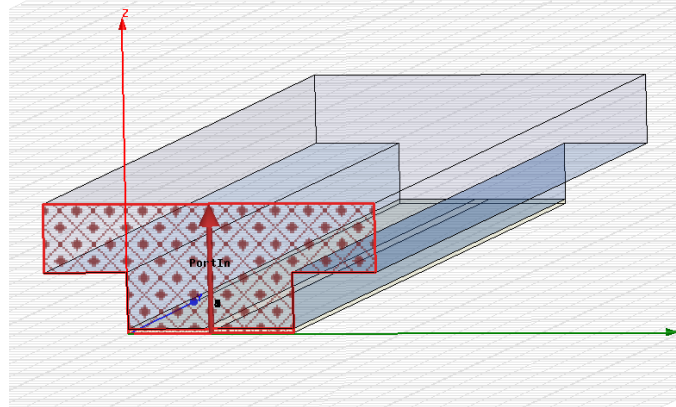


Figura 3.6: Vista frontal del puerto de excitación de la guía

En la Figura 3.7 vemos la similitud entre los resultados obtenidos con PAMELA y los obtenidos con HFSS, se aprecian algunas diferencias con respecto a la constante de atenuación α , este efecto puede ser debido a que en PAMELA α es calculada a partir de la solución modal del *modo leaky* mientras que en HFSS la obtenemos a partir de los parámetros S (Ecuación 2.6). También es interesante comprobar como los valores de β/k_0 obtenidos a partir del ángulo de apuntamiento θ (Figura 3.8) también son similares a los obtenidos con otros métodos.

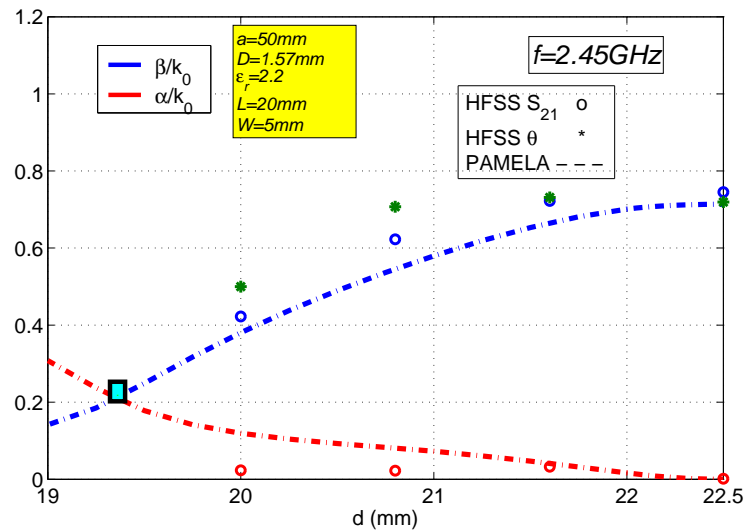


Figura 3.7: Comparativa entre los resultados obtenidos con PAMELA y los de HFSS para $w = 5mm$ y diferentes valores de d

En la Figura 3.8 están representados los diagramas de radiación obtenidos mediante HFSS para diferentes valores de d . Se puede observar como el ángulo de apuntamiento θ se incrementa conforme lo hace d esto se debe a que la permitividad efectiva ϵ_{eff} de la guía aumenta por motivo de la proximidad al centro, así se evita que parte del campo eléctrico se disperse en el exterior ya que el mecanismo de radiación por asimetría pierde efectividad, con lo que la $f_c \downarrow$ mientras que la $\beta \uparrow$.

