

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



**Proyecto Fin de Carrera**

## **Diseño de Antenas Leaky-Wave Uniformes para Bandas Milimétricas**



AUTOR: Alejandro de la Torre Martínez  
DIRECTOR: D. José Luis Gómez Tornero

Diciembre / 2004



<b>Autor</b>	Alejandro de la Torre Martínez
<b>E-mail del Autor</b>	a.delatorre@telefonica.net
<b>Director</b>	José Luis Gómez Tornero
<b>E-mail del Director</b>	josel.gomez@upct.es
<b>Título del PFC</b>	<i>“Diseño de Antenas Leaky-Wave Uniformes para Bandas Milimétricas”</i>
<b>Descriptor</b>	Antenas Leaky-Wave, Tecnología Planar, Bandas milimétricas
<b>Resumen del proyecto:</b>	
<p>El presente proyecto se centra en el diseño asistido por ordenador de un tipo de antenas para bandas milimétricas llamadas “leaky-wave”. Se llaman así ya que el principal mecanismo de radiación es debido a la excitación de un modo de fugas, también llamado modo “leaky-wave”. Dentro de este tipo de antenas, el proyecto se centra en antenas impresas con paredes laterales, para aplicaciones en la banda de frecuencias milimétricas, en torno a 50 GHz. Para el diseño de las mismas se contará con una herramienta de análisis asistido por ordenador, desarrollada en MATLAB. Una vez aprendido el manejo de dicha herramienta, el primer paso será comparar algunos de los resultados con los obtenidos por Lampariello y Oliner (1987) relativos a la antena de tipo <i>slot-line</i>, y que servirá como punto de validación de la herramienta utilizada. Posteriormente, se procederá a la simulación de distintas antenas (<i>slot</i>, <i>strip</i> y <i>grounded-strip</i>) para la obtención e interpretación de resultados y estudiar, de este modo, las diferentes características del funcionamiento de las antenas, de manera que se puedan comparar y extraer conclusiones para así poder elegir un diseño óptimo. Como punto final a este proyecto, se estudiará cómo se puede obtener una iluminación tipo <i>taper</i>, que permite mejorar el nivel de los lóbulos secundarios en este tipo de antenas mediante la modulación de la perturbación de tipo <i>slot</i> o <i>strip</i>.</p>	
<b>Titulación</b>	Ingeniero de Telecomunicación
<b>Intensificación</b>	Redes y Sistemas de Telecomunicación
<b>Departamento</b>	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
<b>Fecha de Presentación</b>	Diciembre - 2004

---

**ÍNDICE GENERAL**
**PARTE I:**

<i>Capítulo 1: Introducción</i> .....	8
<i>Capítulo 2: Conceptos teóricos</i> .....	18

**PARTE II:**

<i>Capítulo 3: Metodología empleada. Uso de la herramienta P.A.M.E.L.A. creada con MATLAB™ 6.5.</i> .....	24
3.1. <i>¿Qué es P.A.M.E.L.A.?</i> .....	24
3.2. <i>Descripción del programa</i> .....	26
3.3. <i>Modos reales en guías de ondas cerradas</i> .....	37
3.4. <i>Guías de ondas abiertas: Modos Leaky Wave y de superficie</i> .....	38
3.5. <i>Estudio de curvas de dispersión</i> .....	41
3.6. <i>Conclusiones</i> .....	44
3.7. <i>Validación del programa</i> .....	45
<i>Capítulo 4: Análisis de antenas Leaky-Wave de sección uniforme</i> .....	49
4.1. <i>Regiones de funcionamiento para las distintas antenas</i> .....	49
4.2. <i>Análisis de los parámetros geométricos para las distintas antenas</i> .....	55
4.3. <i>Familias de curvas</i> .....	66
4.4. <i>Modos no deseados</i> .....	77



**Capítulo 5: Antenas Leaky-Wave Taper.** . . . . . 85

    5.1. Consideraciones generales.....85

    5.2. Diseño Taper.....87

    5.3. Error de fase.....94

**PARTE III:**

**Capítulo 6: Conclusiones**..... 98

    6.1. Conclusiones.....98

    6.2. Líneas de investigación futuras: LWA periódicas.... 101

**Anexo: Procedimiento para el diseño de LWA taper.** . . . . . 102

**Referencias**..... 106



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Principio de radiación por asimetría de las LWA.....	10
Figura 2. Comparativa de la perturbación situada simétrica-asimétricamente. ....	11
Figura 3. Antenas Leaky-Wave uniformes para aplicaciones en bandas milimétricas. ....	12
Figura 4. Relación NLS y $\Delta\theta$ para distintos tipos de iluminación.....	13
Figura 5. Antenas Leaky-Wave para aplicaciones en bandas milimétricas y sus diferentes técnicas taper.....	16
Figura 6. Ventana principal de P.A.M.E.L.A. ....	26
Figura 7. Elección del tipo de estructura. ....	27
Figura 8. Diferentes tipos de estructuras:.....	27
Figura 9. Elección del tipo de cavidad.....	28
Figura 10. Elección de parámetros de diseño de la antena. ....	29
Figura 11. Elección de diferentes parámetros. ....	29
Figura 12. Elección del tipo de eje.....	30
Figura 13. Botón Show DetP.....	30
Figura 14. Representación gráfica: detP frente a $\epsilon_{\text{reff}}$ .....	31
Figura 15. Botón Find Propagation Mode.....	31
Figura 16. Modo 1 encontrado, con $k_y = \beta_y - j\alpha_y = 1121.6 - j0$ .....	32
Figura 17. Modo 1 encontrado. ....	32
Figura 18. Opciones disponibles en P.A.M.E.L.A.....	33
Figura 19. Distribución de campo eléctrico en el plano $y=0$ .....	34
Figura 20. Vector de Poynting en la dirección axial (plano $y=0$ ). ....	34
Figura 21. Corrientes inducidas dentro de la cavidad en la dirección axial. ....	35
Figura 22. Patrón de radiación del modo estudiado.....	35
Figura 23. Convergencia de la solución adoptada.....	36
Figura 24. Diagrama de bloques funcional de P.A.M.E.L.A.....	37
Figura 25. Valores de apertura de la cavidad y de pérdidas. ....	39
Figura 26. Opciones disponibles para la búsqueda del modo leaky-wave. ....	40
Figura 27. Elección de parámetros para el.....	42
Figura 28. Botón To INI.....	42
Figura 29. Diferentes parámetros para el análisis de dispersión. ....	43
Figura 30. Curvas de dispersión en frecuencia ( $\beta/k_0$ ) de 0-100 GHz.....	43
Figura 31. Botón Last to Found. ....	44
Figura 32. Comparación de la exactitud de nuestro método y otras técnicas implementadas. ....	46
Figura 33. Constantes de fase y atenuación normalizadas.....	47
Figura 34. Constantes de fase y atenuación normalizadas.....	48
Figura 35. Constante de fase normalizada para distintos valores de frecuencia en las antenas Slot, Strip, Grounded y DWRG. ....	50
Figura 36. Constante de fuga normalizada en función de la frecuencia.....	51
Figura 37. Determinación de la zona de corte para cada una de las antenas. ....	52
Figura 38. Escaneado en frecuencia para el ángulo de máxima radiación, $\theta_m$ .....	53
Figura 39. Escaneado en frecuencia para el ancho de haz, $\Delta\theta$ . ....	54
Figura 40. Constante de fase normalizada en función de la variación de $X_1$ ( $W=1\text{mm}$ ). ....	56
Figura 41. Constante de atenuación normalizada en función de la variación de $X_1$ ( $W=1\text{mm}$ ). ....	57
Figura 42. Diseño taper por modulación de la posición de la perturbación. ....	58
Figura 43. Constante de fase normalizada en función de la variación de $W$ ( $X_1=0.2\text{mm}$ ). ....	59
Figura 44. Constante de atenuación normalizada en función de la variación de $W$ ( $X_1=0.2\text{mm}$ ). ....	60
Figura 45. Patrón de campo eléctrico transversal del modo leaky.....	61



Figura 46. Diseño taper por modulación de la anchura.....	62
Figura 47. Diseño taper por modulación de la anchura.....	63
Figura 48. Diseño taper por modulación de la anchura.....	64
Figura 49. Constante de fase normalizada en función de la posición.....	67
Figura 50. Constante de atenuación normalizada en función.....	67
Figura 51. Constante de fase normalizada en función de la posición de la perturbación $X_1$ .....	69
Figura 52. Constante de atenuación normalizada en función de la posición.....	69
Figura 53. Constante de fase normalizada en función de anchura.....	71
Figura 54. Constante de atenuación normalizada en función de anchura.....	72
Figura 55. Constante de fase normalizada en función de anchura.....	73
Figura 56. Constante de atenuación normalizada en función de anchura.....	74
Figura 57. Constante de fase de los modos en función de la frecuencia para la antena tipo slot.....	77
Figura 58. Constante de fase de los modos en función de la frecuencia para la antena tipo strip.....	78
Figura 59. Constante de fase de los modos en función de la frecuencia para la antena tipo grounded-strip.....	78
Figura 60. Patrón de campo eléctrico transversal del modo leaky deseado para la antena tipo slot.....	79
Figura 61. Patrón de campo eléctrico transversal del modo leaky deseado para la antena tipo strip.....	79
Figura 62. Patrón de campo eléctrico transversal del modo leaky deseado para la antena tipo grounded-strip.....	80
Figura 64. Constante de fase y atenuación para el slot-mode en torno a 20 GHz en función de la anchura del slot $W$ . Imposibilidad de controlar $\alpha$ manteniendo constante $\beta$ ( $a=2.25\text{mm}$ , $D=1.59\text{mm}$ , $L=1\text{mm}$ , $W=0.6\text{mm}$ , $X_1=0.2\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.56$ ).....	82
Figura 65. Constante de fase y atenuación para el slot-mode en torno a 20 GHz en función de posición del slot $X_1$ . Imposibilidad de controlar $\alpha$ manteniendo constante $\beta$ ( $a=2.25\text{mm}$ , $D=1.59\text{mm}$ , $L=1\text{mm}$ , $W=0.6\text{mm}$ , $X_1=0.2\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.56$ ).....	83
Figura 66. Constante de fase y atenuación para el channel-mode en torno a 50 GHz en función de la anchura del slot $W$ . Imposibilidad de controlar $\alpha$ manteniendo constante $\beta$ ( $a=2.25\text{mm}$ , $D=1.59\text{mm}$ , $L=1\text{mm}$ , $W=0.6\text{mm}$ , $X_1=0.2\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.56$ ).....	83
Figura 67. Constante de fase y atenuación para el channel-mode en torno a 50 GHz en función de la posición del slot $X_1$ . Imposibilidad de controlar $\alpha$ manteniendo constante $\beta$ ( $a=2.25\text{mm}$ , $D=1.59\text{mm}$ , $L=1\text{mm}$ , $W=0.6\text{mm}$ , $X_1=0.2\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.56$ ).....	84
Figura 68. Antena Leaky-Wave en tecnología híbrida guía onda con perturbaciones planares.....	87
Figura 69. Dependencia de la constante de fase normalizada $\alpha(z)/k_0$ con la longitud de la antena $L_A$ y la eficiencia deseada $\eta$ (iluminación de tipo triangular, $f=50\text{GHz}$ ).....	88
Figura 70. Variación de la constante de fase y fuga del modo leaky deseado para la topología SLOT-1, variando la posición y anchura del slot ( $a=2.25\text{mm}$ , $D=1.59\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.56$ , $L=1\text{mm}$ , $f=50\text{GHz}$ ).....	89
Figura 71. a) Modulación en anchura y posición del slot para obtener una constante de fase constante para diferentes valores de la constante de fuga. b) Variación de la tasa de fuga $\alpha$ a lo largo de la longitud de la antena para dos situaciones diferentes, LWA corta y larga ( $a=2.25\text{mm}$ , $D=1.59\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.56$ , $L=1\text{mm}$ , $f=50\text{GHz}$ ).....	90
Figura 72. Patrón de radiación normalizado para el caso de la antena corta (SLOT-1),.....	91
Figura 73. Patrón de radiación normalizado para el caso de la antena larga ( $f=50\text{GHz}$ ).....	92
Figura 74. Iluminación de tipo triangular para un ángulo $\theta_m=36^\circ$ ( $a=22.86\text{mm}$ , $D=10.16\text{mm}$ , $\epsilon_r=2.2$ , $L=5\text{mm}$ , $f=5.5\text{GHz}$ , $L_A=10\lambda_0$ ) a) Tasa de fuga, módulo y fase de la iluminación triangular b) Patrón de radiación c) Layout.....	93
Figura 75. Modulación en anchura y posición del slot para conseguir distintos ángulos de apuntamiento.....	94
Figura 76. Efecto del error de fase en los patrones de radiación para a) antena corta b) antena larga.....	94
Figura 77. Diferencia entre topologías taper variando sólo la separación del slot ( $X_1$ ).....	95



# PARTE I



**Tutor:** D. José Luis Gómez Tornero  
**Alumno:** Alejandro de la Torre Martínez

# Capítulo 1

## Introducción

---

Las antenas de tipo Leaky-Wave (LWA, “*leaky-wave antenna*” en inglés) 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 una especie de corte o agujeros para producir la fuga de potencia (“*leakage*”) a lo largo de la longitud de la guía onda [1]-[2]. 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 [3].



**Tutor:**  
**Alumno:**

D. José Luís Gómez Tornero  
Alejandro de la Torre Martínez

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 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 “*groove-guide*”, 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 [4]. 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 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 (ver Figura 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**.

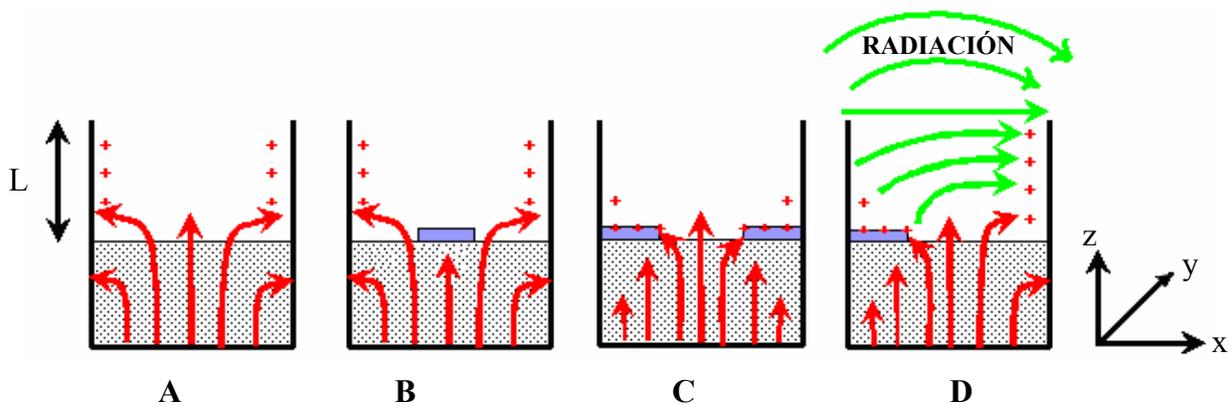
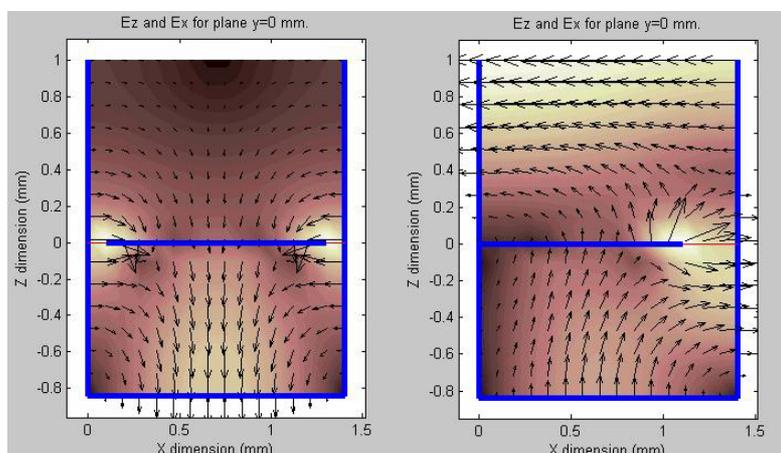


Figura 1. Principio de radiación por asimetría de las LWA

A modo de ejemplo clarificador, este hecho puede mostrarse con más claridad mediante resultados reales realizados con un programa de diseño asistido por ordenador<sup>1</sup> desarrollado específicamente para el análisis de este tipo de antenas, como los que se muestran a continuación:

<sup>1</sup> Ver Capítulo 3 para mayor detalle.





**Figura 2.** Comparativa de la perturbación situada simétrica-asimétricamente.

Como se observa, en la figura de la izquierda se ha situado un *strip* de forma simétrica respecto a las paredes laterales, cuyo efecto es que no produce líneas de campo horizontales (campo radiativo) en la guía de onda abierta. Por otro lado, en la figura de la derecha, el mismo *strip* se ha situado en una posición asimétrica con respecto a las paredes laterales, tocando a una de ellas. Se observa en esta situación cómo los campos horizontales son excitados, siendo responsables de la radiación de la guía de onda abierta.

En la Figura 3 podemos ver algunas de las LWA basadas en este tipo de principio de simetría. Así, la Figura 3-a muestra la LWA NRD situada asimétricamente, estudiada en [5] y [6]. En [7] y [8], la guía *groove-guide* se modifica añadiendo un *strip* asimétrico que la hace radiar (Figura 3-b). En [9] se propone la *offset groove guide* para actuar también como LWA en bandas milimétricas (Figura 3-c). Una versión en circuito impreso de este último tipo de antena fue presentada por Lampariello y Oliner en [10] (ver Figura 3-d). Otras versiones asimétricas de guías de onda para alta frecuencia, como la guía de onda *ridge* con apertura asimétrica (“*slitted asymmetric ridge*”) y la guía en escalera asimétrica (“*stepped rectangular waveguide*”) mostradas en la Figura 3-e y f, respectivamente, fueron analizadas por diversos autores en [11] y [12]. Por último, la LWA basada en guía de onda rectangular cargada con *stub* ha sido también estudiada con mucho detalle en [13].



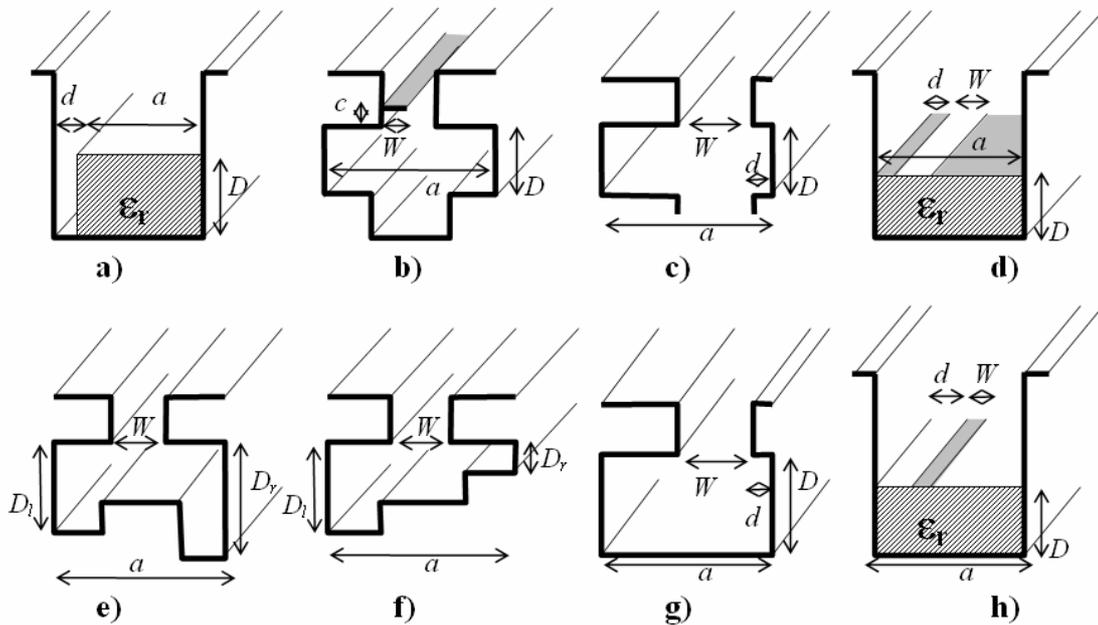


Figura 3. Antenas Leaky-Wave uniformes para aplicaciones en bandas milimétricas.

Todas estas antenas satisfacen la mayoría de los aspectos deseables para un diseño práctico y eficiente de una LWA en el rango de bandas milimétricas, como son:

- **Estar basadas en una estructura simple.**
- **Poder ser fácilmente alimentadas por fuentes estándar usadas en guías de onda convencionales.**
- **Tener bajas pérdidas metal.**
- **Radiar en una única polarización.**
- **Permitir un elevado rango de anchos de banda disponibles.**
- **Poder cambiar el ancho de haz sin afectar al ángulo de máxima radiación.**

Ésta última característica es especialmente importante y puede ser estudiada desde tres puntos de vista distintos.



En primer lugar, es útil para propósitos de diseño donde se desea **poder controlar el ancho de haz y el ángulo de apuntamiento independientemente**, para poder así abarcar distintas configuraciones o especificaciones de diseño (diferentes anchos de haz para el mismo ángulo de máxima radiación y viceversa) [4].

Por otro lado, es importante darse cuenta de que, **para obtener un nivel de lóbulos secundarios aceptable, se debe llevar a cabo una iluminación de tipo taper**. Esto deriva del hecho de que si usamos una iluminación de tipo exponencial, el NLS cae hasta un valor muy pobre para la mayoría de las aplicaciones (13dB). Por tanto, para mejorar el NLS, se debe cambiar la iluminación de la antena a una de tipo taper. Esta puede ser realizada variando la constante de atenuación del modo leaky (que está directamente relacionada con la iluminación de la antena) a lo largo de la longitud de la antena en una dirección concreta, mientras se mantiene constante la dirección de radiación a lo largo de toda la longitud de la misma, de modo que todas las secciones de la antena radien en el mismo ángulo [14].

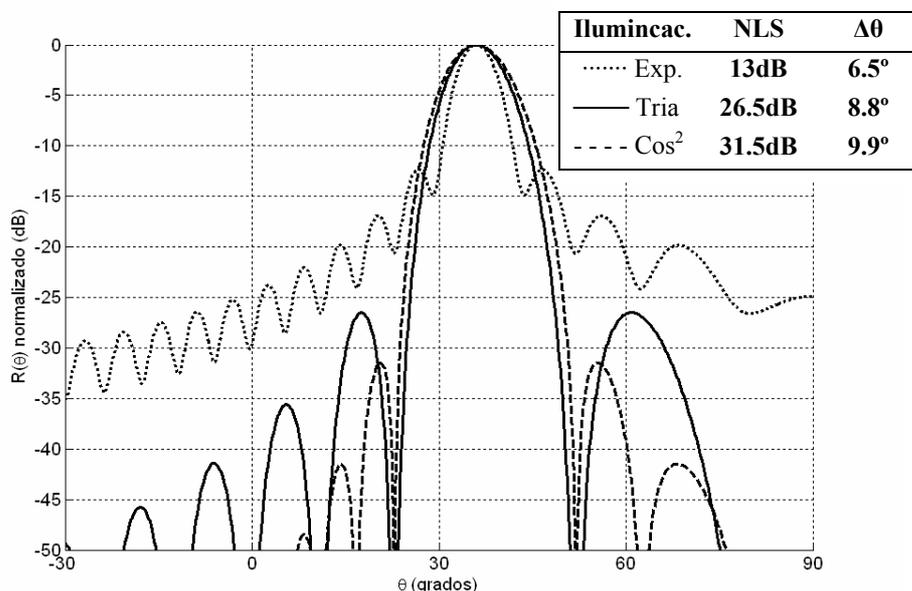


Figura 4. Relación NLS y  $\Delta\theta$  para distintos tipos de iluminación.



En la Figura 4 se muestra cómo el hecho de usar una iluminación u otra reduce considerablemente el NLS. Así, si para una iluminación de tipo exponencial el NLS es de  $13dB$ , con una iluminación triangular se consigue un nivel de  $26.5dB$ . Por último, si empleamos una iluminación de tipo coseno cuadrado, este nivel aumenta hasta los  $31.5dB$ . Como punto desfavorable tenemos un incremento del ancho de haz para las mismas dimensiones de la antena (o lo que es lo mismo, una disminución de el área efectiva de la antena). Según la aplicación, será conveniente elegir un tipo de iluminación u otro. En el capítulo 5 se muestra esto con mayor detalle.

La tercera razón esta relacionada con la excitación del modo deseado leaky-wave, que debe realizarse de tal manera que exista una suave transición *taper* de la guía estándar no radiativa a la sección final radiativa, de tal modo que no exista una discontinuidad grande cuando alimentemos la antena, ya que ésta podría producir efectos no deseados en la radiación y en la adaptación de la antena [15].

Sin embargo, para diseños basados enteramente en tecnología de guía de onda (antenas a-c y e-g en la Figura 3), la estructura de dichas cavidades debe ser modificada para conseguir las propiedades eléctricas deseadas para la antena, lo que resulta caro y complicado.

Una alternativa más flexible se puede obtener si se combina la tecnología guía onda con metalizaciones planares, tal y como se ilustra en la Figura 3-b, c y h. Como se ha comentado antes, la radiación de estas antenas se produce mediante la colocación asimétrica de una perturbación en la cara superior del dieléctrico dentro de la cavidad. La idea es intentar que esa radiación no sea incontrolada, y que, mediante la variación de algún parámetro de la antena, podamos ser capaces de llevar a cabo las especificaciones de diseño iniciales.

Así, la idea es elegir las dimensiones de la guía dieléctrica ( $a$ ,  $D$ ) para una frecuencia de operación concreta y rango de escaneado, y **perturbarla añadiendo algún tipo de metalización planar**, que será la que posibilite la creación de **un patrón *taper* para un determinado nivel de lóbulos secundarios y ancho de haz**. En este sentido, es **importante encontrar los parámetros geométricos de la antena que puedan controlar**



**la constante de propagación** del modo excitado leaky-wave en un elevado rango de valores (desde cero hasta valores altos) **sin afectar a la constante de fase** (que determina el ángulo de radiación, como luego se verá). Así, dado que estas antenas están basadas en radiación por asimetría, **se hace necesario el poder controlar dicha radiación** (poder cambiar el ancho de haz y mantener constante el ángulo de máximo apuntamiento) **mediante la variación de los parámetros geométricos de la perturbación: anchura y posición.**

Mediante la utilización de procesos fotolitográficos, es muy fácil cambiar la máscara de metalización, lo que es de gran ayuda para sobrellevar los problemas asociados a los procesos de fabricación en tecnología de guía de onda pura (sin metalizaciones).

También es conveniente reseñar que existen problemas asociados al uso de substratos dieléctricos (esto no ocurre en las guías de ondas rellenas con aire), como por ejemplo la aparición de pérdidas debidas al dieléctrico o la variación del ancho de haz cuando se escanea en frecuencia. Sin embargo, la LWA rellena de aire no puede radiar en la dirección *endfire* [4].

Pero por otro lado, el uso de LWA con dieléctrico tiene **dos** importantes ventajas: mayor sensibilidad en frecuencia (variación del ángulo de apuntamiento por megahercio que varíe la frecuencia de trabajo) y mayores rangos de escaneado (las antenas dieléctricas permiten radiar desde la dirección *broadside* hasta *endfire*).

El presente proyecto se centra en las características eléctricas de las antenas LWA en tecnología híbrida guía de onda con circuitos planares (*slot* o *strip*), como las mostradas en la Figura 3-d y h, haciendo especial énfasis en el estudio de las diferentes configuraciones posibles para obtener versátiles diseños *taper*. En la Figura 5 se muestran diferentes tecnologías *taper* estudiadas en el presente proyecto, basadas en perturbaciones de tipo *strip* y *slot* en la cara superior del dieléctrico dentro de la guía. A lo largo del proyecto se irán presentando diferentes tipos de diseños *taper* para cada uno de los tipos de LWA. Éstos se consiguen modulando los valores de la anchura  $W$  o la posición  $d$  de la metalización.