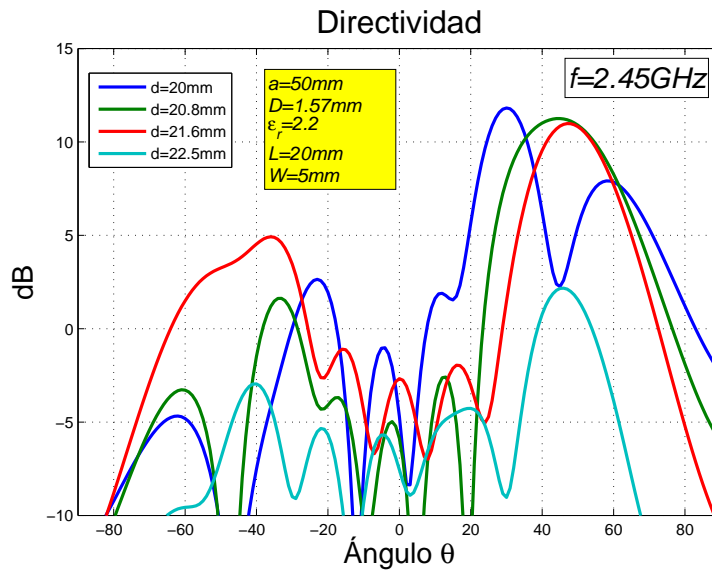


Figura 3.8: Diagrama de radiación obtenido mediante HFSS para $w = 5\text{mm}$ y diferentes valores de d

Para comprobar los efectos que tiene la variación de w en la constante de propagación de la guía, vamos a incrementar el tamaño de la ranura a $w = 10\text{mm}$ y variaremos su posición al igual que se hizo en la Figura 3.5. En la Figura 3.9 se pueden ver los resultados obtenidos con PAMELA y se comprueba como la constante de fase β disminuye su valor al aumentar w , esto se debe a que conforme aumenta w más campo se dispersa por el exterior del dieléctrico, provocando el descenso de la permitividad efectiva ϵ_{eff} y por tanto el descenso de β . Además, se observa como ahora la constante de propagación β disminuye conforme la ranura se acerca más a la posición central al contrario que ocurría en la Figura 3.5. Esto puede ser debido a que para esta anchura de ranura w el efecto que más predomina, es el que tiene que ver con la distribución de campo eléctrico del modo TE_{10} , donde la máxima intensidad se concentra en el centro de la guía (ver Figura 2.2).

Por ello, conforme la ranura esta más próxima al centro más campo se radia el exterior con lo que la ϵ_{eff} disminuye y por tanto el valor de β .

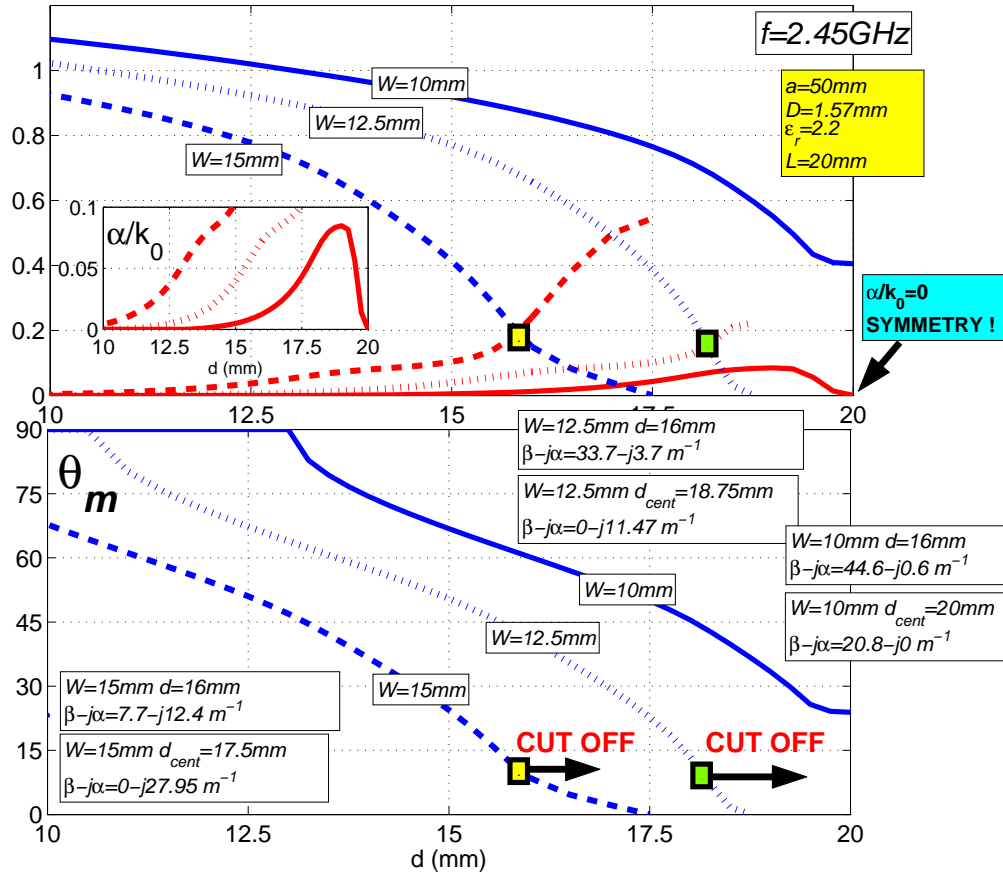


Figura 3.9: Evolución de la constante de propagación γ y del ángulo de apuntamiento θ para diferentes valores de w y d

Para validar los resultados de la Figura 3.9, vamos a calcular la constante de fase β por medio del diagrama de radiación que se obtiene a partir de HFSS, con la ayuda de la Ecuación 2.2. Mediante HFSS se han obtenido los diagramas de radiación para tres diferentes posiciones de la ranura $d = 13, 15, 17\text{mm}$ (Figuras 3.10-3.13)

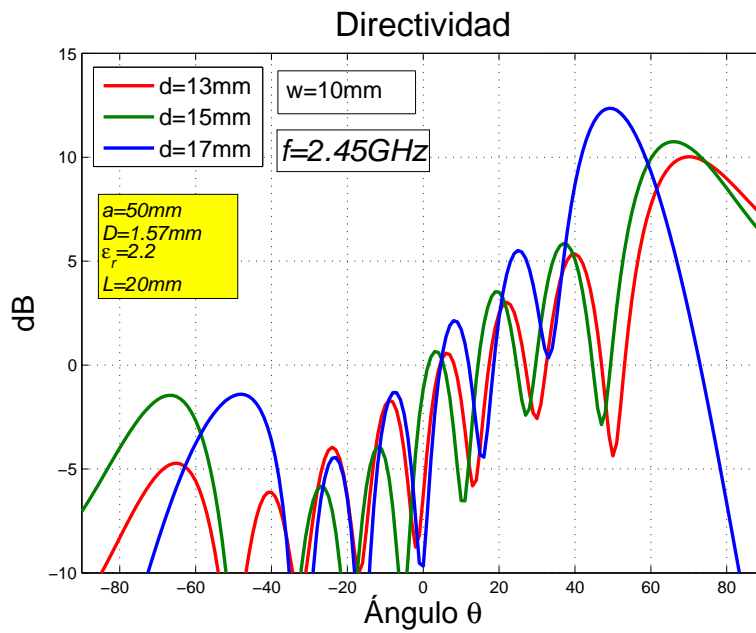


Figura 3.10: Diagrama de radiación para diferentes valores de d y $w = 10\text{mm}$

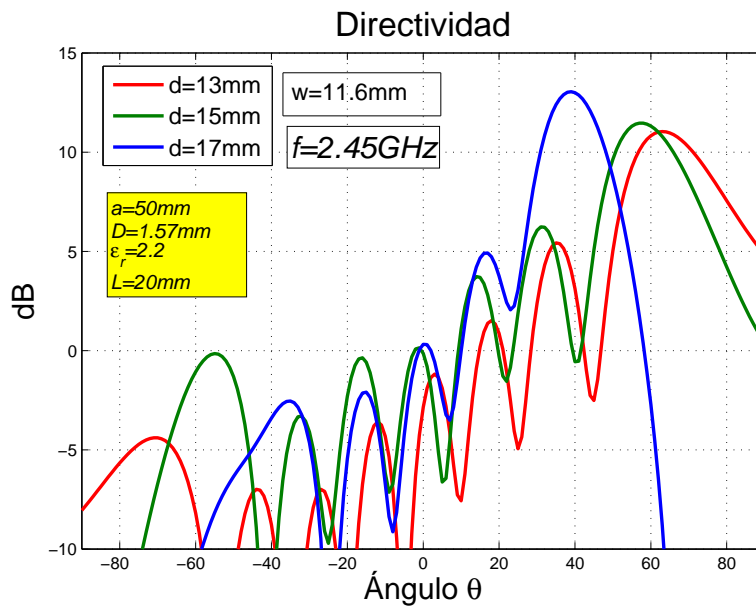


Figura 3.11: Diagrama de radiación para diferentes valores de d y $w = 11,6\text{mm}$