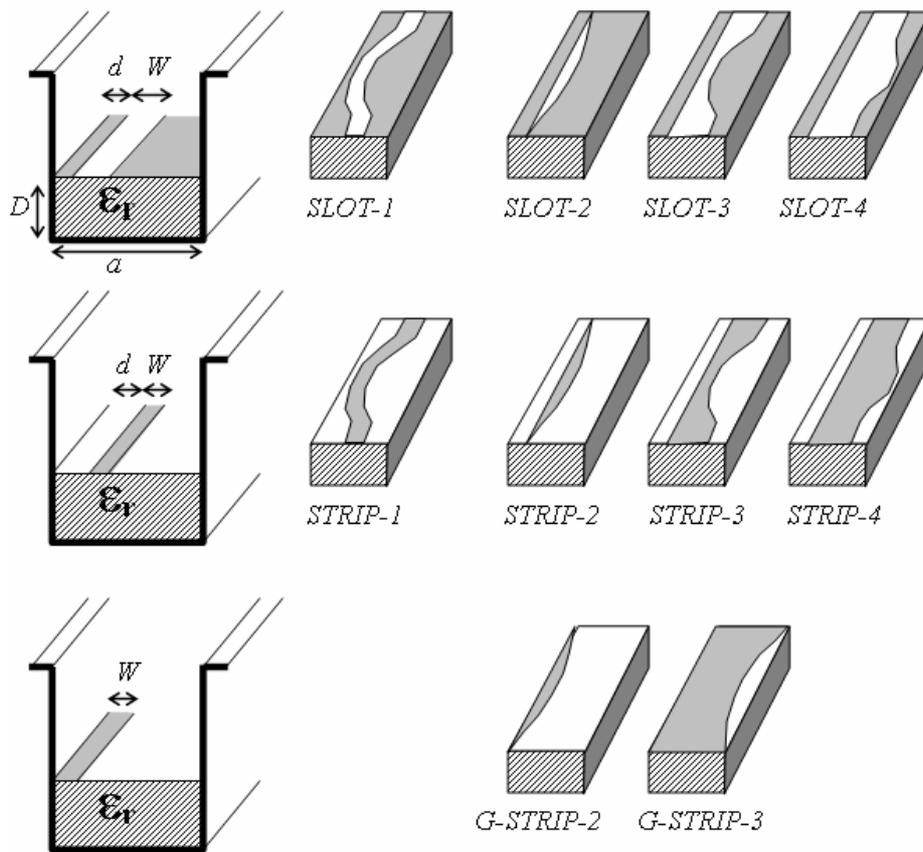


Figura 5. Antenas Leaky-Wave para aplicaciones en bandas milimétricas y sus diferentes técnicas *taper*

Esta tecnología *taper* para los distintos tipos de antenas presentados no ha sido anteriormente estudiada (sólo en [10] podemos encontrar algún caso aislado para la antena de tipo *slot* y considerando tan solo un estrecho rango de valores para  $W$  y  $d$ ). La ausencia de este tipo de estudios es debida a la naturaleza del método empleado en análisis anteriores, como los usados en [10], basados en un método teórico en el que la exactitud de los resultados decrece para valores elevados de  $W$  y  $d$ . Sin embargo, para un diseño eficiente de la antena, es necesario obtener con precisión la influencia de la perturbación (*strip* o *slot*) y poder obtener resultados aceptables para márgenes elevados de  $W$  y  $d$  y así poder seleccionar el mejor mecanismo *taper* que se adapte a un diseño dado.

En el siguiente capítulo se desarrollará brevemente la teoría necesaria para comprender las consideraciones de diseño *taper* de las LWA. Como hecho destacado, se nombrarán las distintas técnicas empleadas y sus diferencias con métodos anteriores,



donde se mostrará la necesidad de usar una herramienta *full-wave*, que se caracteriza por hacer uso de todas las contribuciones de onda permitiendo un análisis más exhaustivo, para estudiar cualquier tipo de topología *taper*. En [16] y [17] se describe ampliamente el método de análisis del que se hace uso en el presente proyecto.

Seguidamente, se expondrá la metodología empleada para llevar a cabo la realización del estudio de las diferentes antenas. El uso de la herramienta P.A.M.E.L.A. creada con MATLAB nos permitirá obtener resultados exhaustivos y coherentes de prácticamente cualquier tipo de antena, tal y como se explicará más adelante.

Posteriormente, se describirá el principio de operación de los tres tipos de LWA mostrados en la Figura 5, llamadas *slot*, *strip* y *grounded-strip*. En este sentido, se mostrarán los resultados en su rango de frecuencias de operación, ilustrando los diferentes mecanismos *taper* asociados a las mismas. También se hará hincapié en la aparición de modos indeseados que podrían acoplarse a nuestro modo leaky deseado, y, por tanto, influir negativamente en el diseño del *taper*.

Finalmente, se hará una comparación entre las diferentes topologías llevadas a cabo, mostrando el rango más adecuado para las dimensiones en tecnología *taper*, estudiándose las ventajas e inconvenientes de las antenas analizadas, mostrando las virtudes o deficiencias de cada una de ellas para poder así elegir una topología a priori óptima que satisfaga de una manera notable las condiciones de diseño.

Como aplicación, se mostrarán varios ejemplos de topologías *taper* para distintas iluminaciones de antena. De este modo, se conseguirán niveles de lóbulos secundarios menores que los obtenidos con LWA uniformes (iluminación exponencial) mediante la variación de la anchura o posición de la perturbación. Tal modulación consigue una variación de la constante de fuga que permitirá obtener una función de iluminación tal que disminuya el NLS, pero manteniendo constante el ángulo de apuntamiento ( $\theta_m$ ) en todas las secciones de la antena



# Capítulo 2

## Conceptos teóricos

---

El estudio de las propiedades de radiación de una LWA puede ser fácilmente 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 ( $\beta$ ) y una constante de atenuación ( $\alpha$ ). La constante de atenuación está relacionada con las pérdidas por radiación (Np/m):

$$\boxed{k = \beta - j\alpha} \quad (1)$$

A partir de las constantes de fase y atenuación, el ángulo de máxima radiación,  $\theta_m$  (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:



**Tutor:**  
**Alumno:**

D. José Luis Gómez Tornero  
Alejandro de la Torre Martínez

$$\sin \theta_m \cong \frac{\beta_y}{k_0} \quad (2)$$

$$\Delta\theta \cong \frac{1}{\frac{L_A}{\lambda_0} \cos \theta_m} \approx \frac{\alpha/k_0}{0.183 \cdot \cos \theta_m} \quad (3)$$

$$\frac{L_A}{\lambda_0} \approx \frac{0.183}{\alpha/k_0} \quad (4)$$

En la ecuación (4), la longitud de la antena ( $L_A$ ) ha sido elegida tal que el 90% de la potencia sea radiada, mientras el otro 10% es absorbido por una carga adaptada. A partir de estas ecuaciones puede observarse que, al ser  $\beta$  y  $\alpha$  función de la geometría y frecuencia de la antena, podremos obtener las propiedades de radiación de la antena para unas dimensiones concretas, o alternativamente, se podrán escoger las dimensiones de la antena de modo que cumplan los requisitos de un diseño específico ( $\theta_m$ ,  $\Delta\theta$ ). Para obtener un diseño más versátil de la antena, sería deseable poder controlar la dirección de radiación ( $\theta$ ) independientemente de su ancho de haz ( $\Delta\theta$ ), de tal manera que podamos escoger el ancho de haz deseado para cualquier ángulo de apuntamiento.

Esta característica debe ser tenida en cuenta por dos motivos fundamentales. En primer lugar, para obtener un nivel de lóbulo secundario (NLS) aceptable en algunos diseños *taper*, se deberá obtener una variación de  $\alpha$  a lo largo de la longitud  $L_A$  de la antena, es decir,  $\alpha$  debe ser función de la posición longitudinal de la antena  $-\alpha(z)$ - para obtener una apertura de iluminación determinada [4]-[14]. En cualquier caso  $\beta$  deberá mantenerse constante.

Por otro lado, otra razón importante para variar  $\alpha$  desde 0 hasta su valor final de una manera suave y manteniendo constante la fase  $\beta$ , es que de esta manera podemos reducir la radiación directa procedente de la discontinuidad que se forma entre el sistema de alimentación y la propia guía y que empobrece seriamente el diagrama de radiación con la aparición de radiaciones espurias, provenientes de la transición que se produce al pasar de la guía no radiativa a la guía abierta perturbada [15].



Por estas razones, la variación de la fase y constante de fuga normalizadas del modo leaky deseado deben ser analizadas como una función de los diferentes parámetros geométricos de la antena para así encontrar la manera de variar  $\alpha$  sin que varíe  $\beta$ .

En este sentido, diferentes métodos numéricos han sido empleados para el análisis de modos leaky en guías abiertas y obtener así las características eléctricas de las LWA, como las mostradas en la Figura 3.

En estudios anteriores [7], [9]-[13], se empleó como método de análisis el TEN (“*Transverse Equivalent Network*”, en inglés) para modelar con un circuito equivalente las discontinuidades constitutivas. Sobre este circuito se aplica la Técnica de Resonancia Transversa (TRT, “*Transverse Resonant Technique*”, en inglés) para encontrar las características de dispersión de diferentes LWA para el modo deseado. Este método, aunque simple, permite derivar expresiones cerradas para el TEN, siendo, por tanto, bastante simple obtener las relaciones de dispersión en muchos tipos de LWA. Los resultados muestran una gran exactitud para LWA basadas en discontinuidades de guía onda [11]-[13]. Sin embargo, para guías con perturbaciones planares, como las de la Figura 3-c, e, f y g, existen importantes limitaciones de aproximación, pues la solución sólo será válida a lo largo de un rango de valores pequeño de anchura ( $W$ ) y posición ( $d$ ) de la perturbación planar [7],[10].

También el método *Mode Matching* ha sido utilizado en estudios anteriores [6], [8] y [13], siendo este método más exacto que el de TRT (el método *Mode Matching* es un método *full-wave*). Sin embargo, ningún método riguroso ha sido utilizado para estudiar las antenas LWA en tecnología híbrida. Como ejemplo, la antena LWA con perturbación tipo *slot* (Figura 3-d) ha sido sólo estudiada en [10] usando la técnica aproximada TRT, anteriormente mencionada. Se observa la necesidad de usar un método *full-wave* para un análisis riguroso cuando se usan discontinuidades planares.

Para el análisis de resultados y soluciones precisas, y que permita solventar las carencias de métodos o técnicas existentes con anterioridad, se ha hecho uso de un método *full-wave* basado en las funciones de *Green* en el dominio del espacio, desarrollado específicamente para el análisis de modos leaky-wave en estructuras híbridas, como las



mostradas en la Figura 5. Este método se describe con detalle en [16] y [17], donde se consigue una gran exactitud de cálculo si se compara con otras técnicas *full-wave* (como la técnica Dominio del Espectro), manteniendo a la vez una fuerte naturaleza analítica, lo que permite conseguir una velocidad de cálculo muy superior en comparación con otros programas comerciales (como el HFSS), a la vez que goza de una gran precisión a la hora de mostrar resultados.

Hay que destacar que este método desarrolla rigurosas ecuaciones integrales de campo eléctrico y magnético (EFIE y MFIE) para modelar las corrientes en las discontinuidades planares de tipo *strip* y *slot*, teniendo en cuenta todos los efectos de orden superior derivados de todas las dimensiones de la antena. El Método de los Momentos (MoM, procedimiento de Galerkin) es aplicado para resolver las ecuaciones integrales y encontrar las soluciones complejas de los modos en la guía abierta. Por ello, los ceros del determinante de esta matriz se buscan en el plano complejo, determinados por la constante de propagación ( $\beta$  y  $\alpha$ ). Los ceros se corresponden a los posibles modos leakys que soporta la antena, que será función de la frecuencia de operación y del conjunto de parámetros geométricos (G) de la estructura:

$$\Phi(\beta, \alpha; f, G) = 0 \quad (5)$$

Este método es independiente de la geometría de la antena, de tal manera que el espectro modal de la misma puede ser analizado para cualquier conjunto de parámetros geométricos, lo cual es de especial interés para el estudio de *modos no deseados*<sup>2</sup> que podrían dañar el funcionamiento de la antena si llegaran a ser excitados, o si se acoplaran con nuestro modo deseado leaky-wave, tal y como se menciona en trabajos anteriores [6], [8], [9], [18] y [19].

En este sentido, la técnica TRT empleada en [10] no consigue obtener todo el espectro modal de la antena LWA, con lo que no se puede estudiar en profundidad el efecto que éstos pueden tener sobre la antena. En ese estudio, por tanto, el acoplo de modos no deseados con nuestro modo leaky-wave no puede ser estudiado. Se mostrará en el presente proyecto la importancia que tiene la *representación del patrón de campo* de los

---

<sup>2</sup> Véase también Capítulo 4, epígrafe 4.4



diferentes tipos de modos que aparecen en la antena para poder así comprender su naturaleza y comportamiento. Así, una vez obtenida una solución compleja de un modo, nuestro método puede obtener analíticamente la distribución de campo dentro de la guía<sup>3</sup> [17]. Esta representación de patrones de campos no puede hacerse con la técnica TRT usada en [10], por el hecho de estar basada en una formulación únicamente para el modo principal PPW. De nuevo, nuestro procedimiento rebasa las posibilidades de métodos anteriores, pues, como se verá en capítulos posteriores, seremos capaces de encontrar todos los modos que se pueden propagar, así como el patrón de campo de dichos modos y poder estudiar su comportamiento gracias a la técnica *full-wave* empleada.

Más adelante se mostrará un análisis detallado de los diferentes tipos de modos que pueden propagarse a lo largo de la LWA, haciendo una breve discusión acerca de cómo éstos pueden influir en las características globales de la antena.

---

<sup>3</sup> Véase también Capítulo 3, epígrafe 3.2



# PARTE II



**Tutor:** D. José Luis Gómez Tornero  
**Alumno:** Alejandro de la Torre Martínez

## Capítulo 3

### Metodología empleada: uso de P.A.M.E.L.A.

---

#### 3.1. ¿Qué es P.A.M.E.L.A.?

El programa utilizado durante el desarrollo del presente proyecto es una herramienta con una interfaz gráfica para el usuario (GUI, “*graphic user interfaz*” en inglés) que permite estudiar de una manera rápida, fácil e intuitiva el espectro modal de guías de onda cerradas y abiertas (en este caso, modos *leaky-wave* -o de *fugas*- y modos *surface-wave* -o de *superficie*-). Los modos asociados a las guías de ondas abiertas no son del todo conocidos en el ámbito académico, probablemente debido a la escasez de medios o herramientas capaces de abordar con garantías el estudio tales modos. Sin embargo, el estudio y conocimiento de los mismos se hace necesario. La tecnología planar y otras líneas de transmisión abiertas están siendo usadas ampliamente en las últimas dos décadas.



**Tutor:**  
**Alumno:**

D. José Luís Gómez Tornero  
Alejandro de la Torre Martínez

Los conceptos estudiados acerca de los principios de funcionamiento de las guías de onda cerradas son ampliamente conocidos. En este sentido, podemos hablar de la frecuencia de corte de los modos que se propagan, el patrón de campo eléctrico dentro de la guía o la dispersión en frecuencia de cada modo, que han sido ampliamente estudiados durante tiempo, utilizando, para este propósito, numerosos métodos analíticos para obtener la solución de tales guías.

Sin embargo, para guías de onda más complicadas, como las guías abiertas o aquellas que poseen metalizaciones planares, los métodos analíticos no sirven para resolverlas, y por tanto es necesario recurrir a **técnicas numéricas** para su solución [20]. Concretamente, el método numérico utilizado por el programa para el análisis electromagnético está basado en el *Método de los Momentos* (MoM), el cual calcula el determinante de la matriz MoM ( $detP$ ), que será función de los parámetros geométricos de la antena, de la frecuencia de trabajo y del valor de la constante de propagación en la dirección longitudinal de la guía de onda  $k_y$ . Debido a la naturaleza matricial [16]-[17] del método utilizado se consigue, a diferencia de otros métodos empleados con anterioridad, una rapidez de cálculo computacional elevada. La velocidad de cálculo es imprescindible en los programas de diseño asistido por ordenador (CAD).

Por ello, el programa desarrollado resulta de gran ayuda a la hora de comprender y estudiar el comportamiento de dichos modos, pues nos ofrece la posibilidad de analizar las características de los modos Leaky-Wave de guías de ondas abiertas pero de una manera lo suficientemente rápida como para permitir interactividad con el programa y obtener resultados en tiempo real, debido, como se ha mencionado antes, a la naturaleza matricial del método numérico implementado. De hecho, este programa es la primera herramienta concebida específicamente para ayudar a comprender el comportamiento de las guías de onda abiertas con dieléctrico y las antenas Leaky-Wave.

La herramienta, llamada P.A.M.E.L.A. (Programa para el Análisis Modal de Estructuras Lateralmente Apantalladas), ha sido desarrollada utilizando MATLAB™ v6.5, el cual dota a nuestro programa de grandes facilidades gráficas y de suficiente rapidez en el cálculo como para abordar con garantías la resolución en tiempo real de los problemas planteados.



### 3.2. Descripción del programa

El programa desarrollado puede resultar de gran utilidad a la hora de estudiar ciertos aspectos básicos y generales referentes a la naturaleza de guías de ondas cerradas y abiertas, al comportamiento de los modos leaky-wave y a los principios de funcionamiento de antenas leaky-wave uniformes. Para ello, el programa ha sido realizado bajo un entorno visual sencillo e intuitivo que dota al usuario de todas las herramientas necesarias para obtener resultados característicos, tales como patrones de campo, curvas de dispersión en frecuencia, diagramas de radiación, etc., de los modos estudiados, tanto para guías de onda cerradas como para guías de onda abiertas. La Figura 6 muestra la ventana principal de P.A.M.E.L.A.

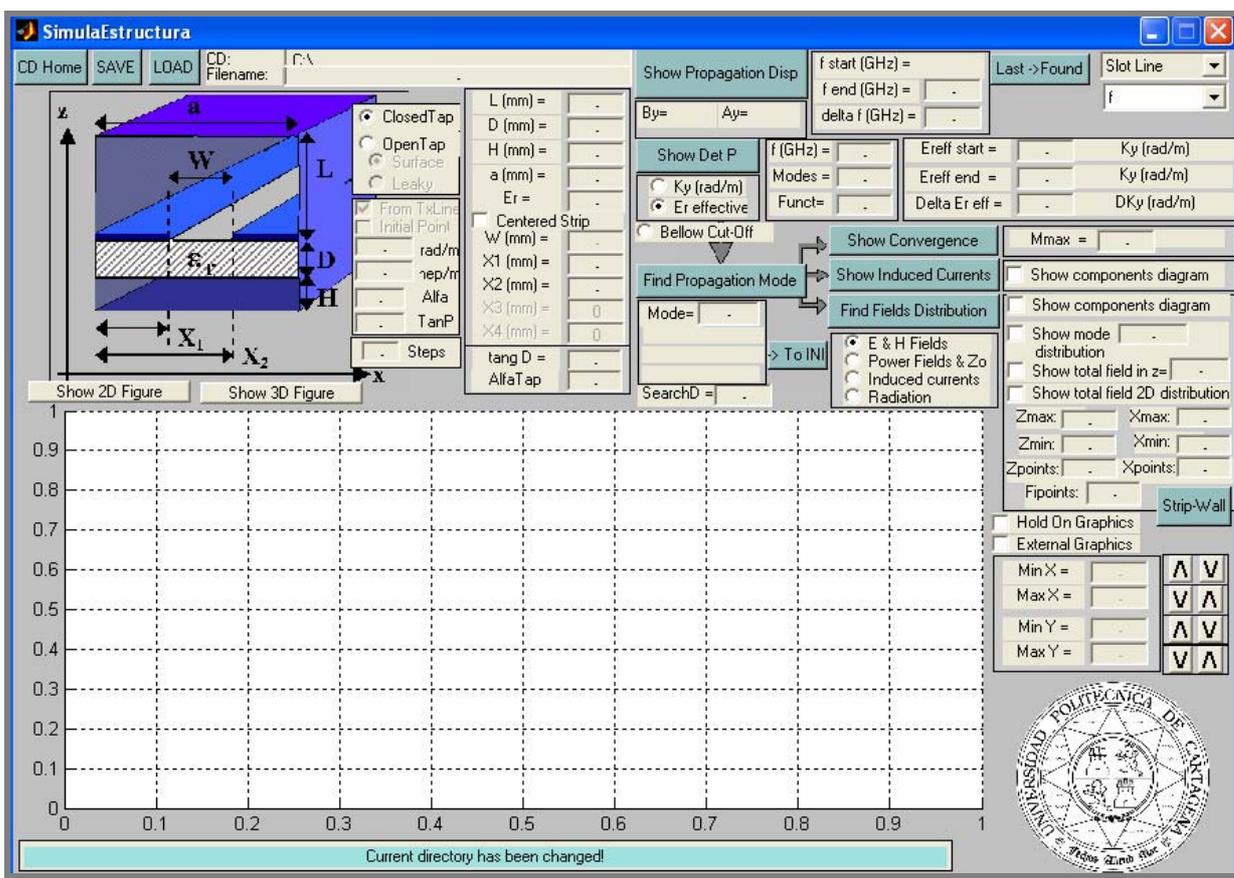


Figura 6. Ventana principal de P.A.M.E.L.A.



En primer lugar, para comenzar el análisis del problema, el usuario debe elegir el tipo de estructura a analizar, que en este programa están restringidas a cinco posibilidades: *Strip*, dos *Strip*, *Slot*, dos *Slot* o sin metalización., tal y como se puede ver en la Figura 7:



Figura 7. Elección del tipo de estructura.

En función del tipo de estructura elegida, el dibujo en la parte superior izquierda de la ventana principal variará y así poder hacernos una idea de la estructura que vamos a analizar junto con sus parámetros de diseño. Así, según se elija la vista en 2-D o 3-D, los dibujos serán los que aparecen en la Figura 8.

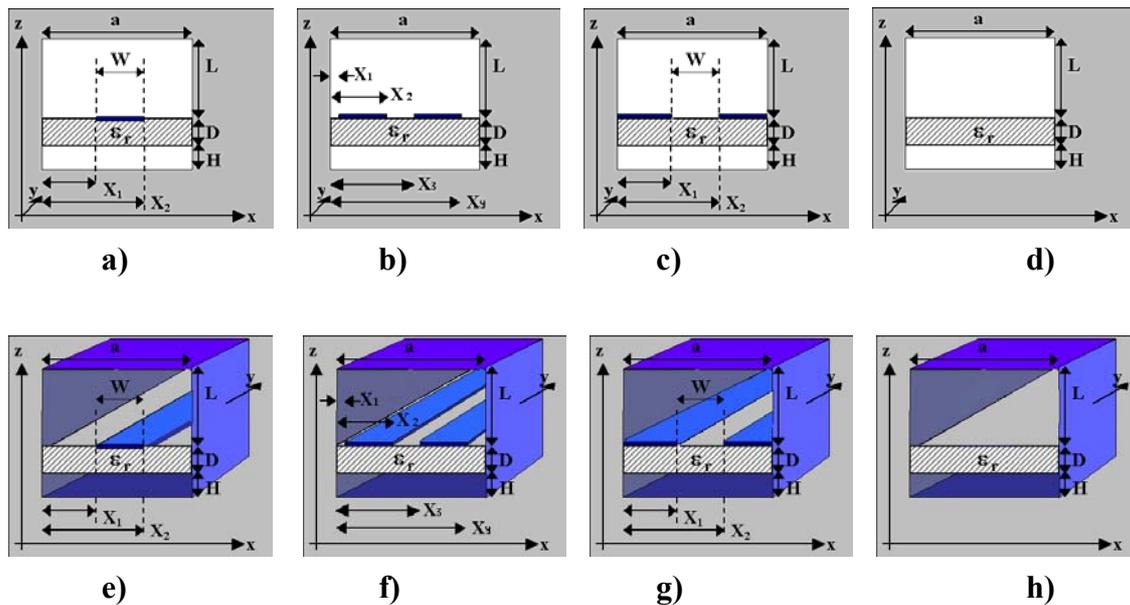


Figura 8. Diferentes tipos de estructuras:

- a) *Strip* en 2D; b) Dos *Strips*/dos *Slots* en 2D; c) *Slot* en 2D; d) Sin metalización 2D;
- e) *Strip* en 3D; f) Dos *Strips*/dos *Slots* en 3D; g) *Slot* en 3D; h) Sin metalización 3D



Una vez elegido el tipo de estructura, podemos pensar en seleccionar el **tipo de cavidad** (guía cerrada o abierta) que nos dará la posibilidad de encontrar un tipo u otro de modos: modos leaky-wave (complejos) o de superficie (reales) si la guía está abierta y modos reales si la guía está cerrada. Para ello, el programa permite seleccionar entre estas dos opciones, tal y como se muestra en la Figura 9. Más adelante se explicará en mayor profundidad cada una de las opciones y sus aplicaciones.



Figura 9. Elección del tipo de cavidad.

Una vez elegido el tipo de estructura, podemos pasar a escoger las dimensiones de diseño de la antena (ver Figura 10). Éstas hacen referencia a los siguientes parámetros:

- **L (mm)**: hace referencia a la altura del *stub* de la guía onda, que debe ser tenida en cuenta.
- **D (mm)**: es la anchura del dieléctrico situado en la guía.
- **H (mm)**: es la altura a la que se encuentra el dieléctrico de la guía.
- **a (mm)**: es la anchura de la cavidad de la guía.
- **Er**: hace referencia al  $\epsilon_{\text{reff}}$  del dieléctrico
- **W (mm)**: es la anchura de la perturbación planar para los casos *slot* y *strip*
- **X<sub>1</sub>, X<sub>2</sub>, X<sub>3</sub> y X<sub>4</sub> (mm)**: hacen referencia a las distintas medidas de las perturbaciones y distancias a la guía. Según el tipo de antena elegida, podrán ser marcadas o no.



L (mm) =	1
D (mm) =	1.59
H (mm) =	0
a (mm) =	2.25
Er =	2.56
<input type="checkbox"/> Centered Strip	
W (mm) =	1
X1 (mm) =	0.594
X2 (mm) =	1.594
X3 (mm) =	0
X4 (mm) =	0

Figura 10. Elección de parámetros de diseño de la antena.

Igualmente debemos elegir la frecuencia de trabajo de la antena en GHz., así como el número de funciones de base usado en el MoM y el número de modos de placas paralelas usados la obtención de la función de Green de la estructura lateralmente apantallada.

f (GHz) =	50	Ereff start =	0
Modes =	100	Ereff end =	2.56
Funct=	4	Delta Er eff =	0.000

Figura 11. Elección de diferentes parámetros.

Como último paso antes de comenzar la simulación, una vez seleccionada la  $\epsilon_r$  del dieléctrico (ver Figura 10), deberemos elegir el rango de barrido de todos los posibles valores reales que pueda tomar éste, es decir, desde 0 (opción *Ereff start*) hasta el valor máximo del dieléctrico elegido (opción *Ereff end*), tal y como se muestra en la Figura 11. Así, el programa dibujará la solución en función de este rango de valores, o en función de la constante de propagación compleja<sup>4</sup>  $k_y$ , pues, según la ecuación 1, podemos expresar  $k_y$  en función de  $\epsilon_{reff}$ , donde  $k_0$  es el número de onda en el espacio libre.

$$K_y = \beta_y - j\alpha_y = K_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} \quad (6)$$

<sup>4</sup> En este caso concreto asumimos el eje “y” como el eje axial de la guía



Así, para poder seleccionar el tipo de eje ( $k_y$  ó  $\epsilon_{\text{reff}}$ ) en el que queremos que se represente la solución, el programa presenta la posibilidad de elegir entre uno u otro, tal y como puede verse en la Figura 12.



Figura 12. Elección del tipo de eje.

Una vez seleccionados todos estos parámetros, podemos proceder a calcular el determinante de la matriz obtenida por el método numérico antes mencionado (MoM), que será función, como ya se dijo, de la geometría de la antena, de la frecuencia de trabajo seleccionada y de la constante  $k_y$ . La parte real e imaginaria de este determinante se dibujarán en función de  $k_y$  ó  $\epsilon_{\text{reff}}$  (según se elija) en el cuadro destinado a tal efecto del programa (ver parte inferior de la Figura 6), de tal manera que podemos traducir lo dicho como sigue:  $\det P = \Phi(k_y) = \Phi(\epsilon_{\text{reff}})$

El botón que permite calcular y dibujar el determinante de la matriz en función de  $k_y$  ó  $\epsilon_{\text{reff}}$  puede verse en la Figura 13.



Figura 13. Botón Show DetP.

Una vez pulsado este botón, nos aparecerá una gráfica de especial importancia y a la cual deberemos prestar atención, pues nos da información acerca de todos los posibles modos (soluciones) que pueden propagarse por nuestra cavidad. De hecho, cada paso por cero de la gráfica representada nos dará una posible solución o modo. En la Figura 14 puede observarse como existen dos posibles soluciones para un caso particular de estructura, donde la gráfica corta dos veces con el eje x, que corresponde a dos modos permitidos dentro de la cavidad.



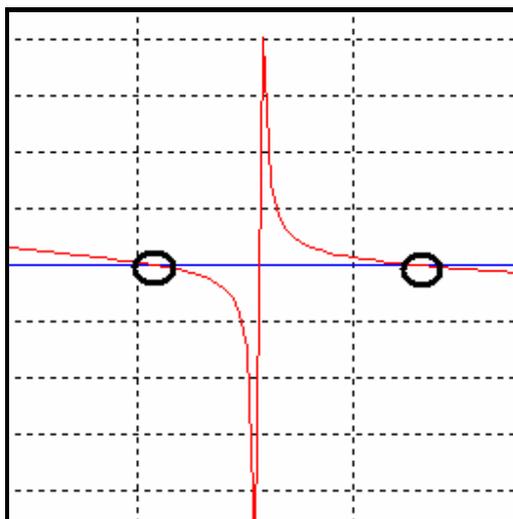


Figura 14. Representación gráfica:  $\det P$  frente a  $\epsilon_{\text{eff}}$ .

Dos posibles soluciones pueden observarse.

Para seleccionar y estudiar cada uno de los modos hallados por separado con mayor detenimiento, deberemos hacer uso del botón destinado para tal efecto: *Find Propagation Mode*. Éste puede verse en la parte superior izquierda de la Figura 15.

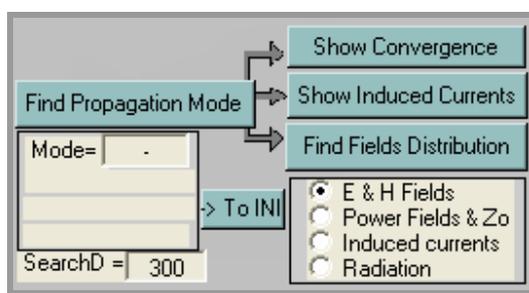


Figura 15. Botón Find Propagation Mode

Para hacer uso de él, antes habrá que introducir el número de modo del cual pretendemos hallar sus características. Para ello, deberemos introducir el número del modo deseado en la casilla *Mode* y después pulsar el botón *Find Propagation Mode*. Una vez pulsado, nos aparecerá en la ventana principal del programa una gráfica como la mostrada en la Figura 17, donde puede verse que el programa ha encontrado el modo 1 en la estructura analizada, que es el primer paso por cero que nos encontramos.



Del mismo modo, si ahora seleccionamos  $Mode=2$ , la rutina del programa encontrará de manera similar el segundo paso por cero que nos encontremos (modo 2), y así sucesivamente con todos.

Por supuesto, la solución hallada tendrá un valor para la constante de propagación del modo,  $k_y$ , que en el caso de la guía cerrada, o abierta con onda de superficie, será real ( $\alpha=0$ ), como puede verse con mayor detalle en la Figura 16.

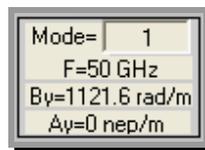


Figura 16. Modo 1 encontrado, con  $k_y=\beta_y-j\alpha_y=1121.6-j\cdot 0$

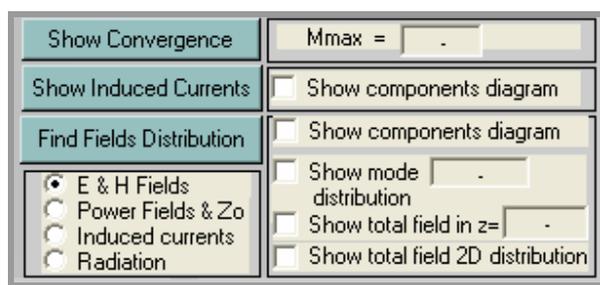
Cabe destacar la posibilidad de que aún existiendo un paso por cero (corte con el eje) visible, el programa no sea capaz de encontrar dicho modo o solución, en cuyo caso se deberá hacer uso de la opción *SearchD*, aumentando el valor, por ejemplo, a 600, y conseguir así que el programa encuentre la solución, pues éste incrementa la resolución en la búsqueda de ceros.



Figura 17. Modo 1 encontrado.



Una vez encontrada la solución (modo), P.A.M.E.L.A. nos permite realizar prácticamente cualquier estudio en torno a dicho modo. Tal es el caso de curvas de dispersión (en las que se profundizará más adelante), patrones de campo eléctrico y magnético, diagramas de radiación, corrientes inducidas, vector de Poynting, etc. Para ello, asociado al botón *Find Propagation Mode* encontramos el menú que nos permite tales posibilidades.



**Figura 18.** Opciones disponibles en P.A.M.E.L.A.

para analizar los modos encontrados.

En la Figura 18 podemos observar dichas posibilidades: *E & H Fields* (muestra el patrón de campo eléctrico y magnético), *Power Fields & Zo* (muestra el vector de Poynting transversal y axial), *Induced Currents* (muestra el diagrama de corrientes) y *Radiation* (muestra el diagrama de radiación del modo estudiado).

Una vez seleccionadas las casillas deseadas, basta con pulsar el botón *Find Fields Distribution* para obtener los resultados. Un ejemplo de uno de los resultados que muestra el programa tras activar la casilla *E & H Fields* puede verse en la Figura 19, donde se muestra la distribución de campo eléctrico en el plano  $y=0$ .



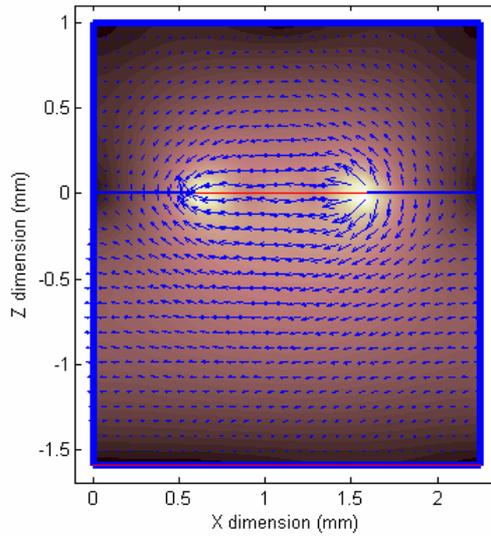


Figura 19. Distribución de campo eléctrico en el plano  $y=0$ .

Un ejemplo del resultado que muestra el programa tras activar la casilla *Power Fields & Zo* puede verse en la Figura 20, donde se muestra el vector de Poynting en la dirección axial.

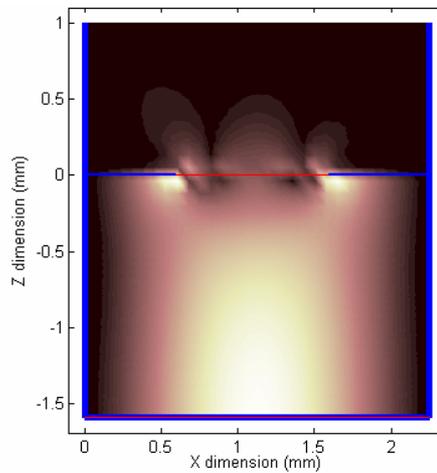


Figura 20. Vector de Poynting en la dirección axial (plano  $y=0$ ).

Si marcamos la casilla *Induced Currents*, el programa mostrará una gráfica como la presentada en la Figura 21, donde se muestran las corrientes inducidas en el circuito planar (*slot* o *strip*).



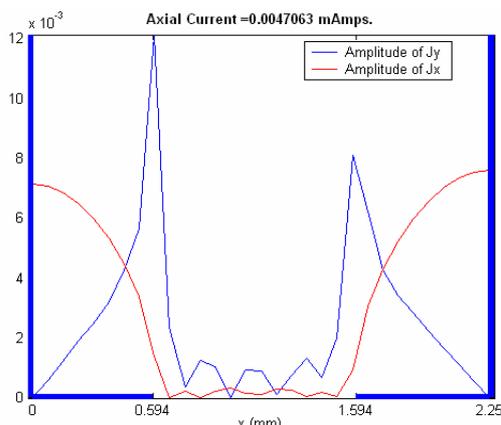


Figura 21. Corrientes inducidas dentro de la cavidad en la dirección axial.

Por último, si seleccionamos la opción *Radiation*, el programa nos mostrará el patrón de radiación del modo junto con algunas gráficas adicionales asociadas al mismo de especial interés. Un ejemplo de esta opción puede verse en la Figura 22. Destacar aquí que esta opción solo es válida para modos cuya constante de propagación del modo,  $k_y$ , sea compleja, es decir, que radien (modos leaky). En el caso de tener modos de superficie o modos de guías cerradas, su patrón de radiación será nulo, ya que en estos casos, como ya se comentó con anterioridad, su constante de propagación,  $k_y$ , es real ( $\alpha=0$ ), y por tanto no pueden radiar (modos reales).

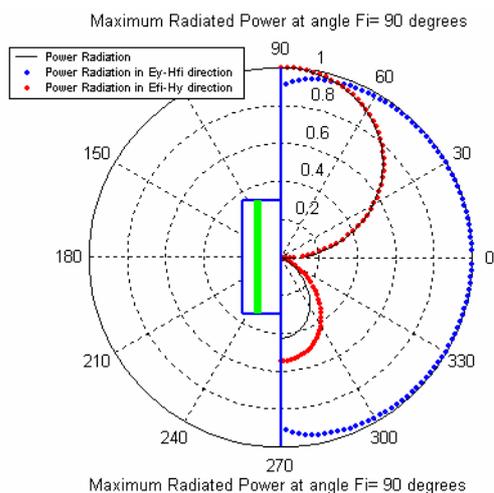
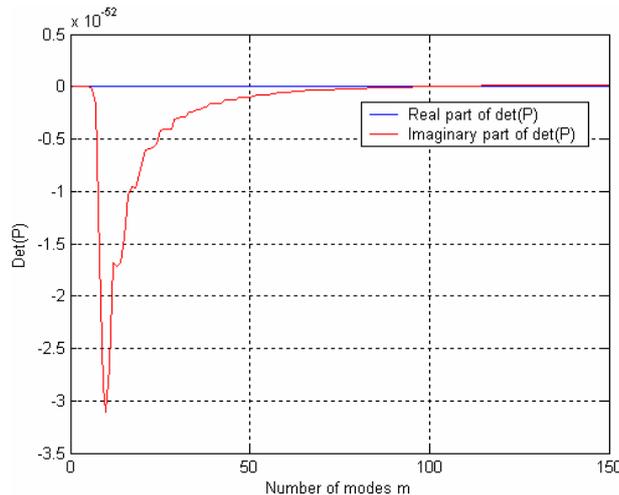


Figura 22. Patrón de radiación del modo estudiado.



Como función adicional que permite P.A.M.E.L.A., nombrar la posibilidad que presenta de estudiar la convergencia del determinante de la matriz en función del número de modos seleccionado (ver Figura 11) para hallar dicho determinante y comprobar así que nuestra elección en cuanto al número de modos fue correcta. El botón que permite tal posibilidad es *Show Convergence* (ver parte superior de la Figura 18) y para poder visualizar la convergencia de la solución en función del número de modos deberemos introducir el número de modos en la casilla *Mmax*, situada al lado de dicho botón. Con ello, podremos obtener una gráfica como la mostrada en la Figura 23, de la cual podemos concluir que, a partir de un número de modos cercano a 100, la convergencia del determinante de la matriz, para ese tipo determinado de estructura, se encuentra dentro de niveles aceptables.



**Figura 23.** Convergencia de la solución adoptada en función del número de modos elegido.

Para finalizar con la descripción del programa, en la Figura 24 se muestra, a modo de resumen del funcionamiento del mismo, el diagrama de bloques funcional de P.A.M.E.L.A.



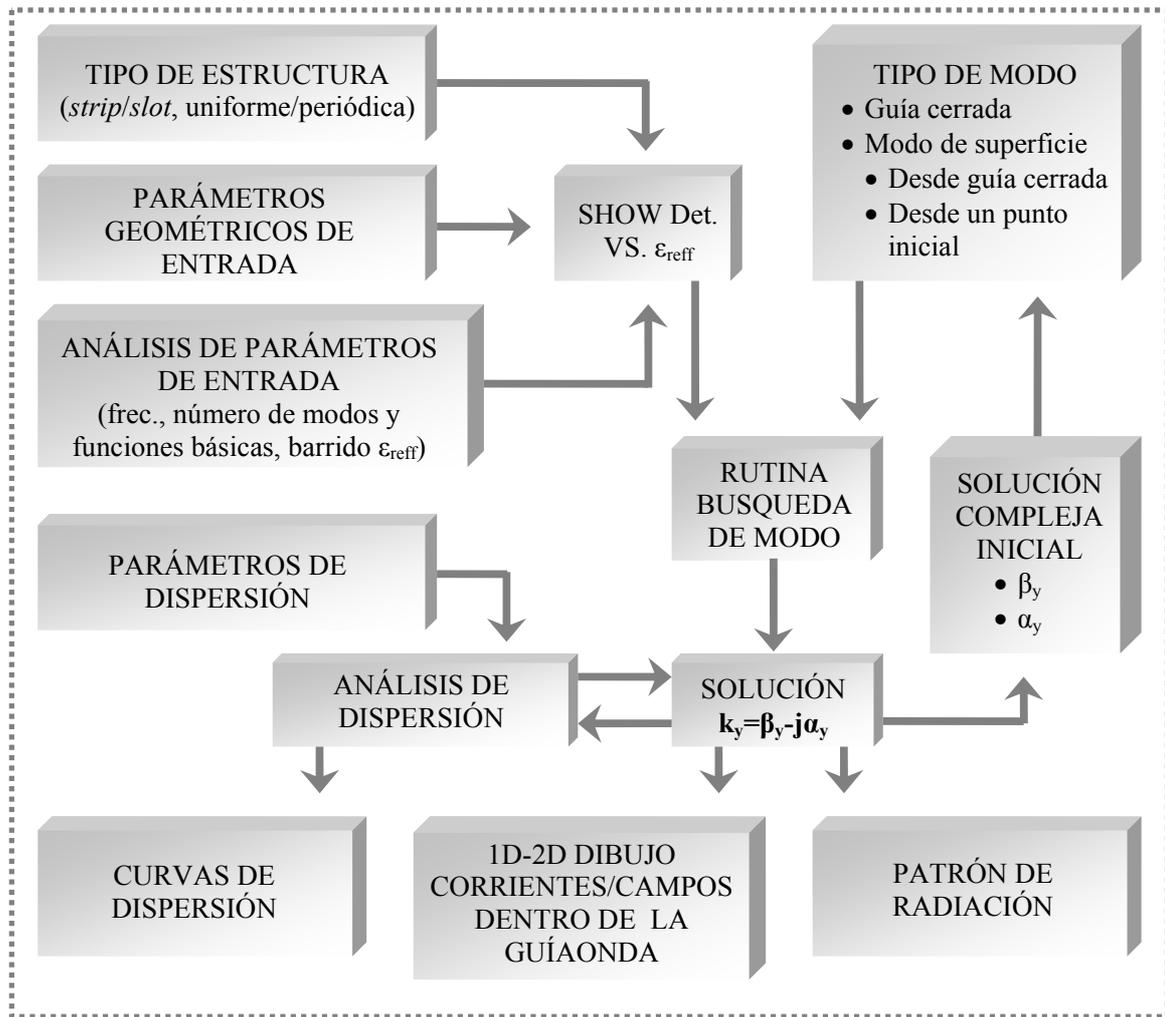


Figura 24. Diagrama de bloques funcional de P.A.M.E.L.A.

### 3.3. Modos reales en guías de onda cerrada

Como ya se comentó anteriormente, los modos reales carecen de parte imaginaria (su constante de propagación  $k_y$  solo tendrá parte real). Esta condición precisamente es la que nos encontramos en los modos de guías de onda cerradas, pues si la guía permanece cerrada ningún modo que haya propagándose por ella puede salir y por tanto radiar al



exterior potencia. Por tanto, cuando seleccionemos la opción *Closed Tap* (ver Figura 9) en P.A.M.E.L.A., el programa nos dará una solución  $k_y$  real, es decir,  $k_y = \beta_y$ .

Del mismo modo, si seleccionamos la opción *Open Tap – Surface*, el programa buscará los modos de superficie de la guía de onda abierta. De nuevo estos modos son soluciones no radiativas (modos reales), incapaces de radiar energía al exterior, pues en ellos se cumple la condición de que  $\frac{\beta_y}{k_0} > 1$ , que es la condición de un modo surface-wave (o modo *bounded*) para la cual no existe radiación al exterior. Este valor de la constante de propagación normalizada ( $\beta_y/k_0=1$ ) determina, por tanto, la frontera entre los modos *leaky* y los *surface*, y, del mismo modo, el valor máximo de frecuencia que se puede alcanzar dentro de la región de radiación. De este modo podemos concluir que para un modo leaky-wave, si  $\frac{\beta_y}{k_0} > 1$ , no hay radiación, y por tanto, **el modo leaky se convertirá en onda de superficie**. Este fenómeno ocurre en todas las guías de onda abiertas con dieléctrico [22].

La opción *Open Tap – Surface* nos ayudará en la búsqueda de la solución buena de nuestro modo leaky deseado cuando ésta no sea posible mediante la opción *Open Tap – Leaky*. Veremos esto con más detenimiento en apartados subsiguientes.

### 3.4. Guías de ondas abiertas: Modos Leaky-Wave y de Superficie.

Cuando seleccionamos la opción *Open Tap*, P.A.M.E.L.A. nos permite hallar soluciones leaky-wave u ondas de superficie (ya comentadas brevemente en el apartado anterior). El parámetro que controla la apertura de la guía es *AlfaTap*, donde si *AlfaTap*=0, la cavidad está totalmente cerrada y si *AlfaTap*=1 la cavidad estará totalmente abierta. Normalmente se mantendrá este valor igual a la unidad. Asimismo, podemos introducir en la guía pérdidas (parámetro *tangD*) para aproximar con mayor realismo el problema planteado (ver Figura 25).



tang D =	0
AlfaTap	1

Figura 25. Valores de apertura de la cavidad y de pérdidas.

Así pues, para el caso de búsqueda de modos de superficie, el valor *AlfaTap* se mantendrá constante durante la rutina de búsqueda, coincidiendo su solución, si *AlfaTap*=0, con la hallada para el caso de una guía cerrada.

Sin embargo, para el caso de búsqueda de modos leaky-wave, el programa opera de diferente manera. En este caso, existen **dos posibilidades** para “engancharse” (encontrar solución) a un modo leaky-wave.

La **primera opción** es proceder a calcular el modo leaky desde la guía de onda cerrada (opción *From TxLine*, ver Figura 26) gracias a un algoritmo iterativo descrito en [21], en el cual se cambian las condiciones de contorno de la parte superior de la cavidad pasando de una guía totalmente cerrada a otra totalmente abierta por su parte superior. Recordemos que estos modos parten de una solución en el plano real (procedentes de guías cerradas) para después pasar al plano complejo ( $\alpha$  distinta de cero  $\rightarrow$  radiación) y convertirse así en modos de radiación. Para ello el programa comienza calculando el determinante de la matriz suponiendo que la tapa está cerrada (comienza con el valor de *AlfaTap*=0), para después ir abriendo la parte superior de la cavidad poco a poco (variando el valor de *AlfaTap* hasta el valor final seleccionado, que normalmente será igual a 1 –guía totalmente abierta-) en un número suficiente de pasos (opción *Steps*, ver Figura 26) como para poder encontrar el modo leaky deseado en el plano. La idea es que el modo leaky de la guía abierta se puede hallar a partir del modo real de la guía cerrada, abriendo poco a poco la guía.

Por tanto, esta opción se hace necesaria cuando empezamos una nueva simulación y queremos encontrar un modo leaky, donde el programa parte de unas condiciones de contorno donde la guía de onda está cerrada para después proceder a su búsqueda cambiando dichas condiciones de contorno (apertura de la cavidad) mediante una transición suave.



En ocasiones, no seremos capaces de encontrar dicho modo si el parámetro *Steps* es pequeño, por lo que podremos incrementar dicho parámetro para que la transición de guía cerrada a abierta sea más suave aún y podamos engancharnos al modo leaky sin problemas.



Figura 26. Opciones disponibles para la búsqueda del modo leaky-wave.

La **segunda opción** es partir de una solución compleja encontrada en análisis anteriores, para lo cual deberemos tener el punto  $k_y$ , complejo ( $\beta$  -en rad/m- y  $\alpha$  -en nep/m-). De esta manera seleccionamos la opción *Initial Point* (ver Figura 26), de tal manera que **en tan solo un paso** (seleccionamos *Steps=1*) podremos localizar el modo leaky correspondiente a dicha solución, pues no necesitamos partir de una guía cerrada en el plano real puesto que ya partimos de la solución compleja hallada en simulaciones anteriores. Esta opción resulta de especial interés cuando hemos encontrado un modo leaky y tenemos una solución compleja válida, pues evita tener que empezar de nuevo a partir de la guía de onda cerrada a encontrar el modo leaky, con el consecuente ahorro de tiempo.

Asociado a este segundo método de búsqueda del modo leaky-wave tenemos la posibilidad de encontrar un modo leaky con mayor facilidad mediante la opción *Surface* (ver Figura 9). Veamos esto con mayor detenimiento.

Como sabemos, el modo leaky se convierte en modo u onda de superficie cuando  $\frac{\beta_y}{k_0} > 1$ , y en estas condiciones su  $\alpha$  será cero o próxima a cero, pues no existe radiación. En ocasiones seremos incapaces de movernos al plano complejo partiendo de la solución real para encontrar un modo leaky. Es de especial ayuda en estos casos la opción *Surface*:



si conocemos la zona de frecuencia donde el modo leaky deja de radiar, podemos buscar una solución para el modo de superficie a dicha frecuencia, y partir de esa solución encontrada ( $k_y$ ), seleccionar la opción *Initial Point*, introduciendo el valor de  $\beta_y$  hallado (parte real de  $k_y$ ), **pero no así con el valor de  $\alpha_y$ , pues a éste le daremos un valor muy pequeño** (por ejemplo, 0.01). Seguidamente presionamos *Find Propagation Mode* y esperamos a ver si el programa es capaz de encontrar la solución compleja de nuestro modo leaky deseado.

El por qué de seleccionar  $\alpha_y$  distinto del encontrado y próximo a cero tiene su razón en lo expuesto anteriormente: para el modo leaky, cerca de la zona donde deja de radiar, su  $\alpha_y$  será muy pequeña. Por eso, mediante este método, intentamos “engañar” al programa para que se “enganche” al modo leaky dándole a  $\alpha_y$  un valor próximo a cero, pero manteniendo la  $\beta_y$  del modo de superficie hallado (pues ésta no varía mucho del modo de superficie al modo leaky y por tanto su valor nos sirve). En la mayoría de ocasiones éste método será útil y obtendremos un éxito casi seguro en la búsqueda de un modo leaky difícil de encontrar mediante otros medios.

### 3.5. Estudio de curvas de dispersión

A lo largo del presente documento asociado al funcionamiento de P.A.M.E.L.A., hemos ido estudiando cómo podemos encontrar un modo leaky en el plano complejo a una frecuencia determinada. En este sentido, hemos encontrado una solución compleja (dada por  $\alpha_y$  y  $\beta_y$ ) a partir de una solución real (calculada mediante una guía cerrada u onda de superficie). Sin embargo, es de mucha utilidad estudiar cómo varía la constante de propagación del modo leaky al variar diferentes parámetros geométricos de la antena o la frecuencia de análisis. Se hace necesaria, por tanto, la utilización de algún mecanismo que nos permita examinar las variaciones de  $\alpha_y$  y  $\beta_y$  para un rango de valores determinado y poder así obtener conclusiones acerca de las características del modo leaky estudiado.



Una de las características que hacen de P.A.M.E.L.A. un programa potente es, precisamente, la posibilidad que posee para estudiar y resolver de una manera sencilla y rápida dicho análisis. De este modo, podemos obtener las **curvas de dispersión** de  $k_y$  en función de diversos parámetros seleccionables por el programa, tal y como se puede ver en la Figura 27, donde se observa que el barrido de valores puede ser realizado para valores de frecuencia, separación y anchura de la perturbación, longitud del stub, anchura del dieléctrico, valor de  $\epsilon_{\text{reff}}$ , altura del dieléctrico respecto a la base del  $\epsilon_{\text{reff}}$  y anchura de la cavidad.



**Figura 27.** Elección de parámetros para el análisis de curvas de dispersión.

Para proceder a dicho análisis, una vez seleccionado el parámetro de barrido y encontrada la solución compleja de nuestro modo leaky ( $\alpha_y$  y  $\beta_y$ ), deberemos indicarle al programa que tome dicha solución como inicial, de tal manera que el estudio de dispersión se realice a partir de ese punto, ya sea en sentido ascendente (aumentar el valor final del parámetro a variar) o descendente (disminuir el valor final del parámetro a variar), según se necesite. Para ello, el programa dispone del botón *To INI* (ver Figura 28), el cual deberá ser presionado una vez encontrado el modo leaky. Una vez pulsado, la constante de propagación y el valor del parámetro de dispersión elegido pasarán a ser puntos iniciales.



**Figura 28.** Botón To INI.

Seguidamente, deberemos seleccionar el valor final del parámetro de dispersión (*end*) y el valor del incremento (*delta*) que indicará el salto existente entre un valor y otro.



El programa calculará automáticamente el número de pasos que compondrán el análisis de dispersión. Una vez hecho esto, pulsando el botón *Show Propagation Disp* (ver Figura 29), la rutina del programa calculará para cada uno de los valores del parámetro de dispersión la nueva constante de propagación. Así, obtendremos diversas curvas, entre las cuales tenemos las curvas normalizadas de  $\alpha$  ( $\alpha/k_0$ ) y  $\beta$  ( $\beta/k_0$ ) en función del parámetro de dispersión seleccionado (ver Figura 30). Si éste fuera el valor de frecuencia, podríamos obtener las zonas de radiación de nuestro modo sin más que observar los valores  $\alpha/k_0$  y  $\beta/k_0$ . Del mismo modo, si el valor de dispersión elegido es un parámetro geométrico, como la anchura de la perturbación o la separación de ésta respecto de uno de los extremos

de la cavidad, podríamos obtener cómo varían el ancho de haz (pues  $\Delta\theta \cong \frac{\alpha_y/k_0}{0.183 \cdot \cos\theta_m}$ ) y la dirección de apuntamiento (pues  $\sin\theta_m \cong \frac{\beta_y}{k_0}$ ) con respecto a ellos<sup>5</sup>, con lo que podríamos obtener las características necesarias para obtener un diseño *taper* eficiente.



Figura 29. Diferentes parámetros para el análisis de dispersión.

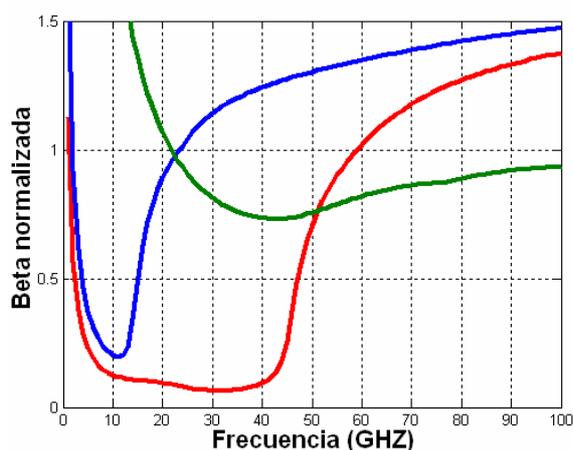


Figura 30. Curvas de dispersión en frecuencia ( $\beta/k_0$ ) de 0-100 GHz para diversos modos en una cavidad con perturbación tipo *slot*.

<sup>5</sup> Con mayor detalle se explica esto en el Capítulo 5.



Podría ser que en nuestro análisis, una vez hecho un primer análisis de dispersión, decidiésemos seguir con el mismo pero a partir, precisamente, del último valor de  $k_y$  encontrado.. Para ello, tenemos el botón *Last-> Found* (ver Figura 31), que permite que el último punto hallado en el análisis de dispersión pase a ser inicial, para así poder comenzar, si se desea, una nueva simulación desde ese punto.



Figura 31. Botón Last to Found.

### 3.6. Conclusiones

Como hemos podido observar a lo largo de este documento, las posibilidades que ofrece P.A.M.E.L.A. para facilitar las tareas de diseño de antenas Leaky-Wave son sobresalientes. Debido a su sencillo interfaz, los parámetros de entrada pueden ser fácilmente introducidos y los resultados pueden ser mostrados con rapidez. Además, el elevado número de estructuras que pueden ser estudiadas permite un amplio abanico de posibilidades de diseño. Finalmente, la característica más importante de la herramienta es el estudio de curvas de dispersión. Éstas nos acercan aún más a un diseño real, pues, de una manera visual, podemos obtener resultados importantes en cuanto a qué parámetros seleccionar o qué frecuencia de trabajo escoger para la antena. Esto puede ser visto, de una manera general, desde dos puntos de vista:

- ◆ Por un lado, nos permite controlar las regiones y límites de radiación para distintas frecuencias de un modo leaky considerando las expresiones siguientes:

- Zona de corte:  $\frac{\alpha_y}{k_0} > \frac{\beta_y}{k_0}$
- Zona de radiación:  $\frac{\alpha_y}{k_0} < \frac{\beta_y}{k_0} < 1$



La región de radiación es también llamada **región de onda rápida** [22] (en inglés, “*fast-wave*” *region*), pues el modo tiene una velocidad de fase longitudinal mayor que la velocidad de la luz en el vacío.

Estas zonas, como se vio anteriormente, pueden ser fácilmente estudiadas por P.A.M.E.L.A. mediante un *análisis de dispersión en frecuencia*.

- ◆ Por otro lado, la principal idea para obtener un diseño versátil y eficaz de una antena leaky wave es encontrar una estructura en la que la constante de fuga ( $\alpha_y$ ) puede ser variada sin cambiar la constante de fase ( $\beta_y$ ), pues esto permite variar el ancho de haz sin cambiar el apuntamiento, lo que la hace muy interesante en aplicaciones de tipo RADAR y en la reducción de lóbulos secundarios del diagrama de radiación de la antena. Como vimos, este fenómeno puede ser también estudiado por P.A.M.E.L.A., mediante, por ejemplo, un *análisis de dispersión en anchura de perturbación*, en el que podemos obtener conclusiones acerca de qué dimensiones de dicha perturbación serían las adecuadas para según qué aplicaciones y obtener, de este modo, un diseño *taper* óptimo.

### 3.7. Validación del programa.

Como parte final de este capítulo, y que servirá como validación del programa utilizado, se procederá a comparar los resultados obtenidos con P.A.M.E.L.A. mediante el método **full-wave en el dominio del espacio** (“*Space Domain*”, SpD) con una técnica **single-mode basada en la ecuación de resonancia transversa** (TRE, “*Transverse Resonante Equation*”, en inglés) [10] y con otro método **full-wave que hace uso de las funciones de Green en el dominio espectral** (“*Spectral Domain*”, SD) [24].



Se ha utilizado, para la comparación entre la exactitud de nuestro método con métodos anteriores, la constante de fase y atenuación en función de la anchura del *strip* ( $W/a$ ) para el primer modo leaky-wave del *strip* (primer modo de orden superior). Como se comentó, la *TRE* es menos exacta cuando el *strip* se hace más estrecho.

Por otro lado, nuestro método concuerda de una manera apreciable con la técnica SD debido a la naturaleza *full-wave* del mismo, pero con un ahorro de tiempo considerable en el cálculo de resultados con respecto a dicho método, ya que todas las ecuaciones son analíticas, evitándose así complicadas transformaciones (integrales de Fourier) en el dominio espectral.