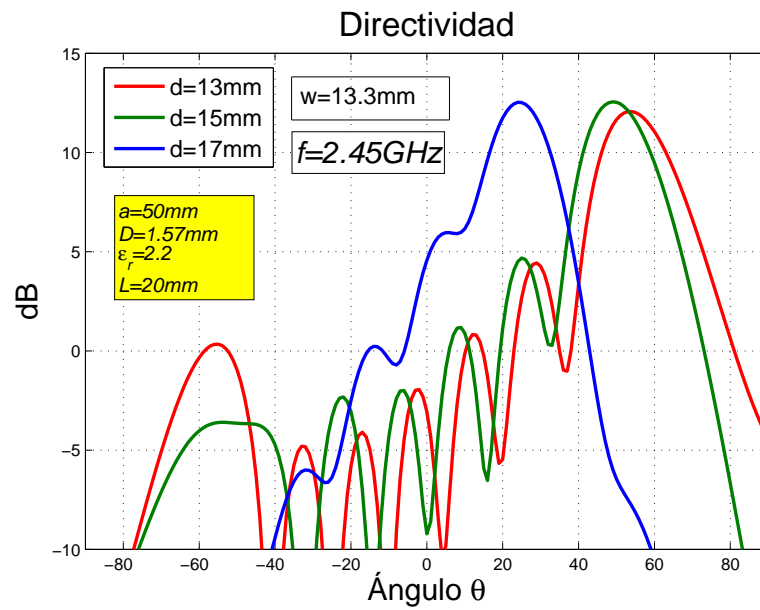


Figura 3.12: Diagrama de radiación para diferentes valores de d y $w = 13,3\text{mm}$

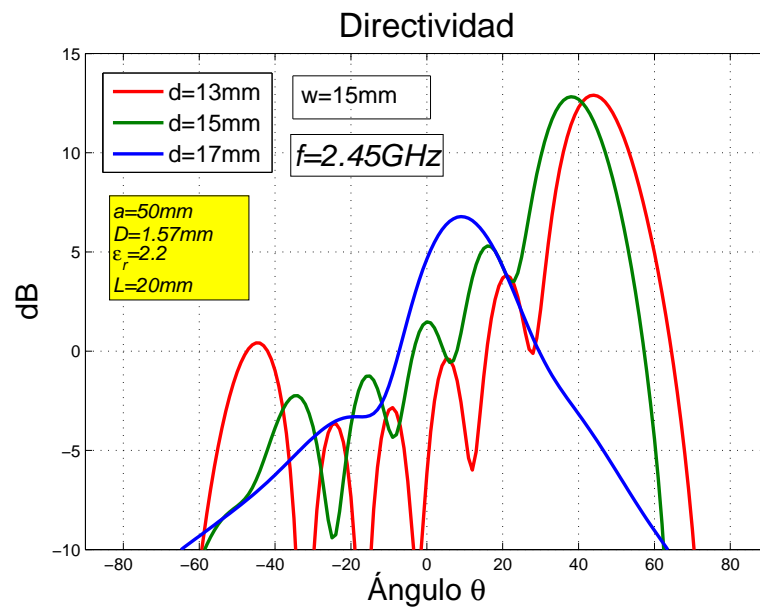


Figura 3.13: Diagrama de radiación para diferentes valores de d y $w = 15\text{mm}$

Observando los diagramas de radiación, se comprueba como conforme nos acercamos más al centro de la guía, el ángulo de apuntamiento decrece como ya nos indicaban los resultados obtenidos con PAMELA (ver Figura 3.9). Para el caso de $w = 15\text{mm}$ y $d = 17\text{mm}$ (ver Figura 3.13) se observa como la directividad ha decrecido, esto se debe a que nuestro *modo leaky* empieza ya a entrar en corte como mostraban los resultados obtenidos con PAMELA en la Figura 3.9. En la Figura 3.14 podemos ver las similitudes que existen entre los resultados obtenidos con PAMELA y HFSS.