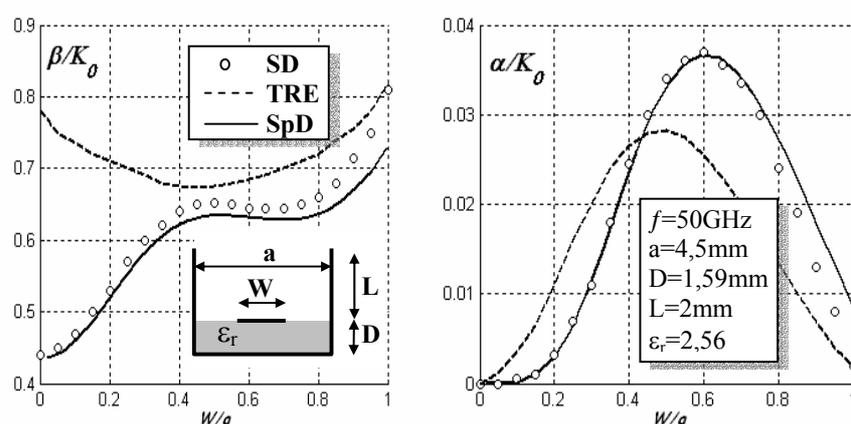


Figura 32. Comparación de la exactitud de nuestro método y otras técnicas implementadas.

Por otro lado, en nuestro empeño de proporcionar una herramienta fiable y rápida en el procesado de resultados, procedemos también a comparar resultados obtenidos con P.A.M.E.L.A. con los obtenidos en el año 1987 por Lampariello y A.A. Oliner en su estudio “A Novel Phase Array of Printed-Circuit Leaky-Waves Line Source”<sup>6</sup> para validar, de nuevo, nuestro programa. En él se realiza un estudio de curvas de dispersión variando la distancia de separación de la perturbación ( $X_l$ ) para observar el cambio que sufren las constantes de fase y atenuación. Del mismo modo, pero esta vez variando la anchura de la perturbación ( $W$ ), se hará otro estudio de dispersión para controlar los cambios producidos

<sup>6</sup> Véase referencia [10]



por las constantes de fase y atenuación. Sin más dilaciones, pasamos a representar las soluciones obtenidas por Lampariello-Oliner conjuntamente con las halladas con P.A.M.E.L.A.:

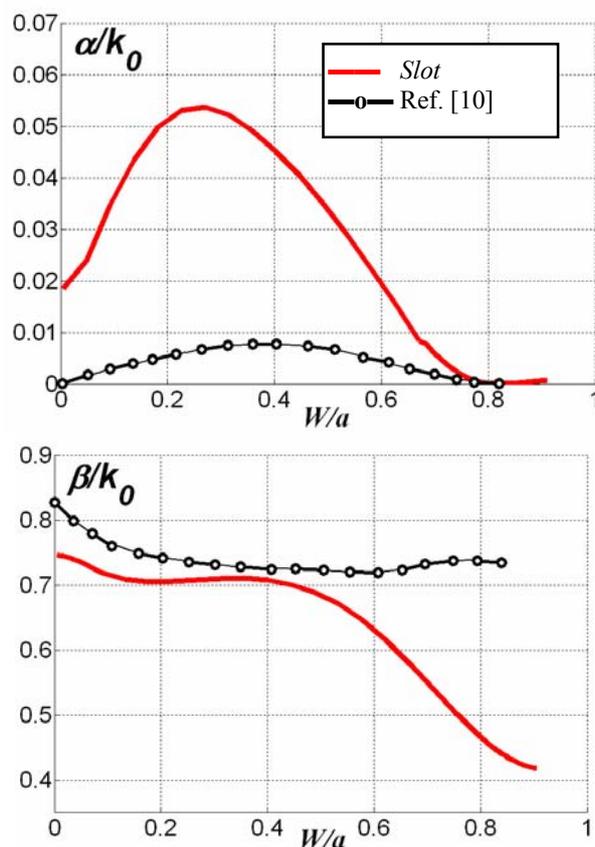


Figura 33. Constantes de fase y atenuación normalizadas en función de la anchura de la perturbación ( $W$ ).

En primer lugar, cabe destacar que el estudio realizado en [10] sólo se efectuó para un tipo concreto de perturbación en la antena, como es el *slot*. En el presente trabajo, tal y como se verá más adelante, se ahondará un poco más en el estudio, y dichas soluciones serán también propuestas para las antenas con perturbaciones de tipo *strip*.

En segundo lugar, el eje de ordenadas se ha normalizado a  $d/a$  y  $W/a$  para poder comparar las soluciones. De este modo, se observa que P.A.M.E.L.A. responde



notablemente con los resultados obtenidos, pues la similitud que encontramos comparando las soluciones es más que aceptable.

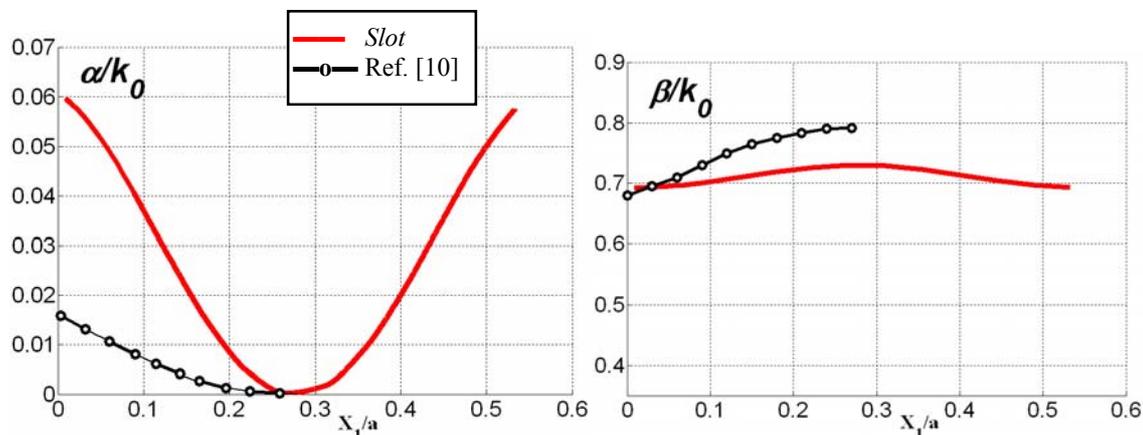


Figura 34. Constantes de fase y atenuación normalizadas en función de la separación de la perturbación ( $X_l$ ).

Como observamos, nuestros valores de la constante de fuga normalizada son mayores que los conseguidos en [10]. Esto se debe a dos razones fundamentalmente: en primer lugar, el método *full-wave* da, de por sí, valores más elevados de dicha constante. En segundo lugar, en [10] se ha tomado la longitud del *stub* como infinita. En nuestro estudio, por el contrario,  $L$  se fija a un valor concreto (en este caso  $L=1mm$ ). La influencia de dicha longitud se ha estudiado ampliamente en [17] y [19].

De este modo, podemos concluir que P.A.M.E.L.A. nos permite hallar soluciones coherentes y reales con una simplicidad y velocidad de cálculo hasta ahora casi impensables. La capacidad que posee para hacer estudios de dispersión nos proporcionará una idea certera acerca de cómo funcionará una determinada antena en un rango de frecuencias determinado o de cómo radiará la misma para una determinada geometría de los parámetros de la misma.



# Capítulo 4

## Análisis de antenas Leaky-Wave de sección uniforme

---

### **4.1. Regiones de funcionamiento para las antenas analizadas**

En el presente proyecto se han analizado tres tipos distintos de antenas, dependiendo del tipo de metalización planar impresa utilizada. Así, podemos hablar de la *strip*, *slot* o *grounded*, según se comentó anteriormente (ver Figura 5). Todas estas antenas están basadas en una guía rectangular rellena de dieléctrico perturbada con algún tipo de metalización planar, ya sea añadiendo un *slot* en la tapa metálica de la guía o bien añadiendo una metalización tipo *strip* en el interfaz dieléctrico-aire (que dependiendo de su posición con respecto a uno de los extremos de la guía podrá ser tipo *grounded* o no). Las dimensiones de la guía ( $a$  y  $D$ ), junto con el valor de la frecuencia de operación deben ser fijados para comenzar el análisis.



La región de radiación del modo leaky de la guía de onda perturbada estará por encima de la zona de corte del modo fundamental  $TE_{10}$ , cuyo comportamiento y propiedades son de sobra conocidos. Por tanto, podemos tomar la curva de dispersión en frecuencia del modo fundamental como una referencia respecto a la zona donde el resto de antenas analizadas tendrán región de funcionamiento.

Procediendo a un primer análisis con P.A.M.E.L.A., podemos obtener un análisis de la constante de fase normalizada ( $\beta/k_0$ ) en función de la frecuencia del modo fundamental  $TE_{10}$  en la guía cerrada con dieléctrico (DRWG, “*dielectric-filled rectangular waveguide*” en inglés), es decir, haremos un *análisis de curvas de dispersión en frecuencia*. Asimismo, para poder comparar ésta solución con el resto de simulaciones del resto de antenas, se presentan los resultados conjuntamente. En la Figura 35 puede verse la relación de la constante de fase en función de la frecuencia para un rango de 40 a 65 GHz para las antenas *Slot*, *Strip*, *Grounded* y DRWG, donde se ha empleado, para obtener los resultados, una guía dieléctrica rectangular de dimensiones  $a=2.25$ ,  $D=1.59$  y  $\epsilon_r=2.56$  siguiendo los seleccionados por [10].

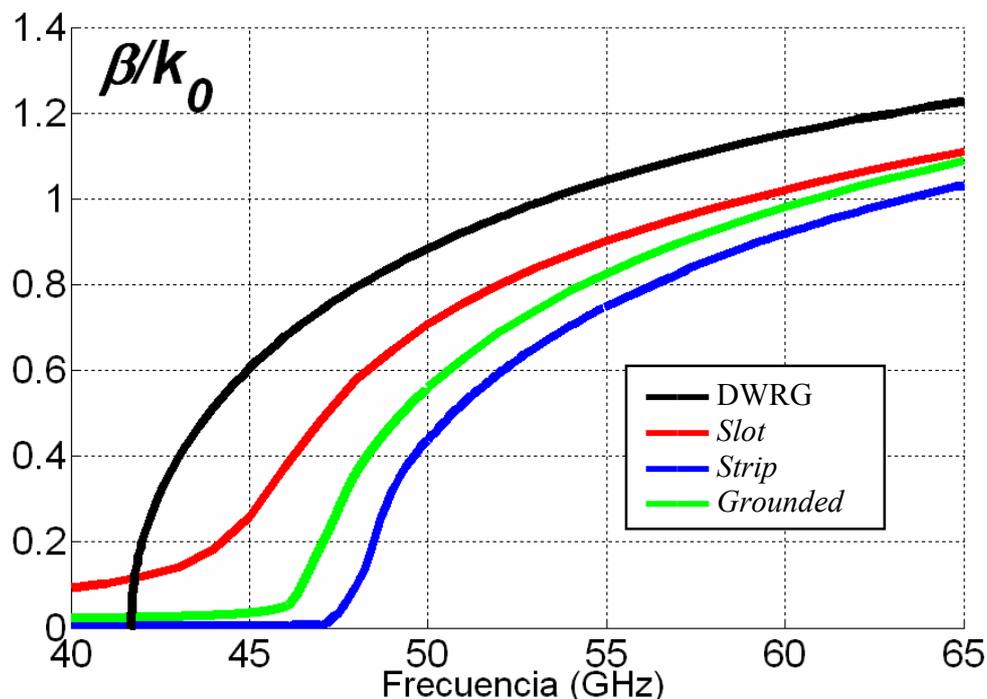


Figura 35. Constante de fase normalizada para distintos valores de frecuencia en las antenas *Slot*, *Strip*, *Grounded* y DWRG.



Aunque se puede apreciar que la solución obtenida para los casos *Strip* y *Grounded* difieren en mayor medida de la solución DWRG que en el caso de la antena con perturbación tipo *slot*, los tres tipos de antenas analizadas parecen funcionar correctamente en el rango de 50-60 GHz.

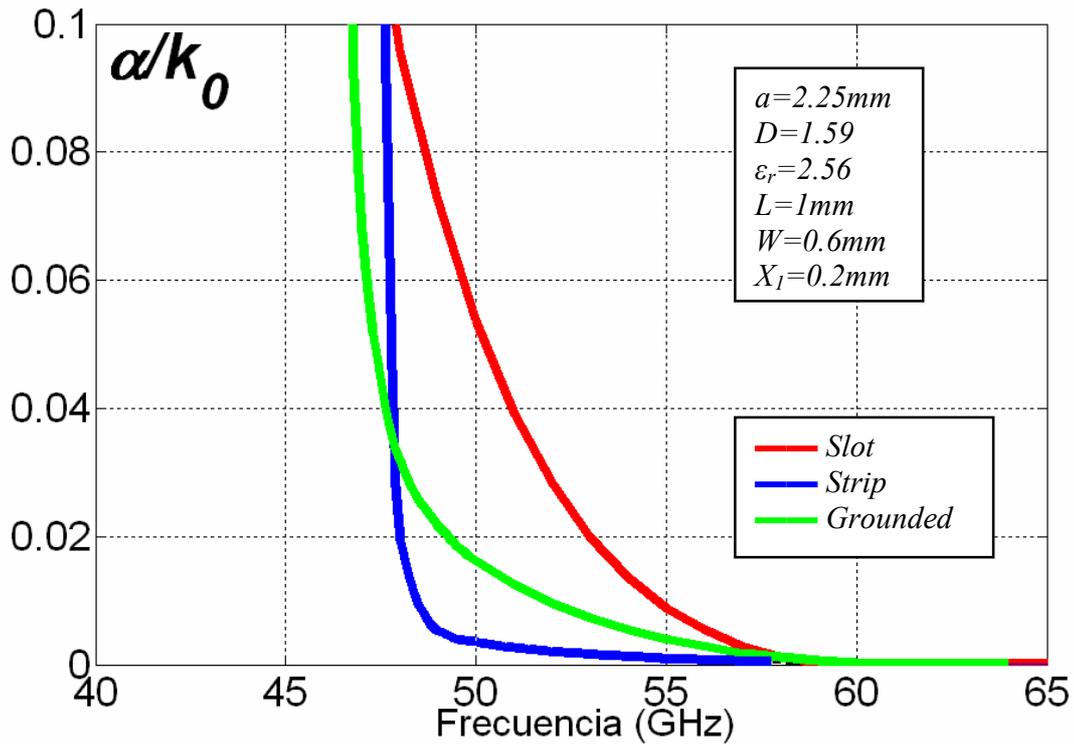


Figura 36. Constante de fuga normalizada en función de la frecuencia para las antenas *Slot*, *Strip* y *Grounded*.

No ocurre lo mismo para el caso de la gráfica donde la constante de fuga normalizada ( $\alpha/k_0$ ) es representada en función de la frecuencia. Como se muestra en la Figura 36, el valor de  $\alpha$  es bastante diferente para cada antena. Como se verá más adelante, el máximo valor de la tasa de fuga dependerá de las dimensiones de la perturbación, de tal modo que para las dimensiones indicadas en la figura, obtenemos una determinada respuesta de la tasa de fuga, obteniéndose resultados muy distintos mediante la elección de otro conjunto de parámetros geométricos de la antena.



Si comparamos en una misma gráfica las soluciones para  $\alpha$  y  $\beta$ , seremos capaces de encontrar la frecuencia a la cual el modo entra en corte (zona *cut-off* en la que el modo deja de radiar), sin más que encontrar en qué valor se cortan las soluciones para cada una de las antenas. Para frecuencias inferiores a estos puntos de corte, el modo entrará al corte, por lo que será imposible que se produzca radiación.

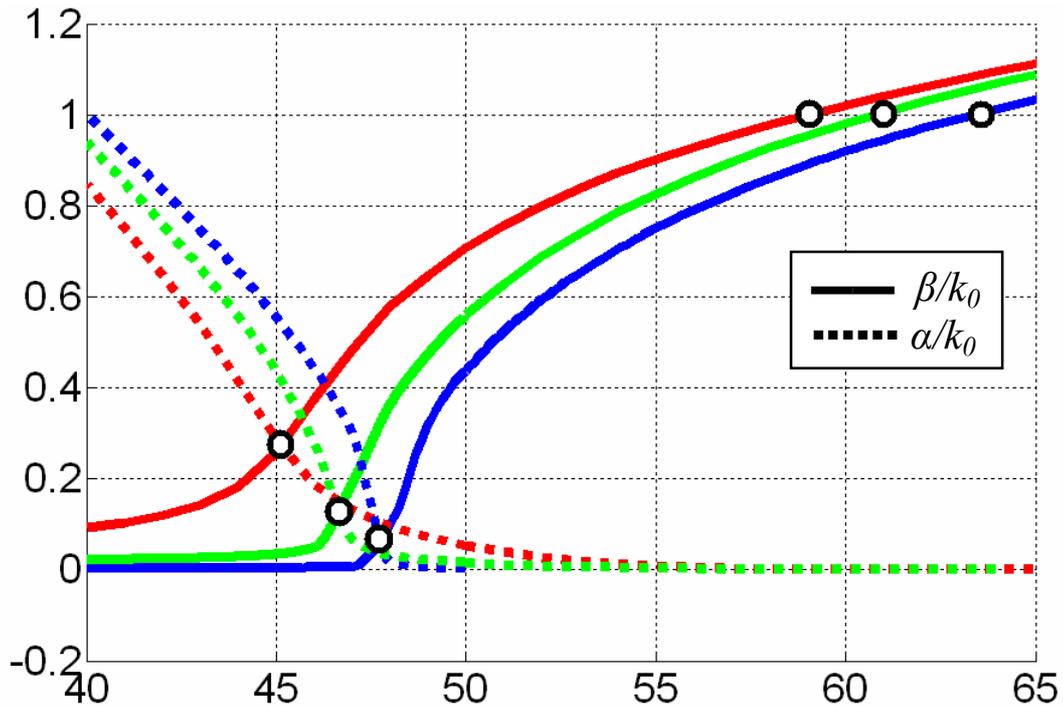


Figura 37. Determinación de la zona de corte para cada una de las antenas.

Se observa de la gráfica anterior que las frecuencias de corte se producen en 45 GHz para la antena tipo *slot*, 46.5 GHz para la antena tipo *grounded* y 47.5 GHz para la antena tipo *strip*.

Análogamente, **para encontrar el límite superior de frecuencia en el cual el modo deja de radiar y se convierte en onda de superficie** (zona *bounded*), debemos encontrar en qué valor de frecuencia la constante de fase normalizada supera la unidad ( $\beta/k_0 > 1$ ) o cuando la constante de fuga normalizada se hace cero ( $\alpha/k_0 = 0$ ), de tal modo que,



combinando todas estas relaciones, podemos expresar matemáticamente las distintas regiones de los modos como sigue<sup>7</sup>:

- **ZONA DE CORTE**  $\leftrightarrow \frac{\alpha_y}{k_0} > \frac{\beta_y}{k_0}$
- **ZONA DE RADIACIÓN**  $\leftrightarrow \frac{\alpha_y}{k_0} < \frac{\beta_y}{k_0} < 1$
- **ZONA BOUNDED**  $\leftrightarrow \frac{\beta_y}{k_0} > 1$  y  $\frac{\alpha_y}{k_0} = 0$

Con estas condiciones seremos capaces de determinar la región de radiación, corte u onda de superficie para cualquier modo leaky en general.

Las dos siguientes figuras muestran el mismo resultado que las anteriores, pero donde se ha sustituido el valor de  $\alpha/k_0$  y  $\beta/k_0$  por sus equivalentes ancho de haz ( $\Delta\theta$ ) y ángulo de máxima radiación ( $\theta_m$ ), para poder observar el efecto de escaneado en frecuencia desde la dirección *broadside* a la *endfire* así como la variación del ancho de haz con la frecuencia, que podría ser un problema para según qué aplicaciones.

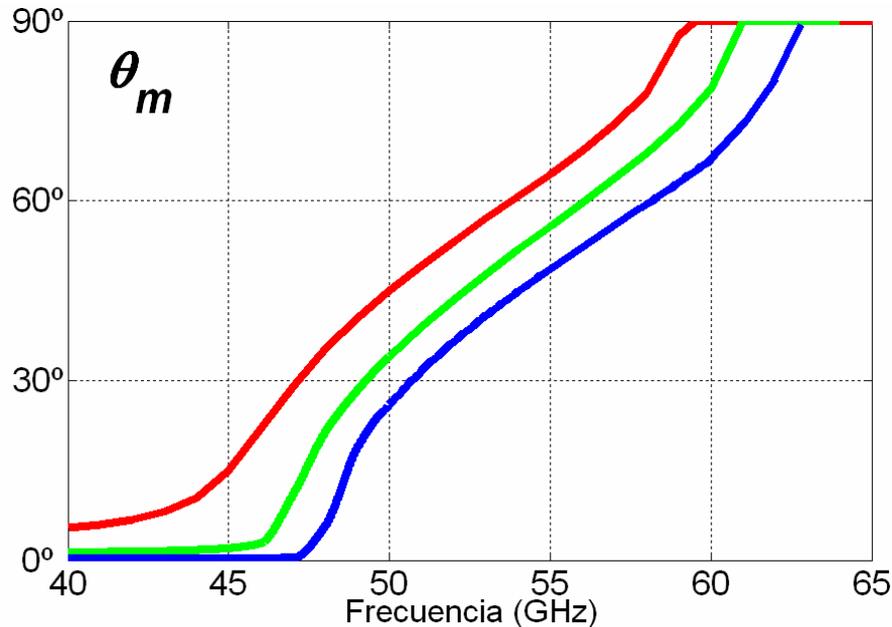


Figura 38. Escaneado en frecuencia para el ángulo de máxima radiación,  $\theta_m$

<sup>7</sup> Se ha tomado el eje “y” como el eje axial de la guía.



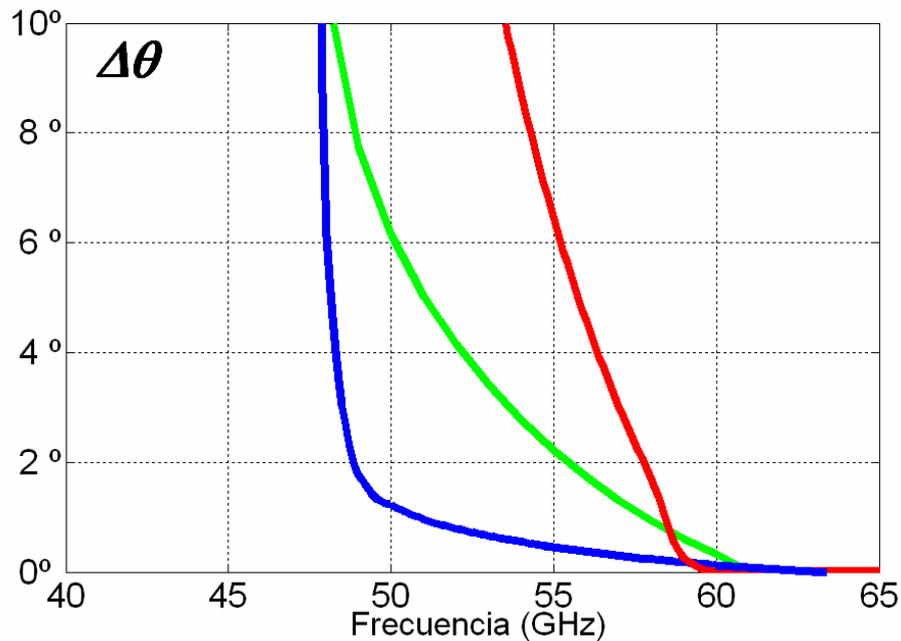


Figura 39. Escaneado en frecuencia para el ancho de haz,  $\Delta\theta$ .

Como se comentó, se observa una alta sensibilidad en frecuencia, pues variando poco el valor de la frecuencia, conseguimos grandes variaciones en el valor del ángulo de máxima radiación, lo que resulta de gran utilidad para muchas aplicaciones. De hecho, la radiación *endfire* ( $\theta_m=90^\circ$ ) no puede conseguirse con una guía sin dieléctrico, mientras que en la Figura 38 se puede observar cómo se alcanza esta dirección de radiación en la parte alta de barrido de frecuencias.

Podemos destacar la brusca variación que sufre  $\alpha$  cuando las frecuencias son bajas, hecho que nos puede llevar a confusión: en un primer momento podemos pensar que este elevado valor sea debido a pérdidas por radiación, pero esta idea se desvanece cuando, analizando con más detenimiento sus características, nos damos cuenta de que se debe a la atenuación del campo que provoca una reflexión hacia la fuente. Es decir, este elevado valor de  $\alpha$  no se debe a una posible radiación de la antena (pues nos encontramos en zona de corte y en estas condiciones el modo no puede radiar), sino que es debida a la reflexión.



#### 4.2. Análisis de los parámetros geométricos para las distintas antenas

En el apartado anterior se ha visto cómo podemos obtener el ancho de banda de operación de las antenas y las características más relevantes del ángulo de máxima radiación. Estos resultados han sido obtenidos para unos valores determinados de la guía onda ( $a$ ,  $D$  y  $\epsilon_r$ ), de tal modo que variando dichos parámetros podremos ser capaces de modelar dichos resultados. En concreto, la anchura de la guía de onda “ $a$ ” y su constante dieléctrica  $\epsilon_r$  serán los que determinen aproximadamente la frecuencia de corte del modo leaky, y por tanto el rango de frecuencias de radiación.

Como se comentó al principio, una de las características más importantes de las antenas leaky-wave con tecnología híbrida es que podemos controlar las características de radiación sin más que variar los parámetros geométricos de la perturbación (*slot* o *strip*): anchura de la perturbación ( $W$ ) y distancia de la misma a uno de los extremos de la cavidad ( $X_l$ ). La modificación de estos parámetros debe permitirnos el poder controlar la constante de fuga ( $\alpha$ ) pero manteniendo invariante la constante de fase de la antena ( $\beta$ ), es decir, poder elegir el ancho de haz ( $\Delta\theta$ ) más conveniente para una determinada aplicación pero sin variar el ángulo máximo de radiación ( $\theta_m$ ). Además esto permitirá poder variar la iluminación de la antena sin perturbar el ángulo de apuntamiento.

Por ello, para ver el efecto que tiene la variación de los parámetros geométricos en las distintas antenas sobre la constante de fase y atenuación normalizadas, se procedió a hacer un análisis con P.A.M.E.L.A. en el que, en primer lugar, iremos variando la separación de la perturbación ( $X_l$ ) respecto del extremo de la cavidad para observar su comportamiento. También se incluirán las curvas de referencia obtenidas por *Lampariello* y *Oliner* (1987), introducidas ya en el capítulo anterior, para poder comparar todos los tipos de antena estudiados en el presente trabajo.

En primer lugar, como ya se ha comentado, se analizará la repercusión que tiene la variación de la perturbación con respecto a uno de los extremos de la cavidad, es decir, variaremos  $X_l$  de manera que podamos ver cómo varían las constantes de fase y atenuación a lo largo de la misma. El eje de ordenadas se ha normalizado a  $X_l/a$  para situarlo en la



misma escala de resultados en estudios anteriores y obtener resultados relativos a la anchura de la guía de onda (“ $a$ ”). De la misma manera, se ha optado por un valor fijo de la anchura de la perturbación  $W=1mm$ , para poder compararlo con los resultados de *Lampariello y Oliner*.

Con estas consideraciones, en la Figura 40 puede verse dicho análisis, donde se observa la variación de la constante de fase normalizada ( $\beta/k_0$ ) con respecto a la variación de  $X_l$ .

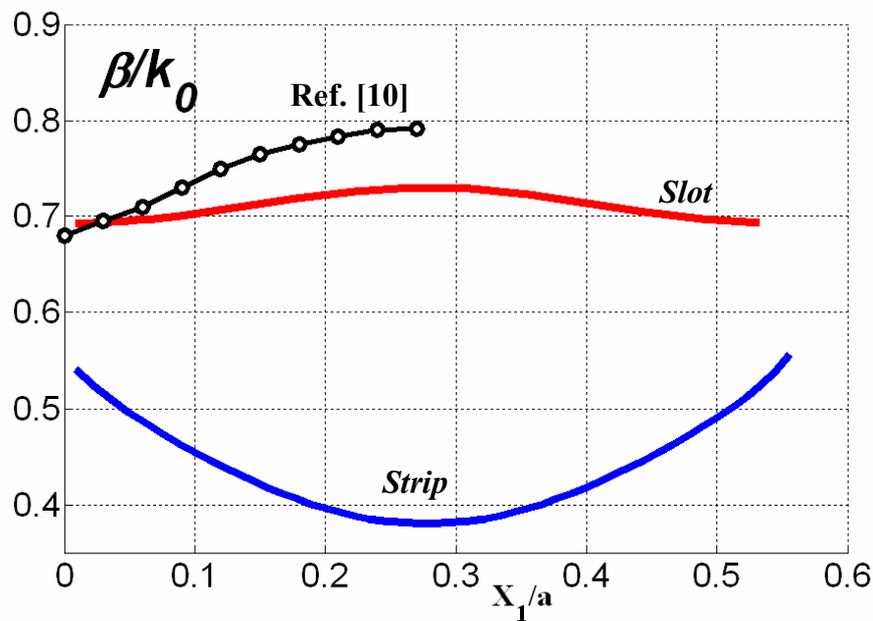


Figura 40. Constante de fase normalizada en función de la variación de  $X_l$  ( $W=1mm$ ).

Se puede observar en la Figura 40 cómo apenas se produce una ligera variación de la constante de fase conforme se varía la separación de la perturbación para el caso de la perturbación tipo *slot*, siendo ésta más brusca en el caso de la antena con perturbación tipo *strip*. Sin embargo, esta variación de  $\beta$  dependerá del valor que tome  $W$ , que en este caso se ha elegido igual a  $1mm$ .

Del mismo modo, podemos representar la constante de atenuación normalizada ( $\alpha/k_0$ ) en función de  $X_l$ . La Figura 41 muestra dicho análisis.