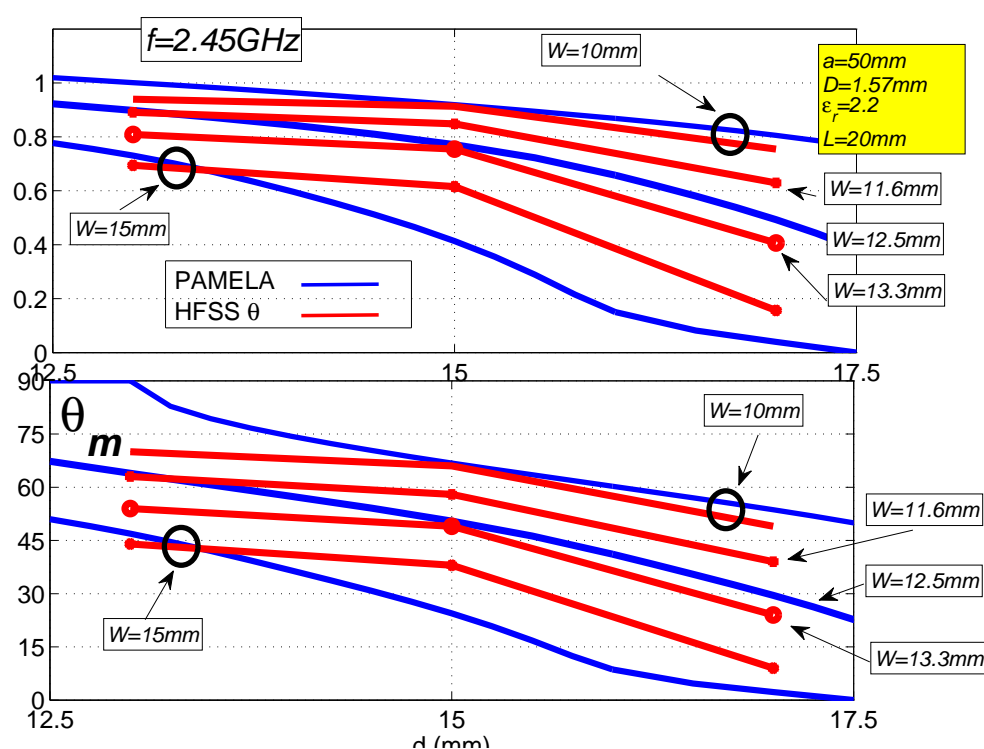


Figura 3.14: Valores de β/k_0 y θ obtenidos mediante HFSS y PAMELA para diferentes valores de d y w

En la siguiente Figura 3.15 vamos a variar la anchura de la guía, para comprobar los efectos que tiene sobre la constante de propagación β y de atenuación α . Se puede ver como para estos valores de d y w , predomina más el efecto de la distribución de campo eléctrico del modo TE_{10} , como ya se comentó anteriormente. Por ello, la frecuencia de corte f_c ha aumentado de $w = 10$ a $w = 15$, y además el valor de β es menor.

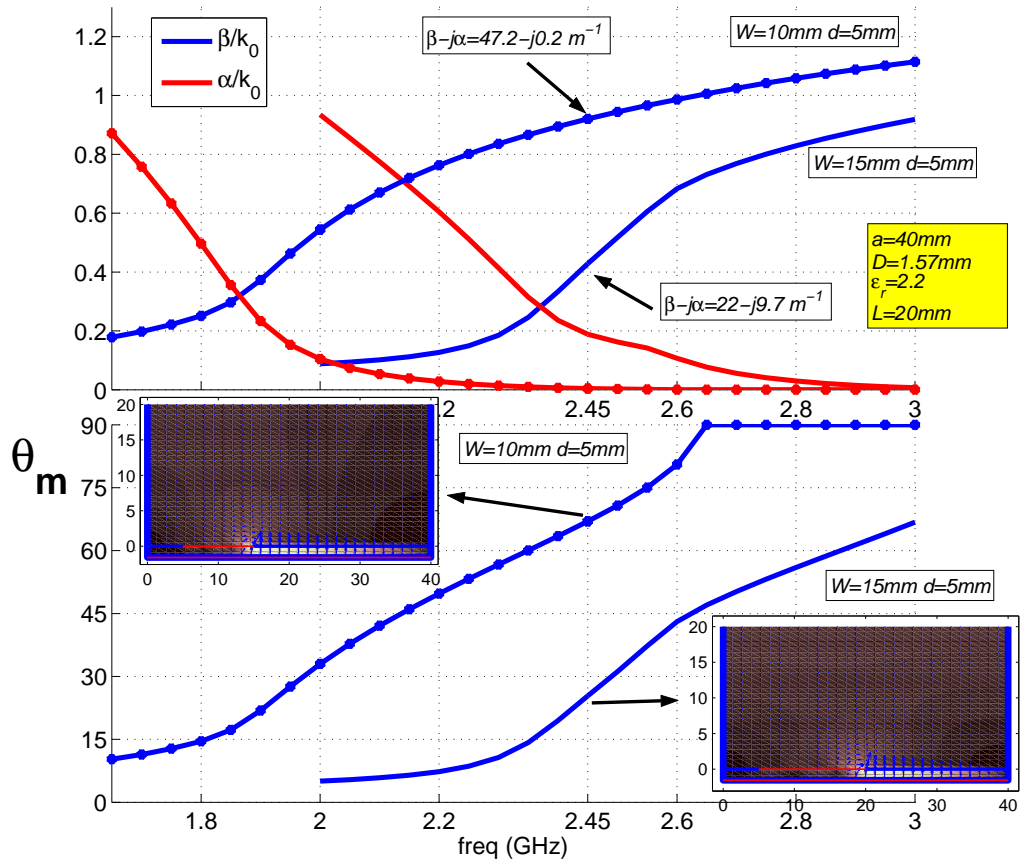


Figura 3.15: Curvas de $\beta/k_0, \alpha/k_0$ y θ en función de la frecuencia para diferentes valores de w y $d = 5 \text{ mm}$

Por último, se va a obtener el diagrama de radiación que presenta nuestra LWA, basándonos en las dimensiones de la Figura 3.15. En donde escogemos la curva $w = 15 \text{ mm}$ y $d = 5 \text{ mm}$ para una $f = 2,45 \text{ GHz}$, debido a los buenos resultados obtenidos con PAMELA. En la Figura 3.16 comprobamos que el diagrama de radiación es bastante puro ya que carece de lóbulos secundarios de importancia y además encaja bien con los resultados predichos por PAMELA, ya que la máxima dirección de radiación se obtiene para $\theta = 31^\circ$ mientras que con PAMELA es de $\theta = 26^\circ$.

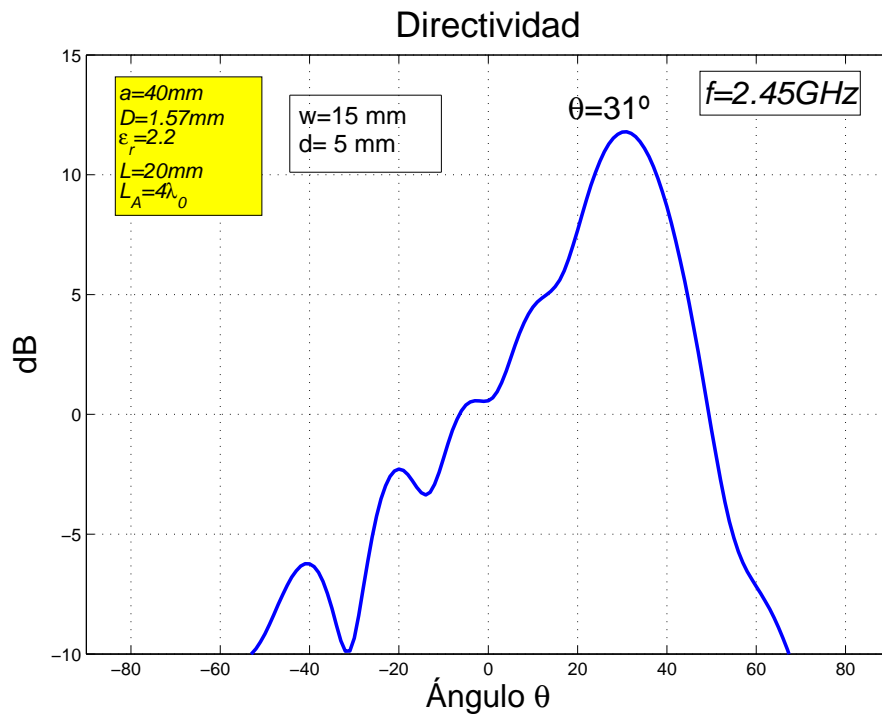


Figura 3.16: Directividad para una LWA de las siguientes dimensiones: $a = 40\text{mm}$, $L_A = 4\lambda_0$, $L = 20\text{mm}$, $d = 5\text{mm}$ y $w = 15\text{mm}$.