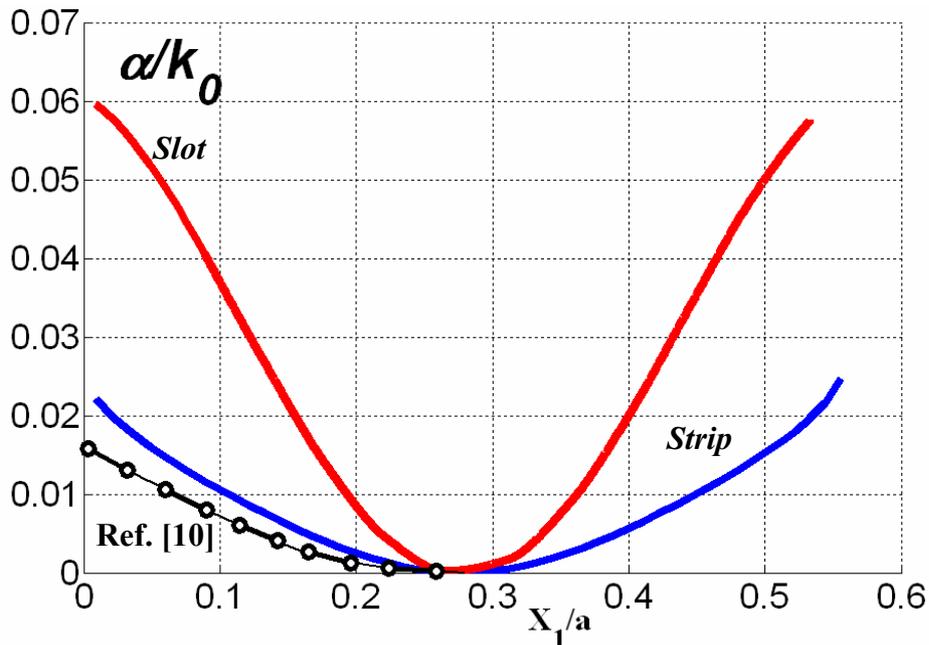


Figura 41. Constante de atenuación normalizada en función de la variación de  $X_1$  ( $W=1\text{mm}$ ).

Se puede ver cómo la constante de atenuación varía en un amplio rango de valores cuando variamos  $X_1$ . Analizando más detenidamente la gráfica, podemos resaltar algunos resultados importantes.

En primer lugar, se puede apreciar cómo la antenna con perturbación de tipo *strip* permite un valor mayor de la tasa de radiación ( $\alpha/k_0=0.06$  para  $d=0$ ) que con la perturbación de tipo *strip* ( $\alpha/k_0=0.022$  para  $d=0$ ).

En segundo lugar, como sabemos, si la perturbación está situada simétricamente respecto a la cavidad, es decir, está centrada, la antenna no producirá radiación. En este sentido  $\frac{\alpha}{k_0} = 0$ , y la expresión matemática que nos da el valor de  $X_1$  para el cual  $\frac{\alpha}{k_0} = 0$  lo podemos deducir fácilmente, y es:

$$X_{1\text{-centrada}} = \frac{a - W}{2} \quad (7)$$



Para el caso concreto analizado ( $a=2.25\text{mm}$ ,  $W=1\text{mm}$ ), el valor de  $X_I$  para el cual la constante de atenuación se anula es  $X_{I\text{-centrada}}=0.625\text{mm}$ . ( $X_{I\text{-centrada}}/a=0.2778$ ). Para valores inferiores o superiores a  $X_{I\text{-centrada}}$  la gráfica es simétrica, de tal modo que podemos elegir indistintamente entre la rama izquierda o derecha en torno a  $X_{I\text{-centrada}}$ .

En tercer lugar, podemos observar cómo podemos variar  $\frac{\alpha}{k_0}$  en un amplio rango de valores manteniendo prácticamente constante la tasa  $\frac{\beta}{k_0}$ , como se puede observar en las gráficas anteriores. Ésta situación nos permite variar el ancho de haz manteniendo constante el ángulo de máximo apuntamiento, de tal manera que variando la situación de la perturbación de la antena, seremos capaces de controlar la radiación de la misma sin afectar al ángulo de radiación ( $\theta_m$ ).

Éste tipo de mecanismo de control de radiación nos lleva a presentar el primer tipo de configuración *taper* (*TAPER-1*), que consiste en una modulación de la posición del *strip* o *slot* alrededor del valor  $X_{I\text{-centrada}}$ , de tal modo que ésta, por ser simétrica respecto a dicho valor, puede hacerse para valores mayores o menores de dicho valor, causando resultados similares, tal y como se muestra en la Figura 42.

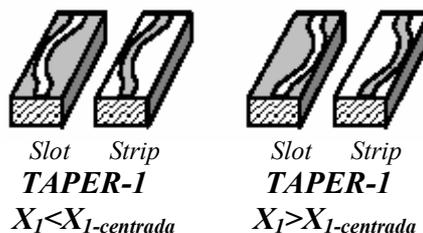


Figura 42. Diseño *taper* por modulación de la posición de la perturbación.

Obviamente, tal y como se ha podido comprobar de las gráficas anteriores, hay un tipo de antena que no se ha analizado en este estudio: la *Grounded-Strip*. En este tipo de antena,  $X_I$  es fijo e igual a cero, de tal modo que, para esta situación concreta de la perturbación, no tiene sentido hacer el estudio de la variación de  $X_I$ .



Una vez estudiada la influencia que tiene el variar la posición de la perturbación sobre el mecanismo de control de la radiación, podemos realizar un segundo estudio en el que, manteniendo fija la posición de la perturbación, se varíe su anchura  $W$ , y obtener así, de nuevo, el comportamiento de las constantes de fase y atenuación normalizadas pero esta vez en función de la anchura del *slot* o el *strip*.

De este modo, fijamos el valor de  $X_1=0.2mm$  para todo el análisis, y procedemos con P.A.M.E.L.A. a efectuar el estudio de curvas de dispersión en  $W$ . La Figura 43 muestra la constante de fase normalizada en función del parámetro  $W$ .

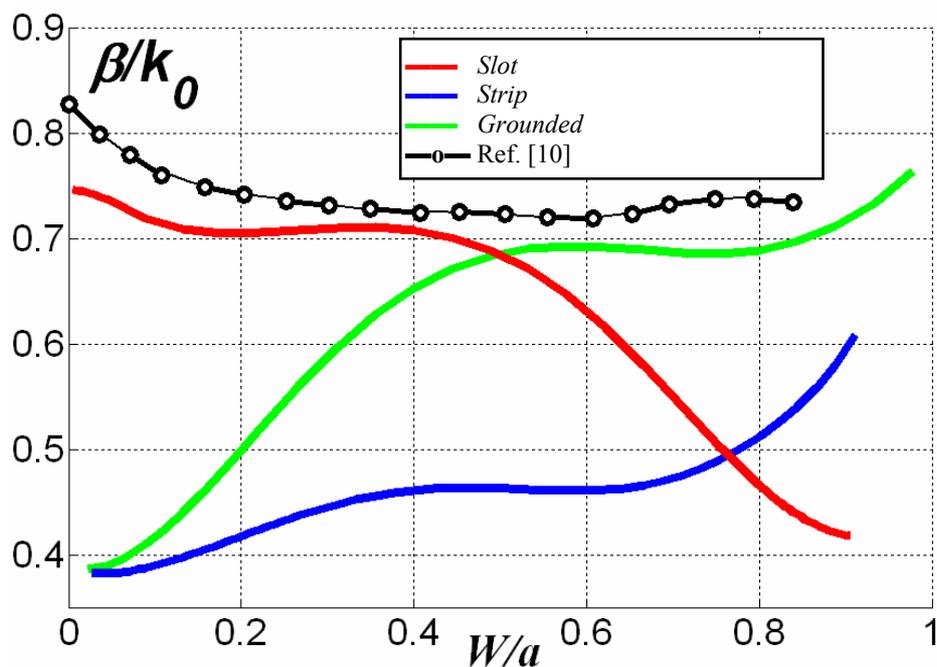


Figura 43. Constante de fase normalizada en función de la variación de  $W$  ( $X_1=0.2mm$ ).

De la Figura 43 podemos extraer algunos resultados importantes. Analicemos en primer lugar los resultados para **valores de  $W$  cercanos a cero**.

La constante de fase normalizada,  $\frac{\beta}{k_0}$ , para valores de  $W$  en torno a cero, en los casos *slot* y *strip* apenas produce una variación importante. Sin embargo, no ocurre lo



mismo para la antena con perturbación tipo *grounded-strip*, en la que se observa claramente cómo para valores de  $W$  próximos a cero, el valor de la constante de fase sufre una variación considerable. Por este motivo, únicamente las antenas con perturbación de tipo *slot* y *strip*, en el rango de  $W \approx 0$ , permiten mantener constante  $\beta$  variando  $\alpha$  en un amplio rango de valores, como podemos observar en la Figura 44.

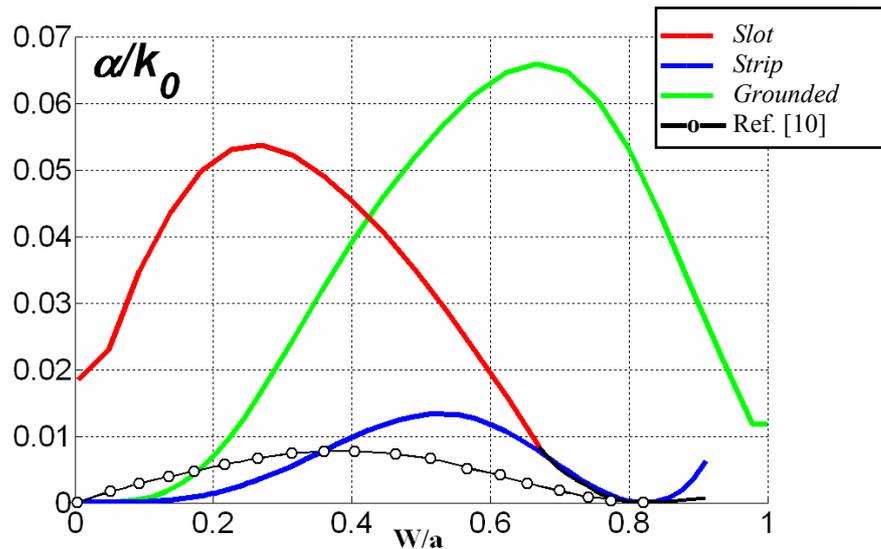


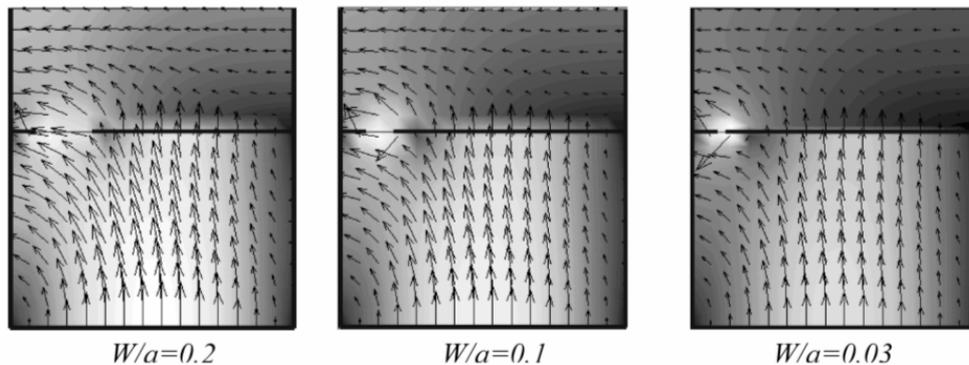
Figura 44. Constante de atenuación normalizada en función de la variación de  $W$  ( $X_f=0.2\text{mm}$ ).

Efectivamente, todas las antenas analizadas permiten variar  $\alpha$  en un amplio rango, pero, tal y como se vio en la Figura 43, sólo en los casos *slot* y *strip* podemos variar  $\alpha$  sin variar en exceso  $\beta$ , que es el objetivo que se persigue: poder variar el ancho de haz de la antena pero manteniendo el mismo ángulo de apuntamiento.

De este análisis, en el que se ha analizado la zona de  $W$  próxima a cero, pueden extraerse aún algunas características interesantes. Parece lógico pensar que, si hacemos  $W$  nula o en torno a valores cercanos a cero, estamos introduciendo valores de perturbación prácticamente nulos, de tal modo que podemos considerar que no existe dicha perturbación. Para el caso del *strip*, si hacemos su anchura nula, en realidad es como si tuviéramos una guía con dieléctrico abierta y sin perturbación (sin *strip*), de modo que no existe radiación ( $\alpha/k_0=0$ ). Este hecho se muestra en la Figura 44, donde  $\alpha=0$  para el valor  $W=0$ . Del mismo modo, para la antena *grounded-strip*, si hacemos  $W=0$ , es como si



tuviéramos, de nuevo, una guía abierta con dieléctrico, la cual, por sí sola, no produce radiación, hecho que se constata en la Figura 44, donde también  $\alpha=0$  para valores de  $W$  en torno a cero. Por último, y como hecho más significativo, podría pensarse que, para el caso de la antena con perturbación tipo *slot*, si su anchura tiende a cero, es como si tuviéramos una guía cerrada con dieléctrico, de tal modo que no puede producir radiación, pues precisamente la guía está cerrada. Sin embargo, las gráficas que se simulan con P.A.M.E.L.A. muestran un valor de  $\alpha \neq 0$  para valores de  $W=0$  en el caso del *slot*. Es decir, conforme vamos disminuyendo la anchura del *slot*,  $\alpha$  va decreciendo en valor, pero **en el límite**, cuando  $W$  tiende a cero, la propiedad  $\alpha=0$  no se cumple, pues esta situación no se corresponde con el hecho físico de la guía con la tapa cerrada. En otras palabras, en principio podría pensarse que puesto que la **anchura del *slot* tiende a cero**, la constante de fase del modo leaky debería tender a la del modo  $TE_{10}$  de la guía cerrada. De la misma manera,  $\alpha$  debería tender a cero, tal y como correspondería a una guía totalmente cerrada. Pero, tal y como se ve en la Figura 44, **el valor de la constante de fuga no tiende a cero** cuando el valor de la anchura se hace pequeño, sino que tiende al  $\alpha/k_0 \approx 0.02$ .



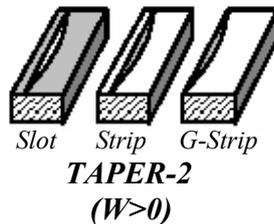
**Figura 45.** Patrón de campo eléctrico transverso del modo leaky para diferentes anchuras de *slot* a 50 GHz ( $X_1=0.2mm$ )

Este comportamiento de  $\alpha$  puede explicarse a partir del comportamiento del patrón de radiación del campo eléctrico transverso del modo leaky. La Figura 45 muestra dicho patrón para un valor de posición del *slot*  $X_1=0.2mm$ . En ella se puede ver con claridad como un valor más estrecho del *slot* provoca una alta dispersión en las líneas de campo fuera de la guía dieléctrica, permitiendo valores menores de  $\beta$  así como un valor no nulo de  $\alpha$ . Esto se debe al hecho de que no hay contacto eléctrico entre los dos extremos del



*slot*. El mismo fenómeno ocurre para la antena de tipo *grounded-strip* cuando la anchura del *strip* se hace muy ancha, de tal modo que queda un hueco muy pequeño entre el *strip* y una de las paredes de la guía (TAPER-3, Figura 47). En este caso, no hay contacto eléctrico entre uno de los lados del *strip* y una de las paredes metálicas. Por esta razón, el análisis por modulación de la anchura del *slot* para valores en torno a  $W=0mm$  (SLOT-2 en la Figura 5) así como la *grounded-strip* para valores grandes de  $W$  (G-STRIP-3 en la Figura 5) no pueden ser usadas como topología *taper* para las antenas propuestas en el presente proyecto. Sin embargo, el *strip* permite una tasa de radiación nula cuando la anchura del *strip* se hace cero, tal y como se ve en la Figura 44 ( $\alpha/k_0$  tiende a cero para valores estrechos del *strip*). Esto es debido a que el *strip* estrecho no produce una perturbación suficiente en la guía no radiativa como para hacer al modo *bounded* radiar (y convertirse, por tanto, en modo *leaky*)

Aclarado este hecho, mostramos en la Figura 46 la segunda topología *taper* propuesta (TAPER-2) para la zona en la que  $W>0$ . El TAPER-2 sólo se puede aplicar al *strip* y *grounded-strip*, ya que el *slot* no permite anular la radiación de la antena cuando el *slot* tiende a estar cerrado.



**Figura 46.** Diseño *taper* por modulación de la anchura de la perturbación para anchuras próximas a cero.

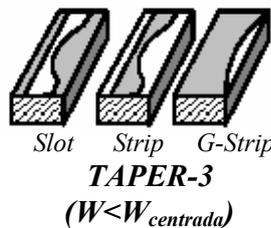
Analicemos ahora otra situación. Veíamos anteriormente, cuando analizábamos la influencia que tiene el variar  $X_l$ , que existía una posición de la perturbación (centrada) para la cual no existía radiación. Esto mismo ocurre ahora para el caso en el que variamos  $W$ . De este modo, la expresión matemática que relaciona el valor de  $W$  para el cual no existe radiación debido al efecto de simetría, es la siguiente:



$$W_{centrada} = a - 2 \cdot X_1 \quad (8)$$

Así, como en nuestro caso estudiado,  $a=2.25mm$  y  $X_1=0.2mm$ , el valor de anchura para el cual no existe radiación es  $W_{centrada}=1.85mm$  ( $W/a=0.822$ ). Esta situación concreta puede verse en la Figura 44, en la que  $\frac{\alpha}{k_0} = 0$  para las antenas tipo *slot* y *strip*. Obviamente, para el caso de la antena con perturbación tipo *grounded-strip*, esta situación de *strip* centrado se dará cuando  $W=a$ , ya que  $X_1=0$ . En este caso,  $\frac{\alpha}{k_0} = 0$  cuando  $W=a$ , o lo que es lo mismo,  $\frac{W}{a} = 1$ , es decir, cuando la anchura de la perturbación tape toda la guía, momento en el que lógicamente no debería existir radiación. Sin embargo, como pasaba con el *slot*, el comportamiento en el límite no es el de  $\frac{\alpha}{k_0} = 0$ , como puede verse de nuevo en la Figura 44.

Una vez examinado el valor de  $W_{centrada}$  para los distintos tipos de antenas, podemos mostrar las diferentes topologías *taper* aplicables en torno a este valor. Para  $W < W_{centrada}$ , la Figura 47 muestra dicha topología (TAPER-3).



**Figura 47.** Diseño *taper* por modulación de la anchura de la perturbación para anchuras inferiores a  $W_{centrada}$ .

En este caso, la topología TAPER-3 puede ser utilizada con éxito para el caso de la antena con perturbación tipo *strip*. Para el caso *slot*, la constante de fase para la perturbación *slot* sufre una fuerte variación en torno al valor  $W_{centrada}$ , como se vio en la Figura 43. En el caso de la antena con perturbación *grounded-strip*, no se puede usar este



mecanismo de tapa ya que no se logra anular la radiación. Profundizando un poco más, si observamos detenidamente, podemos notar, también, cómo la situación en la que se encuentra la antena *grounded-strip* para el TAPER-3 es similar a la situación en la que se encuentra la antena tipo *slot* para la topología TAPER-2 eligiendo  $X_1$  igual a cero. Esta es la razón por la cual las gráficas de  $\alpha$  y  $\beta$  normalizadas en el caso de la antena tipo *slot* y tipo *grounded-strip* son bastante similares (Figura 43 y Figura 44), aunque la antena con perturbación de tipo *grounded-strip* presenta una mayor variación en el valor de  $\alpha$ .

Por otro lado, para valores donde  $W > W_{centrada}$ , se hace un barrido creciente en  $W$  a partir del valor  $W_{centrada}$ , motivo por el cual este tipo de mecanismo *taper* (TAPER-4, Figura 48) no está permitido en la antena con perturbación de tipo *grounded-strip*, ya que en ese caso,  $W > a$ , es decir, la anchura de la perturbación sería mayor que la de la guía, y eso es imposible.



**Figura 48.** Diseño taper por modulación de la anchura de la perturbación para anchuras superiores a  $W_{centrada}$ .

En cualquier caso, este tipo de topología no parece apta para ningún tipo de antena. Para los casos en los que la perturbación sea de tipo *slot* o *strip*,  $\beta$  sufre una fuerte dispersión con  $W$  para ambos casos, de tal manera que no se presenta eficaz para aplicaciones que precisen de una dirección de apuntamiento constante. Por otro lado, para la perturbación tipo *grounded-strip*, este tipo de topología no es válida, por las razones explicadas anteriormente.

Como se mencionó, los resultados obtenidos en 1987 por *Lampariello* y *Oliner* han sido también dibujados para mostrar las diferencias con los resultados obtenidos mediante P.A.M.E.L.A. Cabe destacar diversos puntos.



En primer lugar, es importante mencionar que la aproximación de pequeña perturbación usada por *Lampariello* y *Oliner* para valores  $W > 0.25a$  y  $d > 0.1a$  no es precisa. Este es el motivo por el cual los valores de  $\beta$  hallados con P.A.M.E.L.A. difieren de los obtenidos con anterioridad.

En segundo lugar, existe también una diferencia notable en cuanto a los valores de  $\alpha$  obtenidos por nuestro programa y los obtenidos en estudios anteriores. Esto sucede por dos motivos muy simples. El primero es intrínseco a la técnica de análisis numérico empleada en cada estudio. La técnica utilizada por P.A.M.E.L.A., *full-wave*, da valores de  $\frac{\alpha}{k_o}$  más elevados que la técnica TRT empleada en estudios previos. La segunda razón acontece por el hecho de que una antena *leaky-wave* real debe tener una **longitud ( $L$ ) finita** del *stub*, que en nuestro caso es fija e igual a 1mm. Este hecho no ha sido tenido en cuenta por autores anteriores, quienes daban a  $L$  un valor infinito [10]. La influencia del valor  $L$  ha sido discutida en gran cantidad de artículos [6, 8, 9, 17, 19], mostrando una variación cuasi periódica de  $\alpha$ , con picos y valles en torno a resultados con longitud infinita.

En cualquier caso, la dependencia de  $\alpha$  con la anchura ( $W$ ) y la posición ( $X_l$ ) de la perturbación es la misma utilizando ambos métodos, donde los nulos de  $\alpha$  ocurren en la misma posición ( $X_{l-centrada}$  y  $W_{centrada}$ ). Por otro lado, es necesario tener una información definida acerca de la variación que  $\beta$  podría sufrir para algún  $W$  o  $X_l$  determinado, para poder elegir así el mejor mecanismo *taper*. Por ello, es esencial que un método *full-wave*, como el utilizado por P.A.M.E.L.A., sea llevado a cabo para poder analizar las distintas topologías *taper*.

Como conclusión, podemos decir que el circuito impreso de tipo *slot* ofrece un mejor mecanismo *taper* (TAPER-1) por variación de posición ( $X_l$ ), pues  $\beta$  ofrece una menor variación respecto a las otras antenas y  $\alpha$  puede alcanzar valores más elevados que en el caso *strip*. Para el caso de topología *taper* por variación de anchura ( $W$ ), la antena tipo *strip* permite hacer diseñar topologías *taper* eficientes en los casos  $W > 0$  (TAPER-2) y  $W < W_{centrada}$  (TAPER-3), mientras que en el caso de la antena *slot*, solo resulta eficiente



esta técnica en el caso en el que  $W$  posea valores pequeños ( $W > 0$ , TAPER-2), pues en el resto  $\beta$  es muy dispersiva.

Sin embargo, estos resultados han sido analizados para valores fijos de  $W=1mm$  (cuando se variaba  $X_l$ ) y  $X_l=0.2mm$  (en el caso en el que se variaba  $W$ ), pues, como se dijo, estos eran los valores tomados en estudios anteriores y se podía así comparar con los obtenidos por nosotros. Por tanto, se hace necesario hacer un análisis más detallado, de tal manera que se muestre una familia de curvas de  $\alpha$  y  $\beta$  para distintos valores de  $W$  (cuando hagamos el barrido en  $X_l$ ) y distintos valores de  $X_l$  (cuando el barrido se haga en  $W$ ). La siguiente sección tratará este análisis.

### 4.3. Familias de curvas

En este apartado mostraremos una familia de curvas para las antenas de tipo *slot* y *strip*, de tal manera que podamos encontrar el rango de valores de anchuras ( $W$ ) y posiciones ( $X_l$ ) de la perturbación que nos proporcionen una pequeña variación en la constante de fase ( $\beta$ ) del modo leaky y a la vez un rango elevado de valores de la tasa de radiación ( $\alpha$ ). De esta manera, seremos capaces de seleccionar el mejor mecanismo *taper* para cada tipo de perturbación.

Comenzaremos haciendo distintos barridos en  $X_l$  dependiendo del valor que tome la anchura, que será fija y tomará, para cada barrido, distintos valores. De esta manera, comenzamos con  $W=0.2mm$ , haciendo el barrido en  $X_l$ . Posteriormente, se variará el valor de  $W$  a  $0.6$ ,  $1$ ,  $1.4$  y  $1.8mm$  haciendo, de nuevo, barridos en  $X_l$  para esos valores fijos de  $W$ . Así, obtendremos 5 curvas de variación de  $X_l$ .

Como última aclaración antes de proceder a mostrar los resultados obtenidos, indicar que para todos los resultados se ha empleado una geometría de la antena con los siguientes valores:  $a=2.25mm$ ,  $D=1.59mm$ ,  $L=1mm$ ,  $\epsilon_r=2.56$ ,  $f=50GHz$ .



En primer lugar realizaremos el estudio para la antena con perturbación tipo *slot*.

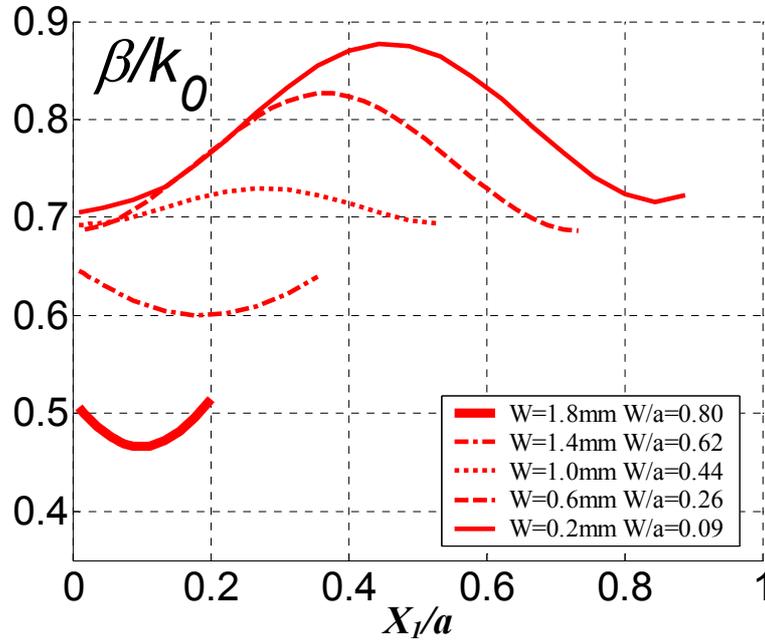


Figura 49. Constante de fase normalizada en función de la posición

de la perturbación  $X_1$  para distintos valores de la anchura  $W$  para la antena tipo *slot*.

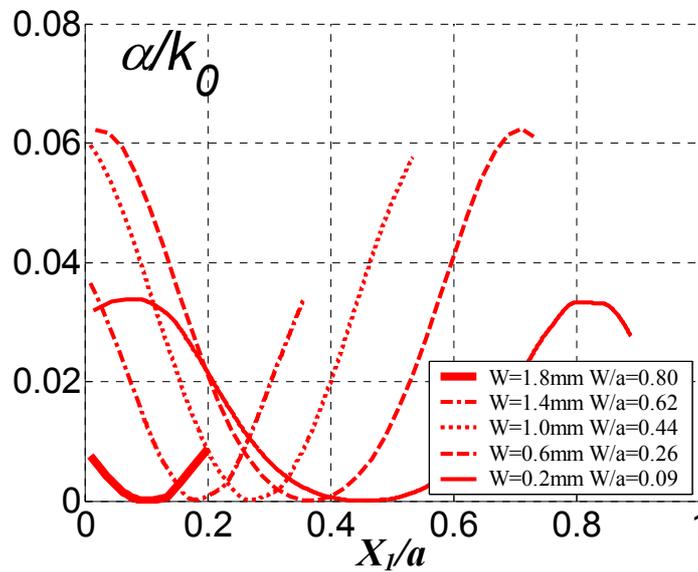


Figura 50. Constante de atenuación normalizada en función

de la separación de la perturbación  $X_1$  para distintas anchuras  $W$  para la antena tipo *slot*.



En las dos figuras anteriores se muestra las constantes normalizadas  $\beta$  y  $\alpha$  obtenidas modulando la posición del *slot* (*taper* tipo *SLOT-1* en la Figura 5) para diferentes anchuras. Para cada curva (para cada anchura  $W$ ),  $X_1$  se barre desde  $X_1=0mm$  hasta  $X_1=X_{1-MÁX}$ , siendo  $X_{1-MÁX}$  la máxima variación de la posición del *slot* permitida para esa  $W$  concreta, y viene dada por:

$$X_{1-MÁX} = a - W \quad (9)$$

Como se deduce de la ecuación (9), conforme  $W$  aumenta, el rango de barrido de  $X_1$  es menor, y también el valor  $X_{1-centrada}$ , dado por la ecuación (7), para el cual se anulaba la radiación.

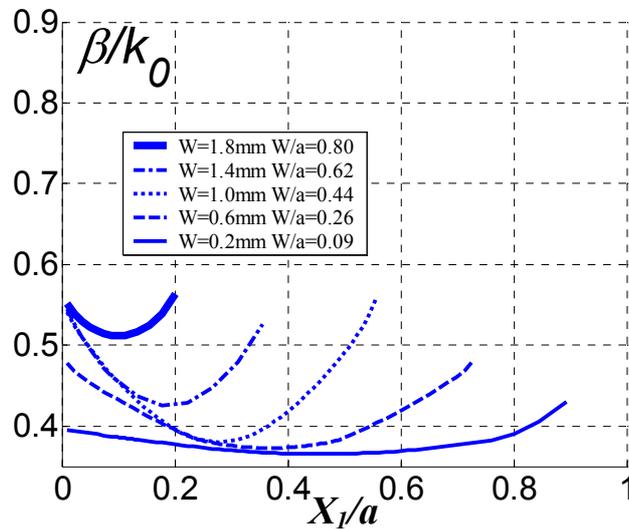
Hay dos aspectos importantes relativos a la anchura del *slot* que conviene destacar. En primer lugar, existe un valor óptimo de anchura,  $W_{OPT}$ , que reduce la variación de  $\beta$  a lo largo de todo el barrido en  $X_1$ . Éste valor, como se puede ver en la Figura 49, está entre  $W=1mm$  ( $W/a=0.44$ ) y  $W=1.4mm$  ( $W/a=0.62$ ), y que, según muestra la tendencia de la curva, podría estar más cercano a 0.44 que a 0.62.

El segundo aspecto importante esta relacionado con la capacidad que tenemos sobre  $\alpha$  de llevarla a su máximo valor posible, de tal manera que podemos elegir entre un amplio abanico de anchos de haz posibles. De nuevo, existe un valor óptimo de anchura que permite obtener un  $\alpha$  con un rango más elevado de valores alcanzables. De la Figura 50, podemos obtener que ese valor oscilará entre  $W=0.6mm$  ( $W/a=0.26$ ) y  $W=1mm$  ( $W/a=0.44$ ). Por tanto, de los resultados analizados anteriormente, podemos concluir para este caso concreto de perturbación tipo *slot* con modulación de posición  $X_1$ , que el valor óptimo de anchura de *slot* podría ser  $W=1mm$  ( $W/a=0.44$ ), en tanto que  $\beta$  produce una variación leve y  $\alpha$  permite alcanzar un rango de valores muy amplio ( $W/a=0.44$  permite alcanzar un valor de  $\alpha/k_0$  desde 0 hasta 0.06 con una variación absoluta en  $\beta/k_0$  de tan sólo  $\Delta\beta/k_0=0.03$ ).

Repitiendo el análisis pero esta vez para la perturbación de tipo *strip* (*STRIP-1* en la Figura 5), obtenemos de nuevo 5 curvas relativas al uso de diferentes anchuras empleadas.

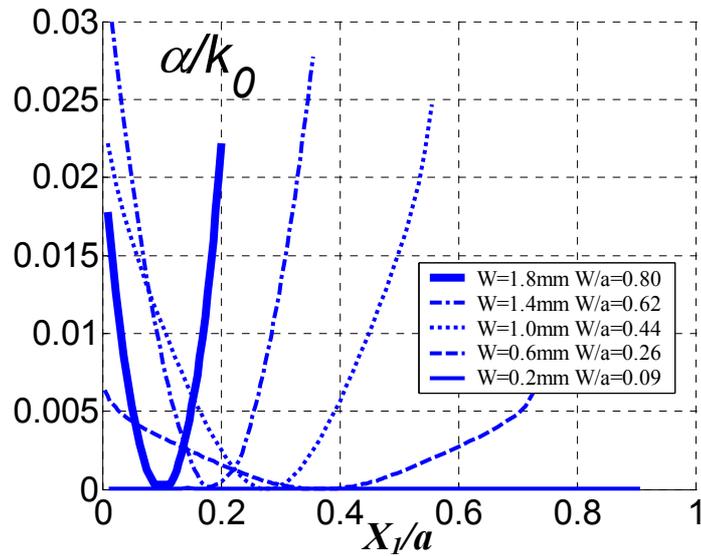


En la Figura 51 podemos observar el cambio que sufre  $\beta/k_0$  en función de la variación de  $X_l$  para distintas anchuras.



**Figura 51.** Constante de fase normalizada en función de la posición de la perturbación  $X_l$  para distintos valores de la anchura  $W$  para la antena tipo *strip*.

De la misma manera, podemos obtener el rango de variación de  $\alpha/k_0$  en función de la separación  $X_l$ . Esto puede verse en la Figura 52.



**Figura 52.** Constante de atenuación normalizada en función de la posición de la perturbación  $X_l$  para distintos valores de la anchura  $W$  para la antena tipo *strip*.



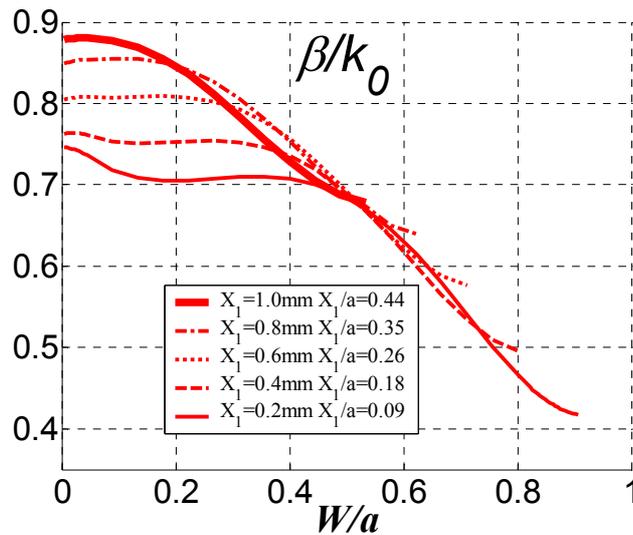
Analizando ambas gráficas, podemos ver que la mínima variación de  $\beta$  se obtiene para la curva en la que la anchura del *strip* es la más estrecha,  $W=0.2mm$  ( $W/a=0.09$ ), la cual, desafortunadamente, da el menor rango de variación de  $\alpha$ . Para obtener el máximo valor de  $\alpha$ , se debería escoger un valor más grande de anchura de *strip*,  $W=1.4mm$  ( $W/a=0.62$ ), que también hace que  $\beta$  varíe más ( $\Delta\beta/k_0=0.1$ ). Esta variación de  $\beta$  es mayor que en el caso del *slot*, y no sólo eso, pues también el máximo valor alcanzable por  $\alpha$  se ha visto reducido en relación al caso de usar perturbación tipo *slot*, siendo para el *strip*  $\alpha/k_0=0.03$ , justo la mitad del valor obtenido para el *slot*.

Como conclusión, podemos decir que en el caso de usar topología *taper* por modulación de posición de la perturbación, la antena tipo *slot* presenta mejores características que en el caso de usar una perturbación tipo *strip*, pues permite un menor  $\Delta\beta$  y, además, un mayor valor alcanzable de  $\alpha/k_0$ . Así mismo, la anchura óptima del *slot* está en torno a  $W/a=0.4$ , pues es la que permite variar  $\alpha$  en un mayor rango sin que  $\beta$  varíe demasiado.

Analizados estos resultados, pasamos ahora a realizar otra familia de curvas pero **basadas en la modulación de la anchura  $W$  para distintas posiciones  $X_I$  de la perturbación**. Dicho estudio será de nuevo realizado para los dos tipos de antenas estudiados anteriormente: *slot* y *strip*.

Por tanto, analizaremos la influencia que tiene el variar la anchura de la perturbación para cada una de las posiciones siguientes:  $X_I=0.2mm$ ,  $X_I=0.4mm$ ,  $X_I=0.6mm$ ,  $X_I=0.8mm$  y  $X_I=1mm$ . La Figura 53 muestra la constante de fase normalizada en función de la anchura para cada una de las posiciones fijadas.





**Figura 53.** Constante de fase normalizada en función de anchura de la perturbación  $W$  para distintos valores de la posición  $X_1$  para la antena tipo *slot*.

Puede observarse, como, al igual que sucedía en el caso en el que se variaba  $X_1$  para casos con  $W$  constante, existe un valor máximo que puede alcanzar  $W$ , en función del valor que tome en cada curva  $X_1$ . Este valor  $W_{MÁX}$  viene dado por:

$$W_{MÁX} = a - X_1 \quad (10)$$

Conforme  $X_1$  disminuye, la anchura del *slot* puede tomar un mayor rango de valores, desde  $W=0\text{mm}$  hasta  $W=W_{MÁX}$ . Un valor bajo de  $X_1$  también implica un elevado valor de  $W_{\text{centrada}}$ , según la ecuación (8). Por tanto, es deseable seleccionar un valor pequeño de  $X_1$  para poder variar  $\alpha$  en un amplio rango de valores. Sin embargo, nos encontramos con un problema si el *slot* está demasiado cerca de uno de los lados de la guía (es decir, valores pequeños de  $X_1$ ). Este problema puede verse claramente en el comportamiento de  $\beta$  (Figura 53) cuando  $W$  tiende a cero, de tal modo que la constante de fase normalizada sufre una fuerte variación cuando  $X_1$  es pequeño cerca de la zona  $W \approx 0$ . Esto es debido a la influencia de la pared metálica de la guía situada cerca del *slot*, de tal manera que el modo  $TE_{10}$  –cuando el *slot* está abierto ( $W > 0$ )– produce una perturbación más acusada para *slots* situados más cerca de la pared metálica. Por ello conviene elegir un



valor más alto para  $X_l$  que mantenga a  $\beta$  en una zona donde sufra apenas variación ( $X_l \geq 0.6\text{mm}$ , como se aprecia en la Figura 53).

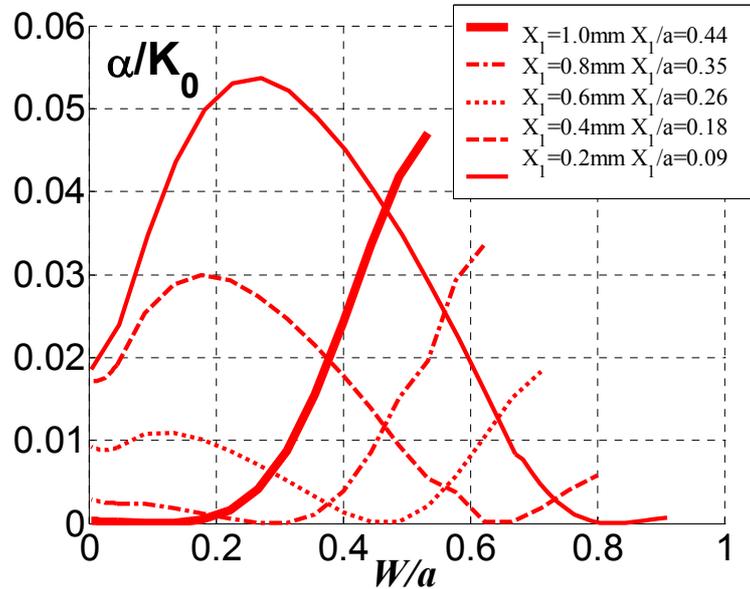


Figura 54. Constante de atenuación normalizada en función de anchura

de la perturbación  $W$  para distintos valores de la posición  $X_l$  para la antena tipo *slot*.

Examinemos la Figura 54 más detenidamente: por ejemplo, con  $X_l=0.2\text{mm}$  ( $X_l/a=0.09$ ) tenemos el valor máximo de  $\alpha/k_0=0.053$ , como se puede ver en la Figura 54, que se alcanza para un valor de  $W/a=0.25$ . Sin embargo, no podemos obtener un barrido completo de valores de  $\alpha$ , pues, tal y como se vio en la Figura 44, cuando  $W$  tiende a cero (*slot* muy estrecho),  $\alpha$  no se hace cero. Como ya se comentó, no se puede diseñar un taper haciendo que el *slot* se cierre (TAPER-2, Figura 46)

Además, como se vio en el apartado 4.2, la variación de  $W$  para la antena con perturbación de tipo *slot* (SLOT-2 en la Figura 5) debe estar situada en torno a valores bajos (TAPER-2), y no valores altos, pues para anchuras mayores del *slot* (TAPER-3), tal y como se puede ver en la Figura 53,  $\beta$  sufre una variación muy fuerte.

Con todo lo dicho, en principio podría pensarse que un valor que ofrece buenos resultados es  $X_l=0.4\text{mm}$  ( $X_l/a=0.09$ ), pues la constante de fase solo sufre una variación de



$\Delta\beta/k_0=0.01$  para una variación de  $W/a$  en el rango  $W/a=0$  a  $W/a=0.2$ , pero es precisamente en este rango donde  $\alpha$  no consigue alcanzar un amplio rango de valores. Otra solución, para este mismo valor de  $X_1$ , se podría conseguir para una variación de  $W/a$  de  $0.2mm$  en adelante, pero es entonces en este caso donde  $\Delta\beta$  sí sufre una gran variación.

Por tanto, podemos concluir que en ningún caso esta topología es válida en tanto que cuando logramos conseguir un amplio margen de valores para  $\alpha$  (desde cero hasta el máximo), el  $\Delta\beta$  es muy grande, y por otro lado, cuando  $\beta$  apenas sufre variación, es entonces cuando  $\alpha$  proporciona un pequeño rango de barrido de valores.

De la misma manera, podemos aplicar este mecanismo de modulación en anchura de la perturbación para el caso de antena tipo *strip*. En la Figura 55 podemos ver la constante de fase normalizada en función de la anchura del *strip* para cada una de los valores  $X_1$  anteriormente mencionados.

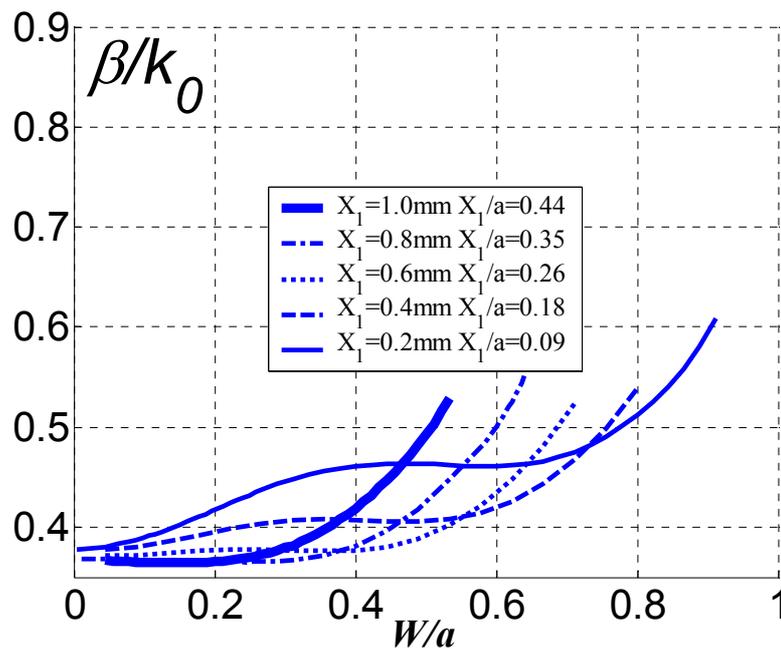


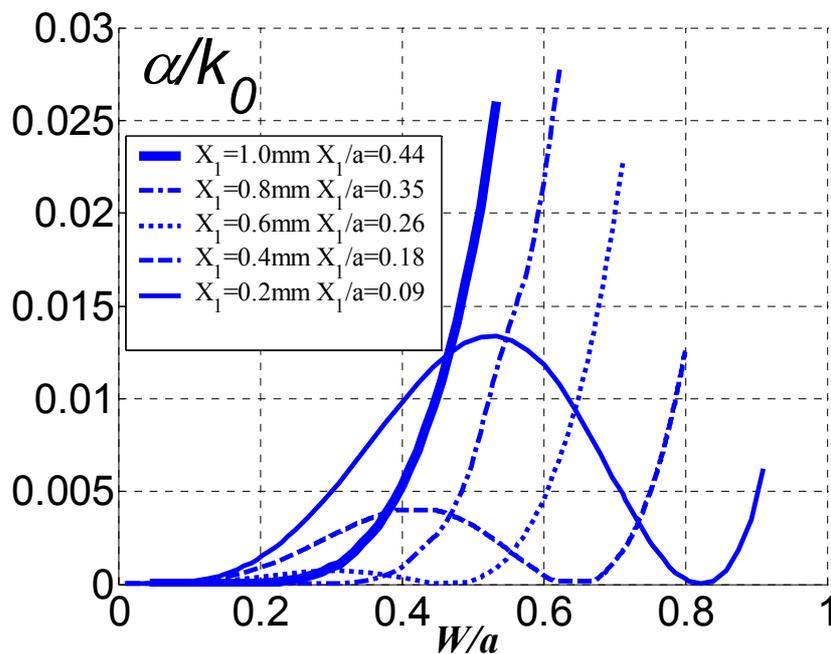
Figura 55. Constante de fase normalizada en función de anchura de la perturbación  $W$  para distintos valores de la posición  $X_1$  para la antena tipo *strip*.

De nuevo, existe, al igual que en el caso del *slot*, un valor máximo de anchura permitido dependiendo del valor que tome  $X_1$  ( $W_{MÁX}=a-X_1$ ). Como se observa en la Figura



55, el valor de  $\beta$  sufre gran variación conforme  $X_l$  es menor para zonas donde  $W \approx 0$ , debido a que el *strip* está situado más cerca de la pared metálica si  $X_l$  toma valores pequeños (se observa en la Figura 55 que  $\Delta\beta/k_0=0.1$  para  $X_l=0.2\text{mm}$ ).

Por otro lado, en la Figura 56 se muestra la variación de la constante de atenuación normalizada en función de la anchura de la perturbación del *strip* para diferentes valores de posición del mismo,  $X_l$ .



**Figura 56.** Constante de atenuación normalizada en función de anchura de la perturbación  $W$  para distintos valores de la posición  $X_l$  para la antena tipo *strip*.

De nuevo, observamos que valores pequeños de  $X_l$  nos dan el valor más alto que puede alcanzar  $\alpha$ , donde si elegimos  $X_l=0.2\text{mm}$ , conseguimos  $\alpha/k_0=0.014$  para un valor  $W/a=0.5$ .

Con estas dos consideraciones referentes a los valores  $\alpha/k_0$  y  $\beta/k_0$ , podemos elegir una topología eficiente. Las curvas en las que  $X_l=0.4\text{mm}$  permiten un valor máximo de la constante de atenuación dado por  $\alpha/k_0=0.004$  para  $W/a=0.4$  con una variación absoluta de la constante de fase de  $\Delta\beta/k_0=0.03$ .



Sin embargo, el mecanismo con perturbación tipo *slot* es, de nuevo, mejor que el caso con *strip* para este tipo de *taper* (TAPER-2), pues se puede conseguir un mayor valor de  $\alpha$  ( $\alpha/k_0=0.06$  para el *SLOT-1* frente a  $\alpha/k_0=0.004$  para el *STRIP-2*) manteniendo  $\beta$  constante ( $\Delta\beta/k_0=0.03$  en ambos casos *slot* y *strip*).

Por otro lado, como también se vio, el uso de la perturbación de tipo *strip* permite implementar otro tipo de mecanismo *taper* por modulación en anchura, el *STRIP-3*, pues en zonas en las que  $W < W_{centrada}$   $\beta$  se mantiene constante para la antena tipo *strip*, no así para la *slot*. En este sentido, si queremos una variación de  $\beta$  pequeña,  $X_1$  debe ser elegida pequeña, pese a que si esta es mayor, también serán permitidos mayores valores de  $\alpha$ . Si elegimos  $X_1=0.4\text{mm}$  ( $X_1/a=0.18$ ) obtenemos una variación de  $\beta$  pequeña ( $\Delta\beta/k_0=0.03$ ) desde  $W/a=0.64$  a  $W/a=0.4$ , obteniéndose el máximo valor de  $\alpha/k_0=0.004$  para  $W/a=0.4$ .

Este mecanismo TAPER-3 no es conveniente para el tipo *slot*, en tanto que  $\beta$  sufre una fuerte variación en torno al valor  $W_{centrada}$ , como se vio en la Figura 43. De la misma manera, la topología TAPER-4 (valores  $W > W_{centrada}$ ) no es adecuada para la antena tipo *slot*, por la misma razón explicada anteriormente.

Para el *strip*, la modulación en anchura para valores por encima de  $W_{centrada}$  permite obtener valores más elevados de  $\alpha$  que en otras topologías *taper* para el *strip*, pero esta topología no es adecuada en tanto que  $\beta$  sufre una fuerte variación ( $\Delta\beta/k_0=2$ ).

A modo de resumen, la Tabla 1 muestra todos estos resultados, ordenados de manera que se han clasificado las antenas atendiendo a un menor valor de  $\Delta\beta$  y a un mayor valor de  $\alpha/k_0$ .

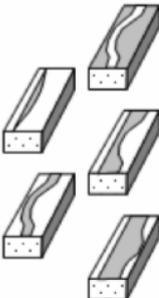
Cuando comparamos las diferentes topologías *taper* en circuitos impresos, encontramos que la topología *taper* *SLOT-1* (modulación por posición relativa del *slot* para valores  $X_1$  en torno a  $X_{1-centrada}$ ) permite el rango más elevado de variación de  $\alpha$  a la vez que la mínima perturbación de  $\beta$ , y, por tanto, siendo seleccionado como la mejor topología *taper*.



Las topologías *STRIP-2* y *STRIP-3* (modulación de anchura del *strip* en torno a valores entre  $W=0$  y  $W < W_{centrada}$ , respectivamente), son también buenas candidatas para ser empleadas con tecnología *taper*, pese a que se obtienen menores anchos de haz (menor rango de barrido de  $\alpha$ ).

La *grounded-strip*, en configuración *TAPER-4* (*strip* ancho –para  $W < a$ - unido a uno de los lados de la cavidad, o alternativamente, *slot* estrecho –para  $W > 0$ - unido a uno de los lados de la cavidad) se encuentra en la posición cuarta en la tabla. Para obtener un valor elevado de  $\alpha$  se debe colocar el *strip* (o *slot*) unido a un lado de la guía-onda, pero con el coste a pagar de sufrir una fuerte variación en  $\beta$ . Pese a ello, el interés de esta configuración reside en el hecho de que el modo q-TEM (que aparece en la configuración con *strip*) es eliminado.

En la siguiente sección se hará un estudio más detallado acerca del espectro modal de estas antenas, con especial énfasis en el efecto indeseado de acoplo entre modos *leaky-wave* y modos no deseados.



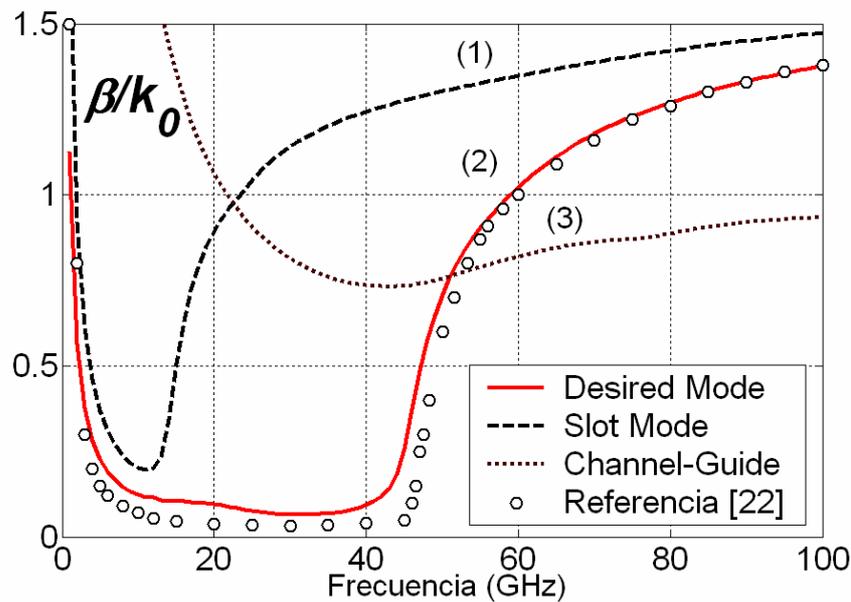
Tipo de Taper	Mejor rango de "d" o "W"	$MAX \frac{\alpha}{k_0}$	$\Delta \frac{\beta}{k_0}$
<i>SLOT-1</i>	$W/a=0.4$	0.06	0.03
<i>STRIP-2</i>	$d/a=0.18$	0.004	0.03
<i>STRIP-3</i>	$d/a=0.18$	0.004	0.03
<i>STRIP-1</i>	$W/a=0.62$	0.03	1
<i>STRIP-4</i>	$d/a=0.35$	0.028	2

**Tabla 1.** Resumen de las diferentes topologías *taper*, junto con los valores más apropiados para la posición relativa o anchura de la perturbación, y también el máximo valor alcanzable de la constante de fuga y la variación de la constante de fase.



**4.4. Modos no deseados.**

El mecanismo de trabajo de las antenas leaky-wave está basado en la excitación de un modo leaky-wave, cuyas propiedades de propagación y radiación pueden ser controladas para cumplir unas determinadas especificaciones de diseño: frecuencia de operación, ancho de banda, ángulo máximo de radiación, bajo nivel de lóbulos secundarios, alta pureza de polarización, bajas pérdidas y fácil mecanismo de alimentación. Sin embargo, pueden propagarse otros modos por la guía de onda abierta, cuyas propiedades de radiación no pueden ser controladas, de tal manera que a estos modos se les llama **modos no deseados**. En las siguientes figuras se muestra la constante de fase de los diferentes modos<sup>8</sup> que aparecen para cada tipo de antena estudiado: *slot*, *strip* y *grounded-strip*. Se han dibujado varias líneas, correspondientes a las diferentes soluciones (modos) del problema para cada tipo de antena y también se ha incluido la solución obtenida en [22] para la LWA de tipo *slot*, con fines comparativos.



**Figura 57.** Constante de fase de los modos en función de la frecuencia para la antena tipo *slot*.

<sup>8</sup> Dimensiones de la antena:  $a=2.25mm$ ,  $D=1.59mm$ ,  $L=1mm$ ,  $\epsilon_r=2.56$ ,  $f=50GHz$ ,  $X_l=0.2mm$ ,  $W=0.6mm$ .



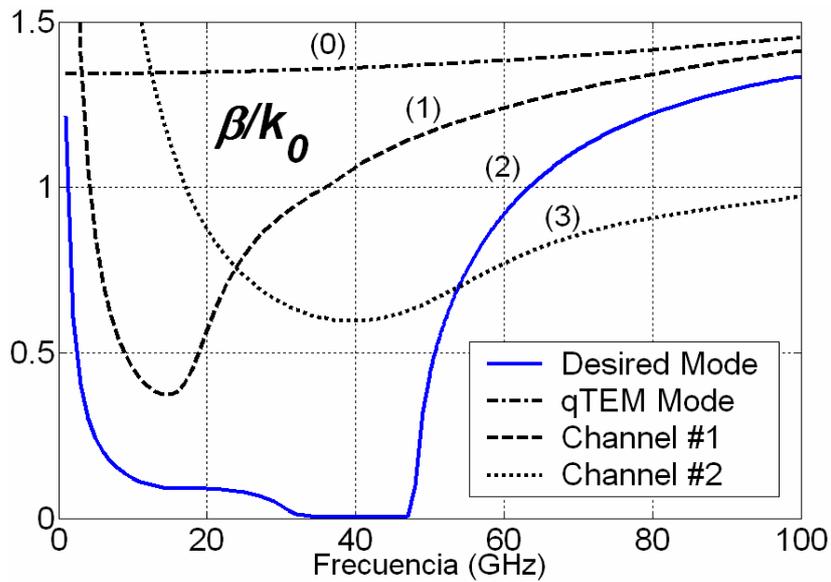


Figura 58. Constante de fase de los modos en función de la frecuencia para la antena tipo *strip*.

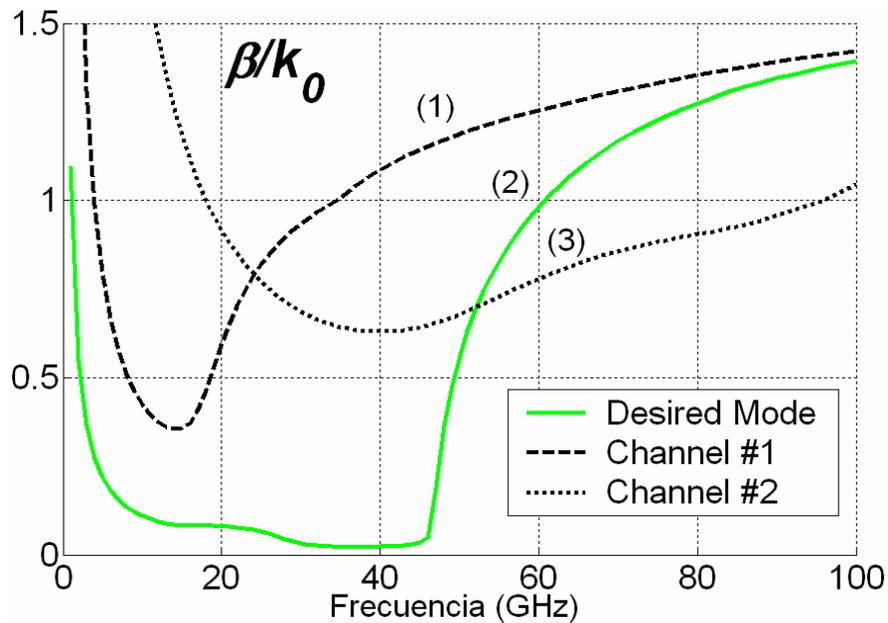


Figura 59. Constante de fase de los modos en función de la frecuencia para la antena tipo *grounded-strip*.