Capítulo 4

Conclusiones

Una vez estudiados los resultados del capítulo anterior, se pueden extraer varias conclusiones sobre este tipo de antenas *leaky-wave* en tecnología SIW. Dentro de las más importantes podemos destacar las siguientes:

1. Debido a la estrechez $D \approx a/30$ que presentan estas guías los efectos sobre la constante de fase β y α son muchos más elevados que para una guía de dimensión estándar ($D = a/2$). Esto las hace extremadamente sensibles a cualquier variación tanto en d como en w .
2. Conforme la ranura se encuentra más centrada en la guía, las pérdidas por radiación α tienden a aumentar. Esto que parece contrario al mecanismo de radiación por asimetría expuesto en este trabajo. Se explica por la escasa intensidad de campo que existe en los bordes de la guía provocando así su escasa radiación, sin embargo, también se ha demostrado que cuando la ranura se encuentra totalmente centrada o muy próxima al centro, las pérdidas por radiación son nulas, ya que el balance de cargas es igual en ambas paredes laterales y no se puede propagar el campo.
3. Conforme w y/o d aumentan la frecuencia de corte del modo *leaky* aumenta. Esto se explica porque conforme más se aproximan al centro de la guía la intensidad de campo eléctrico es mayor, con lo que más campo se escapa del interior de la guía, esta pérdida de campo eléctrico en el interior de la guía hace que la constante dieléctrica efectiva disminuya. Con lo que la frecuencia de corte aumenta.

$$f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu\epsilon_0}}, \text{ si } \epsilon_r \downarrow \implies f_c \uparrow$$

4. Se han podido observar dos mecanismos que favorecen la radiación y que predominan en la guía. Uno dado por la distribución del campo eléctrico del modo TE_{10} y el otro por asimetría. Para w pequeñas suele predominar el mecanismo de asimetría, debido a que el campo no se puede dispersar demasiado a causa de la estrechez de la ranura. Por otro lado, para w grandes, el mecanismo que suele predominar es el de la distribución de campo eléctrico, dado que una ranura de anchura elevada permite que se escape gran parte del campo eléctrico sin necesidad de estar colocada en el borde.

Tras finalizar esta investigación sobre LWA en tecnología SIW, se ha de decir que todavía queda mucho trabajo por hacer para poder entender sin ambigüedad, la distribución de los campos electromagnéticos en el interior de la guía tras variar la anchura w y la posición d de la ranura.

Bibliografía

- [1] D. Deslandes and K. Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,” *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 11, pp. 68–70, February 2001.
- [2] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, “The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics,” in *Proc. 6th Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services. TELSIKS*, vol. 1, pp. 3–10, October 2003.
- [3] K. Wu and D. Deslandes, “Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 593–596, February 2003.
- [4] C. Walter, *Travelling Wave Antennas*. McGraw-Hill, 1965.
- [5] F. Zucker, *Surface and Leaky-Wave Antennas*. Antenna Engineering Handbook, New York: McGraw-Hill, 1961.
- [6] F. Schwing and A. Oliner, *Milimeter-Wave Antennas*, ch. 10. Antenna Handbook, McGraw-Hill, 1993.
- [7] A.A. Oliner, S.T. Peng, and K.M. Shang, “Leakage from a gap in nrd guide,” *IEEE MTT International Microwave Symposium Digest*, pp. 610–621, June 1985.
- [8] C. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*. Wiley, 1997.
- [9] F. Zucker, *Surface-Wave Antennas*, vol. II of *Antenna Theory*. New York: McGraw-Hill, 1961.
- [10] J.L. Gómez, D. Cañete, F. Quesada, J. Pascual, and A.A. Melcón, “P.a.m.e.l.a: A useful tool for the study of leaky-wave modes in strip-loaded open dielectric waveguide,” *IEEE Antennas and Propagat. Magazine*, vol. 48, pp. 54–72, August 2006.

- [11] “Hfss(high frequency structure simulator), finite element method based software.” Agilent, Palo Alto, CA., 2005.