Las líneas continuas en las figuras anteriores, etiquetadas con (2), representan los modos leaky-wave deseados de cada antena, que son básicamente una perturbación del modo  $TE_{10}$  de la guía dieléctrica rectangular, como ya se ha comentado. El modo etiquetado con (1) en la Figura 57 es el llamado *slot-mode* [18], que aparece en guías de



onda con *slot*. De especial interés es la evolución del *slot-mode* a otro modo leaky *channel-guide* (gráfica etiquetada con **(1)** en la Figura 58 y Figura 59) [19] para antenas de tipo *strip* y *grounded*. También aparece otro modo *channel-guide*, cuya curva de dispersión es etiquetada con **(3)**. Por último, el modo q-TEM de la LWA tipo *strip* también se muestra en la Figura 58, que corresponde a la curva etiquetada con **(0)**.

Por otro lado, la representación del patrón de campo para cada modo nos puede dar información muy útil acerca de la naturaleza y comportamiento de cada modo. El método empleado en el presente trabajo permite no sólo obtener el espectro completo de los modos que hay propagándose por la cavidad (sin ningún tipo de restricción geométrica o de frecuencia), sino también las distribuciones de campo (tanto en las regiones de campo cercano como lejano) con simplicidad [17]. En las figuras siguientes se representa el patrón de campo eléctrico **para los modos leaky deseados** en los tres tipos de antenas estudiados: *slot*, *strip* y *grounded-strip*.

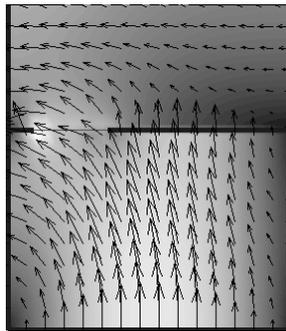


Figura 60. Patrón de campo eléctrico transversal del modo leaky deseado para la antena tipo *slot*.

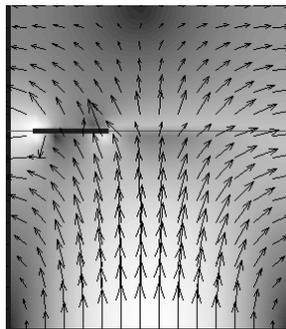
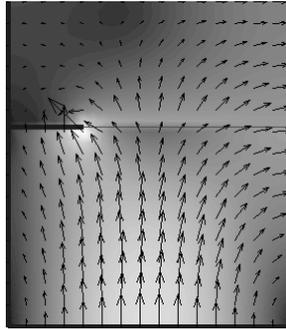


Figura 61. Patrón de campo eléctrico transversal del modo leaky deseado para la antena tipo *strip*.





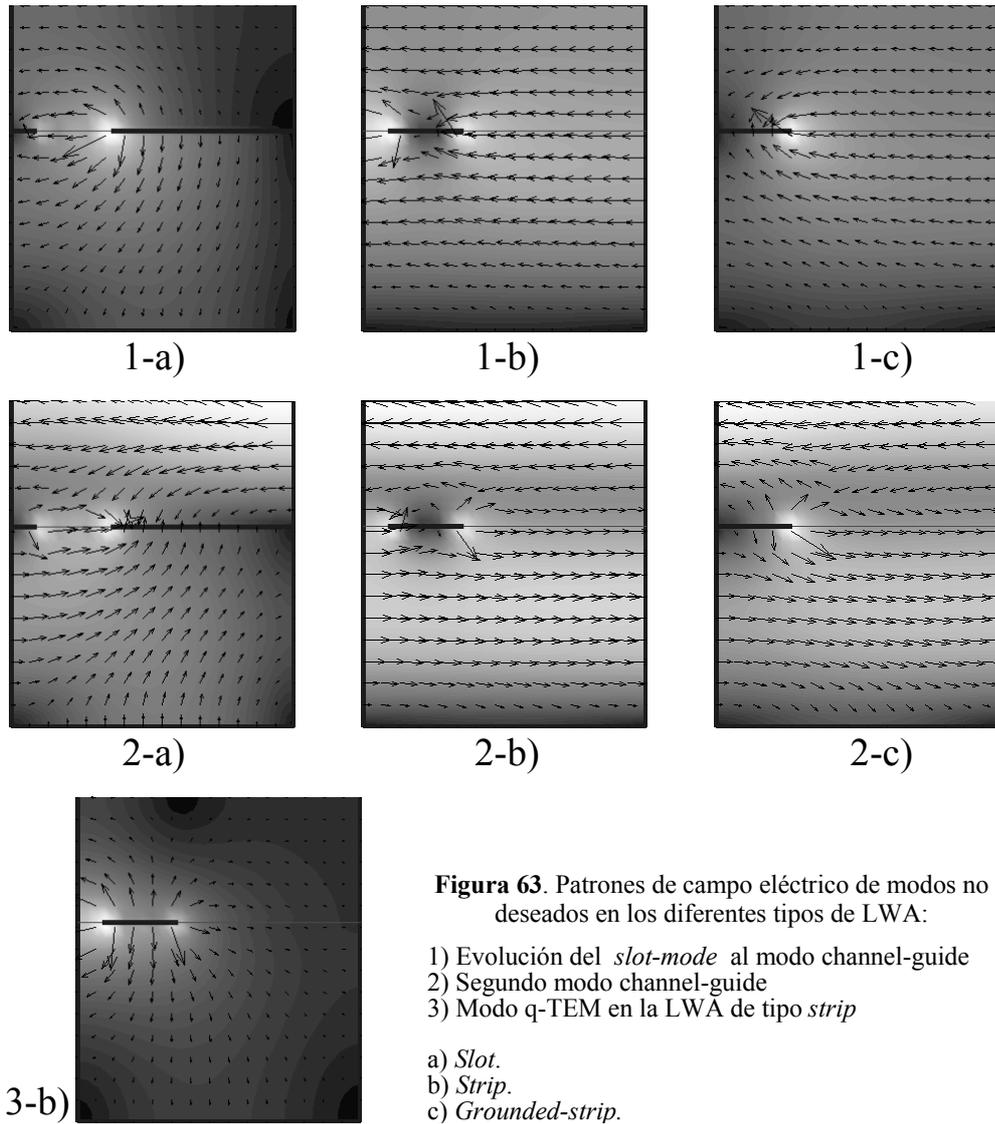
**Figura 62.** Patrón de campo eléctrico transverso del modo leaky deseado para la antena tipo *grounded-strip*.

Se puede comprobar en la Figura 60 que la asimetría producida por el *slot* crea un componente elevado de campo eléctrico horizontal en la parte superior de la apertura que es el modo PPW principal, responsable de la radiación (ver capítulo 2). Sin embargo, para la antena de tipo *strip*, se obtienen características similares a las de una guía dieléctrica no radiativa (NRD, “*Non-Radiative Dielectric guide*” [6], en inglés) que crea una distribución de campo más simétrica en la región PPW, viéndose afectada, tan sólo ligeramente, dicha zona (produciéndose por tanto un valor menor de tasa de fuga). Lo mismo ocurre para la antena de tipo *grounded*.

Por último, todas las situaciones anteriores (gráficas etiquetadas con (0), (1), (2) y (3) en la Figura 57, Figura 58 y Figura 59) también se muestran en forma de patrón de campo eléctrico en las figuras siguientes.

En la Figura 63-1a), 1b) y 1c) se muestra el patrón de campo eléctrico de la evolución del *slot-mode* al modo *channel-guide*. Esta transformación es debida a la separación de los brazos del *slot*, tal y como puede ser deducido de dichas líneas de campo eléctrico. Podemos concluir que el *slot-mode* en la antena de tipo *slot* se transforma a un modo leaky *channel-guide* en las configuraciones *strip* y *grounded*.

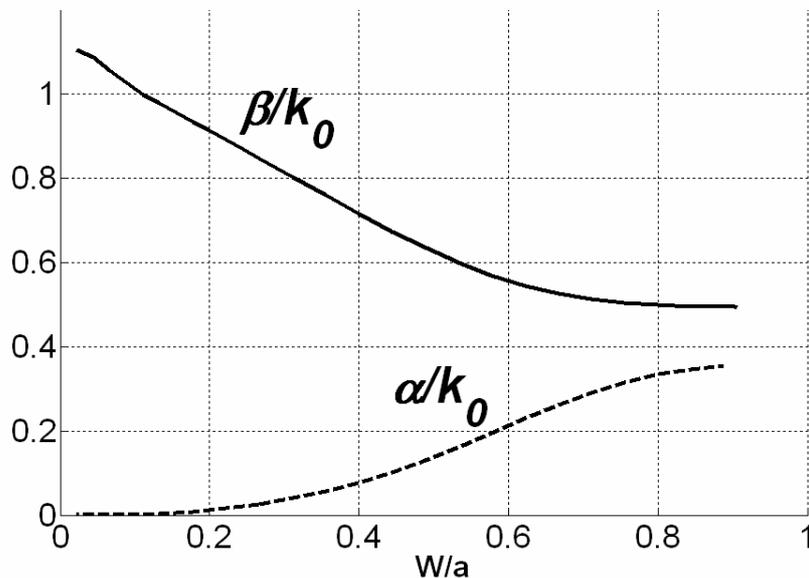




Esta relación entre los modos del *slot* y los modos *channel-guide* no ha sido nunca estudiada en estudios previos, aunque ha quedado claramente demostrada con las figuras anteriores. Por otra parte, otro modo *channel-guide* aparece en estos tres tipos de LWA, cuyo patrón de campo eléctrico también ha sido representado en la Figura 63-2a), 2b) y 2c). Asimismo, el patrón de campo eléctrico del modo q-TEM, o modo cuasi estático, que tan sólo aparece en la LWA tipo *strip*, se muestra en la Figura 63-3b).

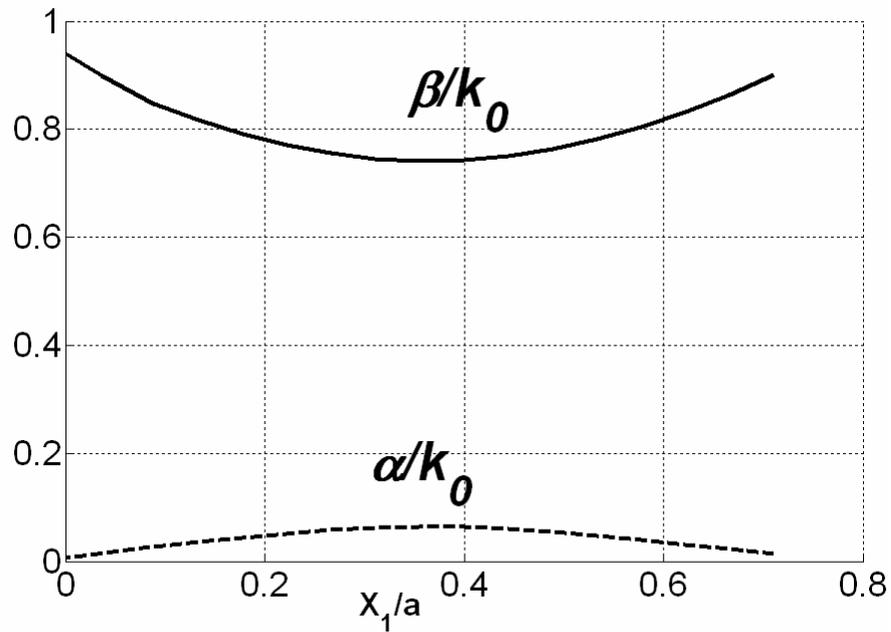


Como se ha comentado, los modos no deseados son llamados así porque no podemos controlar su radiación. El modo q-TEM de la antena tipo *strip* no puede radiar, pues su constante de fase no se encuentra en ningún momento en régimen de radiación (ver Figura 58, donde  $\beta/k_0 > 1$  para cualquier frecuencia). Por otro lado, el *slot-mode* y el *channel-guide* son modos leaky en la banda de frecuencia en torno a 20 GHz para el primero y 50 GHz para el segundo. El *strip* y el *slot* perturban las líneas de campo eléctrico, pero este modo PPW es creado por el *stub parallel-plate*, y no por la perturbación planar (*slot* o *strip*). De este modo, la radiación no es inducida por la existencia de una perturbación situada asimétricamente, sino que el modo PPW es excitado para cualquier posición de la misma. Por tanto,  $\alpha$  no puede ser controlada manteniendo constante  $\beta$  variando la posición/anchura del *strip/slot*, como se hacía para el modo leaky deseado. Este hecho puede observarse en las figuras mostradas a continuación, donde se muestra la dependencia existente entre la constante de fase y atenuación del *slot-mode* y del *channel-guide* cuando variamos la anchura o posición para la antena con perturbación tipo *slot*.

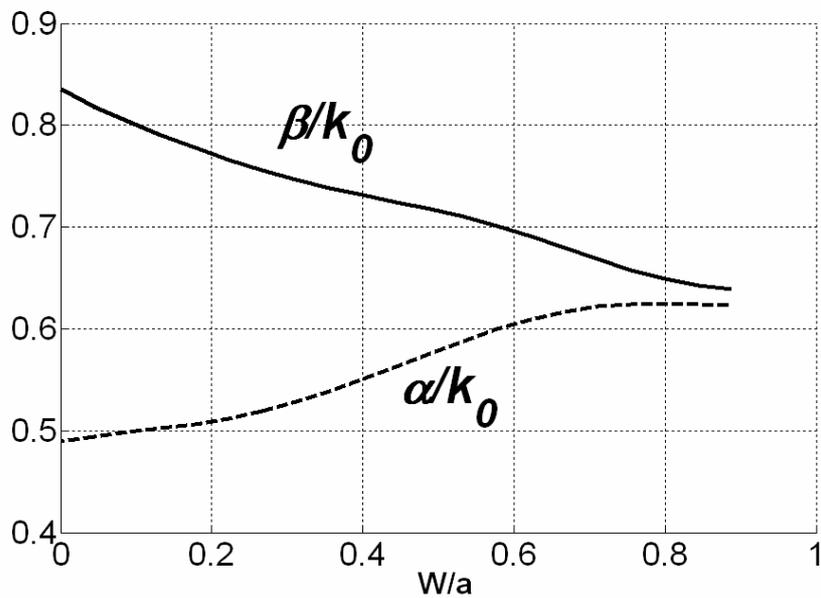


**Figura 64.** Constante de fase y atenuación para el *slot-mode* en torno a 20 GHz en función de la anchura del *slot*  $W$ . Imposibilidad de controlar  $\alpha$  manteniendo constante  $\beta$  ( $a=2.25\text{mm}$ ,  $D=1.59\text{mm}$ ,  $L=1\text{mm}$ ,  $W=0.6\text{mm}$ ,  $X_l=0.2\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.56$ )



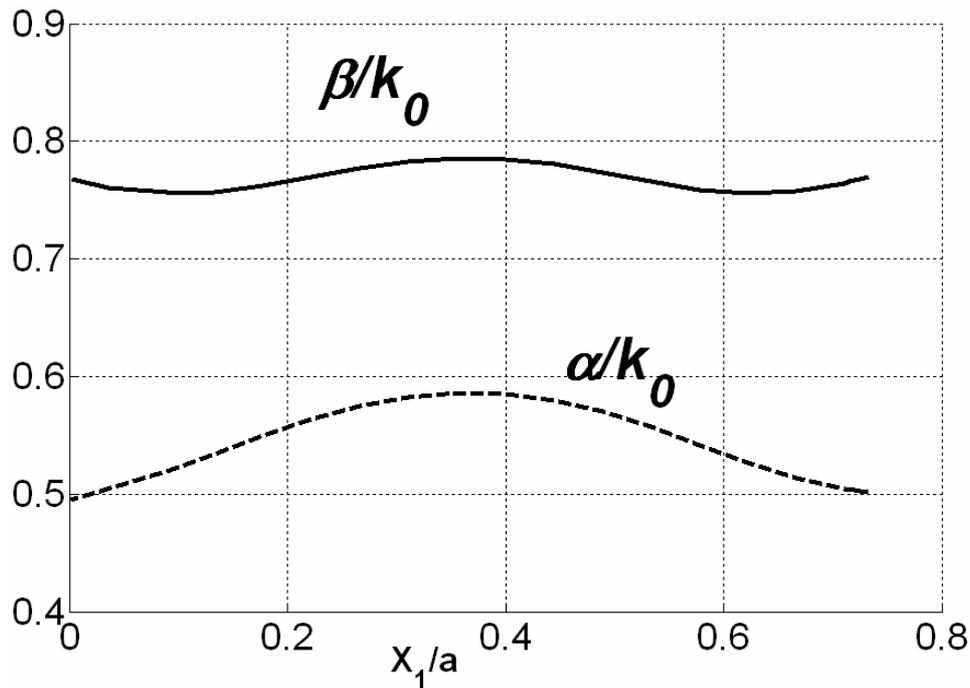


**Figura 65.** Constante de fase y atenuación para el *slot-mode* en torno a 20 GHz en función de posición del *slot*  $X_1$ . Imposibilidad de controlar  $\alpha$  manteniendo constante  $\beta$  ( $a=2.25\text{mm}$ ,  $D=1.59\text{mm}$ ,  $L=1\text{mm}$ ,  $W=0.6\text{mm}$ ,  $X_1=0.2\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.56$ )



**Figura 66.** Constante de fase y atenuación para el *channel-mode* en torno a 50 GHz en función de la anchura del *slot*  $W$ . Imposibilidad de controlar  $\alpha$  manteniendo constante  $\beta$  ( $a=2.25\text{mm}$ ,  $D=1.59\text{mm}$ ,  $L=1\text{mm}$ ,  $W=0.6\text{mm}$ ,  $X_1=0.2\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.56$ )





**Figura 67.** Constante de fase y atenuación para el channel-mode en torno a 50 GHz en función de la posición del slot  $X_1$ . Imposibilidad de controlar  $\alpha$  manteniendo constante  $\beta$  ( $a=2.25\text{mm}$ ,  $D=1.59\text{mm}$ ,  $L=1\text{mm}$ ,  $W=0.6\text{mm}$ ,  $X_1=0.2\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.56$ ).

Como se puede observar en la Figura 64, la radiación del *slot-mode* se puede hacer nula reduciendo la anchura del *slot* a cero. Sin embargo, este cambio en la anchura del *slot* hace que la constante de fase ( $\beta$ ) del modo varíe de una manera muy brusca. Del mismo modo, el modo *channel-guide* no puede ser controlado ni con la posición ni con la anchura del *slot*. Estos modos son por tanto inapropiados para propósitos de diseño en antenas, y deben ser evitados.



# Capítulo 5

## Antenas Leaky-Wave Taper

---

### *5.1. Consideraciones generales*

De nada servirían todos los análisis, simulaciones y resultados obtenidos si dicho estudio se quedara sólo en la idea que se ha ido persiguiendo en capítulos anteriores: variar la constante de fugas  $\alpha$  en un elevado rango de valores manteniendo prácticamente fijo el ángulo de apuntamiento ( $\theta_m$ ). Efectivamente, hasta ahora nos hemos centrado en la búsqueda de curvas en las que se muestra la variación de la constante de fuga ( $\alpha$ ) y de fase ( $\beta$ ) al variar la geometría del circuito impreso. Dichos resultados se necesitan para poder realizar un diseño de las antenas leaky-wave en tecnología híbrida guía de onda con circuitos planares.



**Tutor:**  
**Alumno:**

*D. José Luís Gómez Tornero*  
*Alejandro de la Torre Martínez*

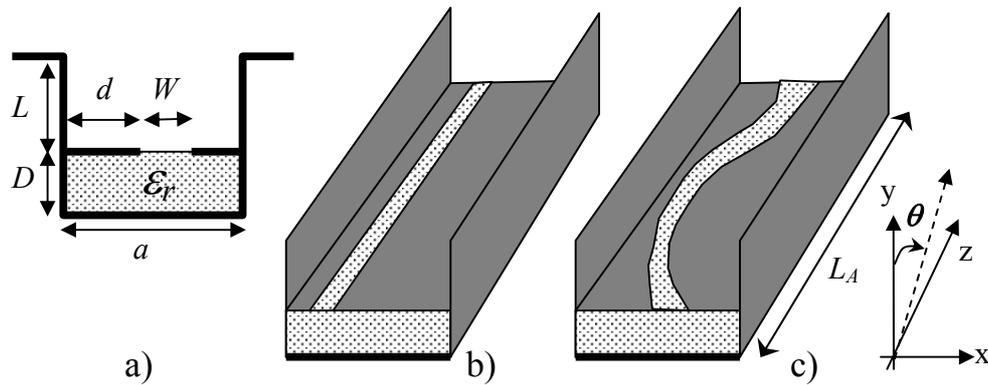
En este capítulo, se presenta un **completo procedimiento taper**, realizándose un moldeado de la metalización a lo largo de la longitud de la antena para obtener así una función de iluminación determinada (coseno, triangular,...) que permita obtener un buen valor de NLS (nivel de lóbulos secundarios).

Como sabemos, una antena LWA uniforme crea una iluminación de tipo exponencial, de manera que la amplitud del modo-leaky decae de manera exponencial. El patrón de radiación obtenido por una iluminación de tipo exponencial obtiene un NLS de  $13dB$ , cifra muy pobre para la mayoría de aplicaciones existentes hoy día. Por ello necesitamos una iluminación que nos permita obtener un NLS aceptable. Con este fin, se debe diseñar la geometría taper de la antena de tal modo que la tasa de fuga ( $\alpha$ ) permita obtener una determinada función de iluminación (coseno, triangular, coseno cuadrado,...), manteniendo, a su vez,  $\beta$  invariable. Así, todas las secciones de la antena radiarán al mismo ángulo, evitándose así aberraciones de fase que distorsionaran la directividad (apuntamiento) de la antena.

La parte más difícil del diseño será obtener cómo varía la geometría de la antena de modo que ésta pueda proporcionar la iluminación deseada. De un modo general podemos decir que, partiendo de la solución inicial del análisis bidimensional de curvas de dispersión de las dimensiones de la antena, se pasa a continuación al procesado de dichos resultados, de modo que al final se obtiene la antena LWA en 3 dimensiones junto con la geometría necesaria de la misma, tal que proporciona el patrón de radiación y el NLS deseado.

En la Figura 68-c se muestra una LWA taper en la que se cambia la posición y/o anchura del slot para poder así obtener una determinada iluminación que proporcione un NLS aceptable.





**Figura 68.** Antena Leaky-Wave en tecnología híbrida guía onda con perturbaciones planares. Sección transversal de la LWA. b) LWA uniforme. c) LWA con taper.

### 5.2. Diseño taper.

La teoría de la que se hace uso para el diseño taper de una LWA dada una función de iluminación de la antena es bien conocida, y puede encontrarse en [4] (en el anexo pueden encontrarse los aspectos principales de esta teoría para comprender mejor el procedimiento de diseño seguido en el presente estudio). Se hará uso en esta sección, a modo de ejemplo, de la topología taper *SLOT-1*, seleccionada como el mejor mecanismo taper en la Tabla 1 del capítulo 4.

La variación de la constante de fase del modo leaky-wave deseado a lo largo de la longitud de la antena ( $\alpha(z)$  para cada punto  $z=z_0$  en la dirección axial de la antena) puede ser calculada a partir de la una iluminación determinada  $M(z)$  como sigue (ver anexo):

$$\alpha(z = z_0) = \frac{1}{2} \frac{|M(z)|^2}{\frac{1}{\eta} \cdot \int_{z=0}^{z=L_A} |M(z)|^2 \cdot \partial z - \int_{z=0}^{z=z_0} |M(z)|^2 \cdot \partial z} \quad (11)$$

donde  $z$  es la coordenada longitudinal de la longitud de la antena, que va desde cero hasta la longitud de la antena,  $L_A$ , y  $\eta$  es la eficiencia de la antena, determinada por la cantidad



de potencia radiada a lo largo de la longitud de la antena respecto a la potencia total inyectada a la guía. En principio, esta eficiencia no se puede fijar a un valor del 100%, debido fundamentalmente a dos razones:

1. Si se elige  $\eta=100\%$ , según la ecuación (11), la tasa de fuga debería adoptar un valor muy elevado en la zona cercana al final de la antena ( $\alpha(z \rightarrow L_A) = \infty$ ). En la práctica, este valor está limitado y dependerá de la tecnología empleada en cada antena.
2. En una iluminación *taper*, la tasa de fuga debe ser cero en los extremos de la antena. Tal y como se aprecia en la Figura 69, si se aumenta la eficiencia, la tasa de fuga alcanza valores elevados para zonas cerca del final de la antena, de modo que dicha tasa debe sufrir un cambio muy brusco para alcanzar de nuevo el valor nulo en la posición final de la antena. Para conseguir esto, el mecanismo taper debería sufrir cambios muy abruptos, de tal modo que dichos cambios podrían conllevar efectos no deseados de discontinuidad, tales como reflexión o radiación de espurios no deseados debidos a la difracción.

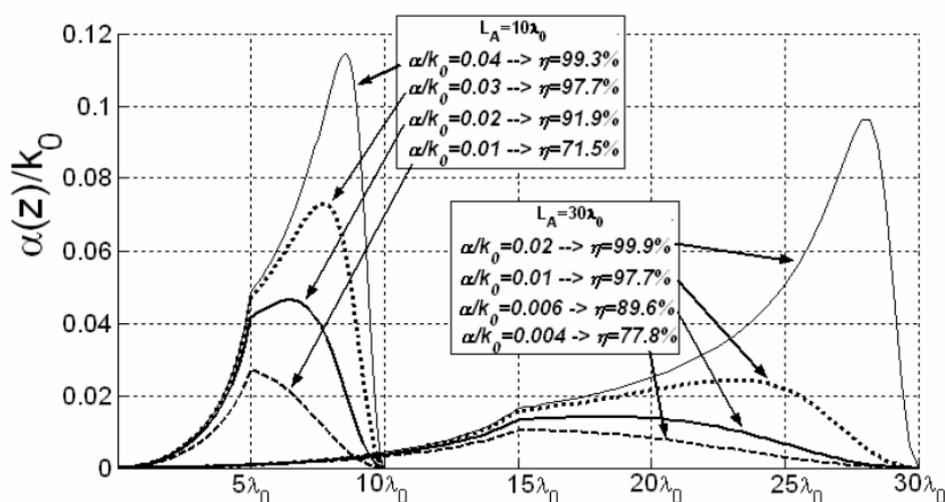


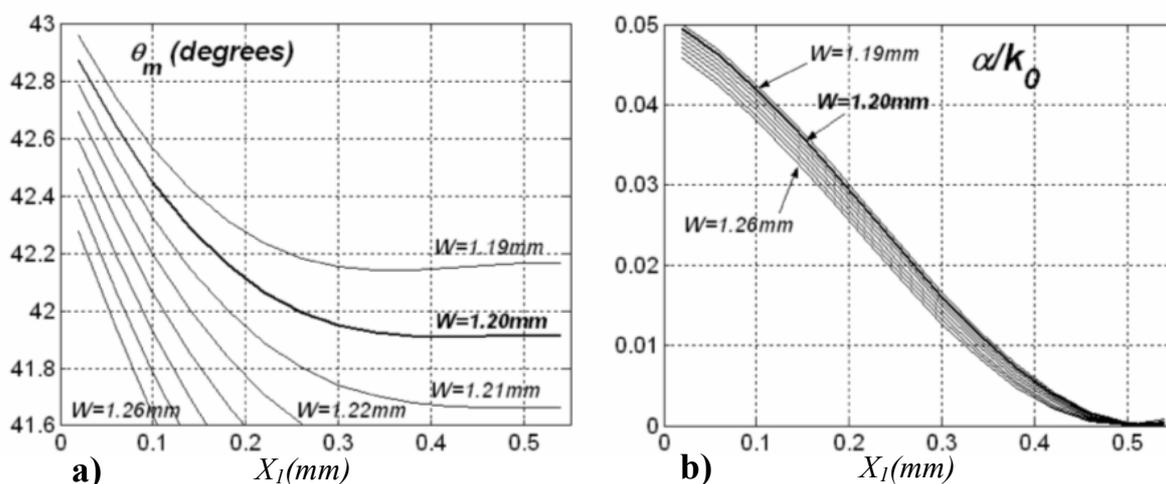
Figura 69. Dependencia de la constante de fase normalizada  $\alpha(z)/k_0$  con la longitud de la antena  $L_A$  y la eficiencia deseada  $\eta$  (iluminación de tipo triangular,  $f=50GHz$ ).

Así, introduciendo en la ecuación (11) la función de iluminación deseada  $M(z)$  para obtener un determinado patrón de radiación con bajo NLS, podemos obtener la variación de la tasa de fuga. Sin embargo, como sabemos, la constante de fase del modo leaky,  $\beta$ ,



debe permanecer constante para tener todas las secciones de la apertura radiando al mismo ángulo  $\theta_m$ . En el capítulo 4, se estudió cómo la posición del *slot* podía ser variada para una anchura ( $W/a=0.44$ ) para cambiar  $\alpha$  en un amplio rango de valores (max  $\alpha/k_0=0.06$ ) mientras se mantenía casi constante  $\beta$  ( $\Delta\beta/k_0=0.03$ ). Sin embargo, es bien sabido que pequeñas variaciones en fase pueden distorsionar en gran medida el patrón de radiación, siendo necesario hacer algún reajuste para reducir la aberración de fase [4, 12, 14]. Este ajuste se debe hacer **variando no sólo la posición del *slot*, sino también su anchura**.

La Figura 70 muestra las constantes de fase y fuga del modo leaky deseado de la antena tipo *slot*, barriendo la posición del slot ( $X_I$ ) para diferentes anchuras ( $W$ ), en torno a la anchura óptima de trabajo obtenida en el capítulo 4 ( $W=0.44 \cdot a \approx 1\text{mm}$ ).

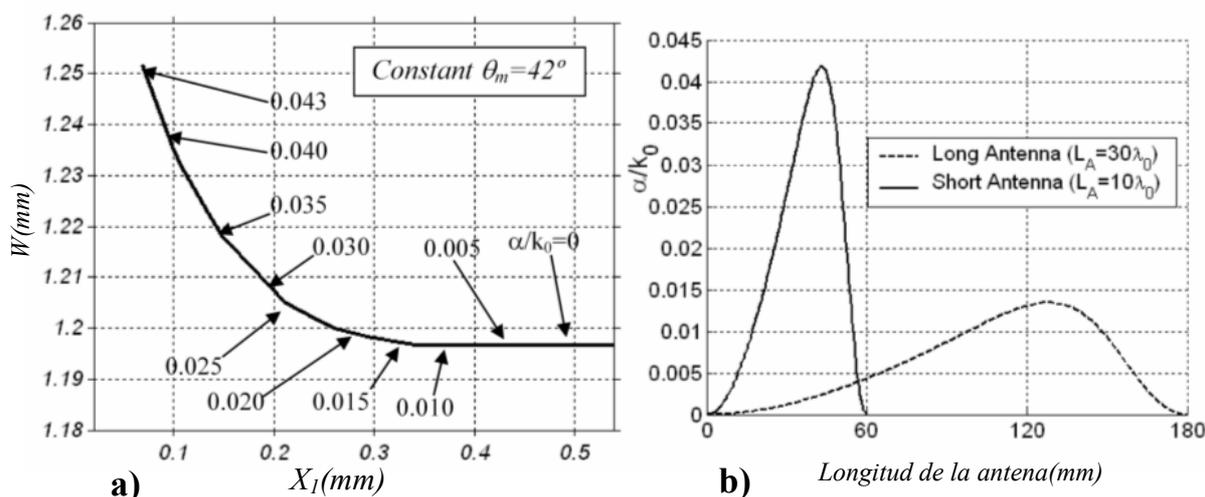


**Figura 70.** Variación de la constante de fase y fuga del modo leaky deseado para la topología *SLOT-1*, variando la posición y anchura del *slot* ( $a=2.25\text{mm}$ ,  $D=1.59\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.56$ ,  $L=1\text{mm}$ ,  $f=50\text{GHz}$ ).

Encontramos que para  $W=1.2\text{mm}$  se produce la menor variación de  $\theta_m$  (Figura 70-a), que concuerda con los resultados de la Tabla 1, permitiendo variar la constante de fuga desde cero hasta  $\alpha/k_0=0.05$  (Figura 70) variando la posición del *slot* desde  $X_I=0.5\text{mm}$  (*slot* centrado) a  $X_I=0\text{mm}$ . Como se aprecia, la constante de fase no varía en el rango de  $X_I$  entre 0.5 y 0.31mm, permitiendo así un ángulo aproximado de radiación de  $\theta_m=42^\circ$ . Sin embargo, cuando la posición del *slot* se modifica más allá del límite de 0.31mm, la fase varía notablemente. En este sentido, y para corregir esa aberración en  $\theta_m$ , se deberá



cambiar tanto la anchura como la posición del *slot*, tal y como se dijo anteriormente. La Figura 71-a) muestra cómo la anchura del *slot* puede ser reajustada para mantener constante  $\theta_m$ .



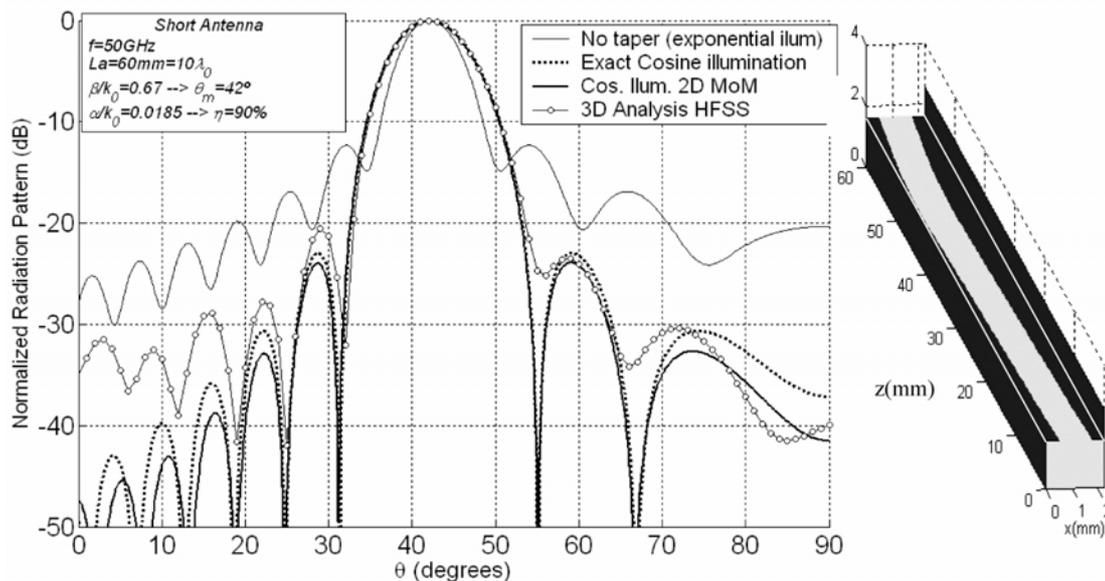
**Figura 71.** a) Modulación en anchura y posición del *slot* para obtener una constante de fase constante para diferentes valores de la constante de fuga. b) Variación de la tasa de fuga a lo largo de la longitud de la antena para dos situaciones diferentes, LWA corta y larga ( $a=2.25\text{mm}$ ,  $D=1.59\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.56$ ,  $L=1\text{mm}$ ,  $f=50\text{GHz}$ ).

Como se aprecia, mediante este procedimiento, variando tanto la posición ( $X_1$ ) como la anchura ( $W$ ) del *slot*, mantenemos constante el ángulo  $\theta_m=42^\circ$ , con valores de  $\alpha/k_0$  desde cero hasta 0.043 a lo largo de esta misma curva. **Así, hasta el valor  $X_1=0.31\text{mm}$  sólo se necesita variar la posición del *slot* para mantener constante el valor  $\theta_m=42^\circ$ . Para valores inferiores a  $X_1=0.31\text{mm}$ , se deberá variar tanto la anchura ( $W$ ) como la posición ( $X_1$ ) del *slot* si se desea mantener el mismo ángulo de apuntamiento  $\theta_m$  a lo largo de toda la longitud de la antena, tal y como se observa en la Figura 71-a).**

Como última parte del diseño, se necesita conocer la tasa máxima de fuga requerida para el diseño. Ésta depende, básicamente, del ancho de haz deseado, que está directamente relacionado con la longitud de la antena  $L_A$  (ver ecuación (3)). De esta ecuación se desprende que para conseguir anchos de haz menores se necesitan antenas más largas o tasas de fuga menores. Inversamente, si se desea un ancho de haz mayor, la antena deberá ser corta o poseer una mayor tasa de fuga. La Figura 71-b) muestra la variación de la tasa de fuga a lo largo de la longitud de la antena,  $\alpha(z)$  (dada por la expresión 11) para



obtener una **iluminación de tipo coseno** con una eficiencia  $\eta=90\%$  para dos antenas diferentes: una antena larga ( $L_A=30\lambda_0$ ) y una antena corta ( $L_A=10\lambda_0$ ). De la Figura 71-b) se extrae que la antena corta necesita una tasa máxima de fuga de  $\alpha/k_0=0.042$ , mientras que la antena larga necesita tan solo un valor máximo de  $\alpha/k_0=0.014$ . Por tanto, **para el caso de la antena corta, la anchura del slot se debe también modificar** usando la curva mostrada en la Figura 71-a), para corregir los errores que se producen en la constante de fase para valores mayores de  $\alpha/k_0=0.015$ . Por el contrario, **para la antena larga será suficiente con variar la posición del slot a lo largo de la antena**, pues la tasa de fuga no supera el valor límite  $\alpha/k_0=0.014$ , que es el valor máximo hasta el cual la anchura puede permanecer invariante para conseguir un  $\theta_m$  constante. En la Figura 72 se ilustran distintos patrones de radiación normalizados, junto con el *layout* del circuito impreso.



**Figura 72.** Patrón de radiación normalizado para el caso de la antena corta (*SLOT-1*), reajustando la anchura del slot para evitar errores de fase.

El patrón de radiación obtenido con una antena leaky-wave no *taper* con la misma longitud ( $L_A=10\lambda_0$ , iluminación exponencial con  $\alpha/k_0=0.0185$  que da una eficiencia del 90%) ha sido representado en primer lugar, mostrando un pobre nivel NLS ( $-12.3dB$ ). También se ha representado el patrón exacto teórico de la iluminación de tipo coseno con línea de puntos para comparar la mejora que se produce en el patrón de radiación (NLS de



23dB), con el coste a pagar de un mayor ancho de haz. Usando la constante de propagación compleja leaky-wave a partir de las dimensiones del *slot* a lo largo de las diferentes partes de la guía abierta,  $\beta(z)$  y  $\alpha(z)$ , se obtiene la iluminación mediante la técnica bidimensional MoM. A partir de ella, se obtiene el patrón de radiación de la antena *taper*, en línea continua en la Figura 72. Estos resultados son comparados también con el patrón de radiación obtenido de un completo estudio tridimensional mediante el programa comercial *HFSS* (línea con círculos en la Figura 72). Se aprecia una gran afinidad en los resultados de ambos casos, donde se pone de manifiesto la capacidad de la técnica propuesta para mejorar las características de la antena.

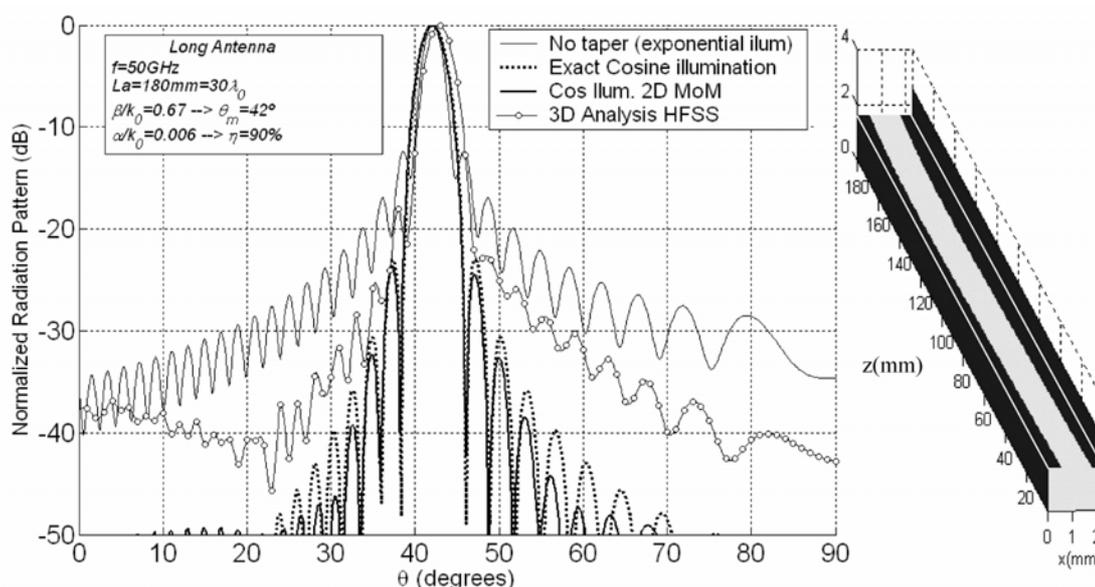


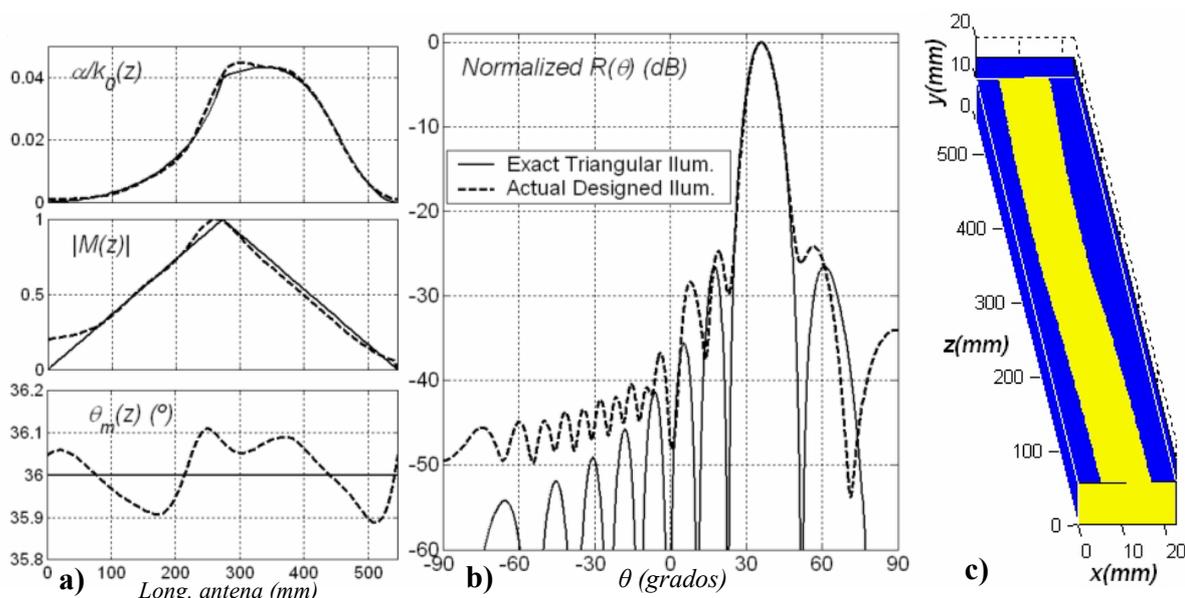
Figura 73. Patrón de radiación normalizado para el caso de la antena larga ( $f=50\text{GHz}$ )

La Figura 73 muestra los mismos resultados pero esta vez para el caso de una antena larga. Aquí se muestra como el ancho de haz se ha reducido, siendo el ángulo de apuntamiento el mismo que en el caso anterior ( $\theta_m=42^\circ$ ). De nuevo se pone de manifiesto la gran similitud entre nuestro resultado y el obtenido por *HFSS*. El procedimiento taper anterior (*SLOT-1*) permite obtener un mejor patrón de radiación, a costa de modificar la anchura del *slot* para corregir el error de fase.

En la Figura 74-b) se muestra el patrón de radiación para un ángulo de apuntamiento  $\theta_m=36^\circ$  con una **iluminación de tipo triangular** y una frecuencia de trabajo



menor (5.5GHz). También se ha incluido el patrón de radiación teórico de la iluminación de tipo triangular. Tal y como se aprecia, **el NLS empeora 2dB** con respecto al valor teórico (-26.5dB), debido a errores en la función de iluminación conseguida (Figura 74-a). Por último, en la Figura 74-c) se ilustra el *layout* de la antenna que consigue dichos valores.



**Figura 74.** Iluminación de tipo triangular para un ángulo  $\theta_m=36^\circ$  ( $a=22.86\text{mm}$ ,  $D=10.16\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.2$ ,  $L=5\text{mm}$ ,  $f=5.5\text{GHz}$ ,  $L_A=10\lambda_0$ ) a) Tasa de fuga, módulo y fase de la iluminación triangular b) Patrón de radiación c) Layout.

Para finalizar este apartado, se ilustra en la Figura 75 un conjunto de curvas en el que se ilustra cómo debe variar la anchura y/o posición del *slot* para un gran rango de posibles ángulos de apuntamiento y obtener una iluminación en la apertura de la antenna de tipo *triangular*, manteniendo éstos constantes.



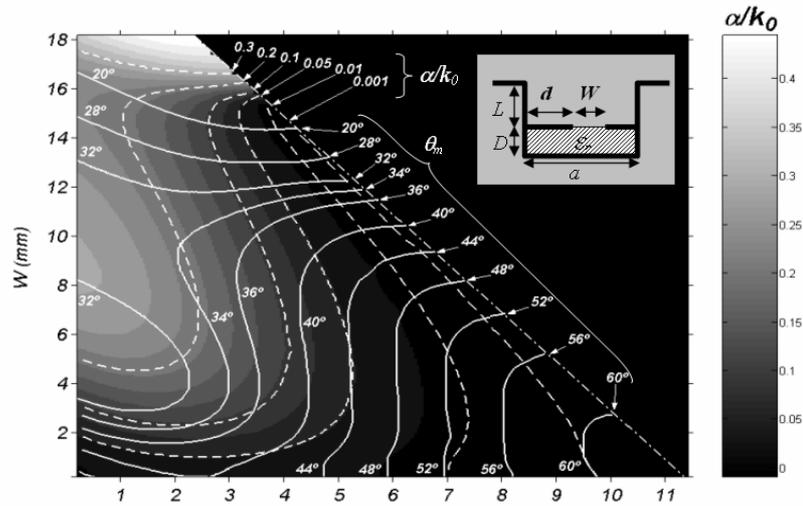


Figura 75. Modulación en anchura y posición del *slot* para conseguir distintos ángulos de apuntamiento en el caso de iluminación tipo triangular ( $a=22.86\text{mm}$ ,  $D=10.16\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.2$ ,  $L=5\text{mm}$ ,  $f=5.5\text{GHz}$ ,  $L_A=10\lambda_0$ ).

### 5.3. Error de fase

Para estudiar el efecto que tiene el error de fase a la hora de obtener la geometría de la antena, se he ilustrado en la Figura 76 un teórico error que pudiera producirse, de 1 y 5 grados, aplicado al caso con iluminación de tipo coseno.

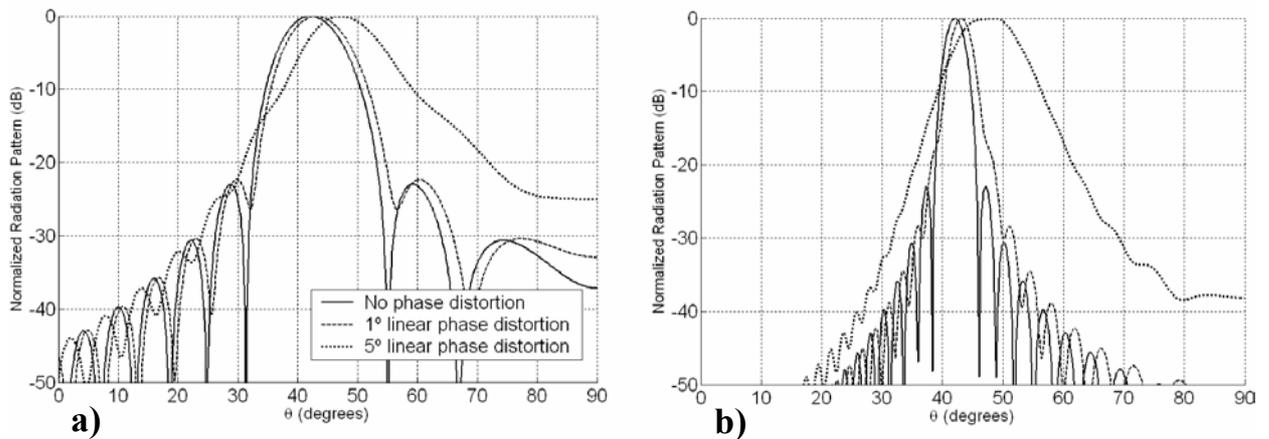
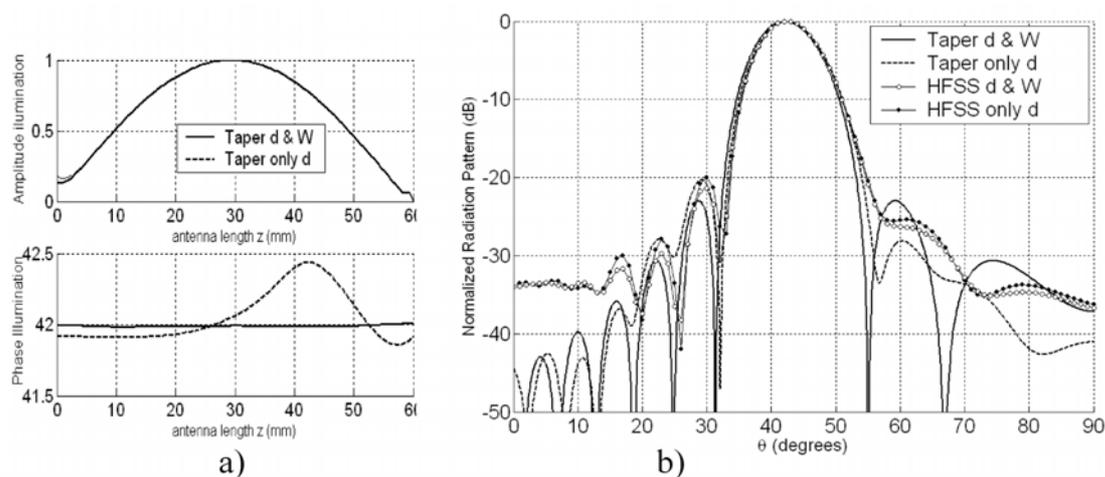


Figura 76. Efecto del error de fase en los patrones de radiación para a) antena corta b) antena larga.



El efecto es más visible en la antena larga que en la corta, debido a la mayor sensibilidad existente que produce un estrecho ancho de haz. Por tanto, podría pensarse que la corrección del error de fase es más importante para una antena larga que corta. Sin embargo, debido al hecho de que la antena larga necesita valores de  $\alpha/k_0$  más pequeños, no existe error de fase cuando sólo se varía la posición del *slot* ( $X_I$ ) para una anchura constante  $W=1.2\text{mm}$  (como se vio, el máximo valor de  $\alpha/k_0=0.014$  que necesita la antena larga se consigue en la zona horizontal de la curva -Figura 70-a) y Figura 71-a)-de manera que no es necesaria la modulación en anchura). Por el contrario, si en la antena corta sólo se modulara con la posición del *slot* (y con  $W=.12\text{mm}$ ), se produciría un error de fase elevado que puede degradar las características de la antena. Como se comentó, en este caso se necesita un valor  $\alpha/k_0=0.042$ , y éste se consigue en la zona de la curva que no es horizontal, lo que produce una aberración en la constante de fase (Figura 70-a y Figura 71-a).

Este efecto se ilustra en la Figura 77, donde se muestra la amplitud y la fase de la iluminación cuando se varía  $X_I$  y  $W$  para obtener una amplitud y fase de la iluminación (en línea continua) y cuando sólo se varía la posición del *slot*  $X_I$  a lo largo de la antena (amplitud de iluminación tipo coseno con algún error de fase, Figura 77 con línea de puntos).



**Figura 77.** Diferencia entre topologías taper variando sólo la separación del *slot* ( $X_I$ ) o variando la separación ( $X_I$ ) y anchura ( $W$ ).



Como se puede comprobar de la Figura 77-b), el error de fase producido hace que se incremente uno de los lóbulos secundarios del diagrama de radiación, de tal manera que de los **-23dB** iniciales que se consiguen si variamos la posición ( $X_1$ ) y la anchura ( $W$ ) del *slot*, pasamos a **-20dB** si sólo se modula la posición del mismo. En cualquier caso, esta degradación no es muy grande debido a que el error en la iluminación de la antena es pequeño (sólo  $0.5^\circ$ , ver Figura 77-a) y porque la antena corta es menos sensible a los errores de fase que la antena larga (ver Figura 76). También se han incluido resultados analizados con *HFSS* (líneas con círculos) para validar nuestros resultados.

Como conclusión, se puede decir que la tecnología propuesta permite hacer un diseño *taper* de antena modificando tan sólo la posición del *slot* manteniendo constante la anchura del mismo, tanto para antenas leaky largas como cortas (pues el patrón de radiación es aceptable como se ha visto). Esto presenta una gran ventaja respecto a otras topologías *taper* como las propuestas en [25]. Primero, el diseño *taper* es bastante fácil de diseñar, pues tan sólo implica la variación de la posición del *slot* para una anchura constante del mismo. En segundo lugar, el *taper* se realiza sobre tecnología en circuito impreso, evitando así tener que modificar la estructura de la guía si se quisiera cambiar algún patrón geométrico, donde para ello serían necesarios procesos más complicados.



# PARTE III



**Tutor:** D. José Luis Gómez Tornero  
**Alumno:** Alejandro de la Torre Martínez

# Capítulo 6

## Conclusiones

---

### 6.1. Conclusiones

En el presente proyecto, se ha intentado dar una visión actual y rigurosa de las antenas leaky-wave en tecnología híbrida guía de onda con circuitos planares. Tres han sido las antenas LWA en las que se ha centrado el presente trabajo: *slot*, *strip* y *grounded-strip*. Estas antenas presentan una gran flexibilidad a la hora de su fabricación, pues su estructura es simple y pueden ser alimentadas fácilmente con fuentes estándar usadas en guías de onda convencionales. Además, tienen bajas pérdidas del metal y se pueden obtener elevados anchos de banda sin más que cambiar alguno de los parámetros geométricos que componen la antena.



**Tutor:**  
**Alumno:**

D. José Luís Gómez Tornero  
Alejandro de la Torre Martínez

De una manera general y sencilla se han introducido los conceptos teóricos necesarios para la comprensión de las propiedades de radiación de las LWA, abordando asimismo de un modo muy sucinto la formulación necesaria en la que se basan dichas antenas.

Se ha presentado un completo trabajo en el que se han estudiado las curvas de dispersión del modo leaky  $TE_{10}$  variando la geometría del circuito impreso. En este sentido, se han abordado diferentes análisis y simulaciones en los que se ha estudiado la influencia que tiene en la radiación la variación de la posición ( $XI$ ) y/o anchura ( $W$ ) de la perturbación planar (*slot* o *strip*), presentadas junto a su topología *taper*. En este sentido, se resaltó la importancia que tiene elegir adecuadamente el rango de valores óptimo para dichos parámetros, en tanto que éstos son los que determinan el rango de valores que pueden tomar las constantes de fase y fuga, responsables de las propiedades de radiación de la antena leaky.

Igualmente, se completó un estudio de curvas de dispersión en frecuencia del modo leaky  $TE_{10}$  junto con otros modos interferentes no deseados, en las que se mostraban las distintas regiones de funcionamiento de las antenas. Para todo ello, se ha contado con una herramienta de diseño asistido por ordenador, P.A.M.E.L.A., que ha permitido el estudio de tales antenas.

Como se comentó, dicha herramienta permite no sólo realizar de una manera rápida, fiable e intuitiva el análisis de dichas antenas, sino que además presenta la posibilidad de estudiar todo el espectro modal para casi cualquier tipo de estructura, incluidas las novedosas antenas leaky-wave periódicas. Gracias a la naturaleza *full-wave* en dos dimensiones del método que utiliza, P.A.M.E.L.A. resulta considerablemente más rápida y efectiva que otras herramientas 3D (*HFSS*) actualmente en el mercado, a la vez que goza de gran precisión a la hora de mostrar resultados. De esta manera, podemos obtener en pocos minutos curvas de dispersión en frecuencia, patrones de campo o diagramas de radiación que de otra manera nos llevaría horas o incluso días analizar y diseñar.



Una vez estudiadas y analizadas detenidamente las consecuencias de modificar tanto la anchura como la posición de la perturbación, se eligió una topología *taper* como la mejor para el diseño efectivo de antenas *leaky-wave*. En este sentido, se consideró la topología *SLOT-1* como la mejor, pues permite modificar en un amplio rango el valor de la constante de fuga ( $\alpha/k_0$ ) modificando la constante de fase ( $\beta/k_0$ ) tan sólo ligeramente, de tal modo que tenemos un mayor ancho de haz ( $\Delta\theta$ ) manteniendo prácticamente constante el ángulo de apuntamiento ( $\theta_m$ ). Como segunda opción, podríamos citar también el caso de la antena tipo *strip*, que presenta buenas cualidades para topologías *taper* que trabajen con valores de anchuras cercanos a cero.

Asimismo, se han propuesto diferentes topologías *taper*, en las que se desea variar la constante de fuga manteniendo constante la constante de fase, de manera que podamos variar la iluminación de la antena sin perturbar al ángulo de apuntamiento. Así, podemos obtener un nivel de lóbulo secundario menor del que se consigue con antenas *leaky-wave* uniformes, manteniendo además la misma dirección del haz de radiación. Esto nos permite utilizar las antenas *leaky-wave* en aplicaciones que requieran un bajo nivel de lóbulos secundarios, hecho que no puede darse con las antenas *leaky-wave* uniformes.

A modo de ejemplo, se procedió al diseño *taper* de la antena *SLOT-1*, seleccionada en nuestro análisis como la mejor candidata a diseño por prestaciones. Así, se han obtenido distintos *layouts* (máscaras de circuito impreso) para distintas iluminaciones de antena, teniendo en cuenta además la longitud de ésta. Así, mediante la utilización de varias herramientas de diseño que actúan colectivamente, se obtuvo un diseño *taper* para iluminación de tipo *triangular* y otra de tipo *coseno*, pues ambas presentan bajos niveles de lóbulo secundario. En ambos casos, se comprobó para diferentes ángulos de apuntamiento cómo debían cambiar la posición y/o anchura de la perturbación *slot* para obtener una iluminación determinada que redujera el nivel de lóbulos secundarios mediante diferentes diseños del *layout* del circuito impreso. Los resultados de este proyecto fin de carrera se han resumido en el artículo [26], que está en proceso de publicación en la revista *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* (código *AP0406-0402.R1*, aceptado con “*minor revisions*” a fecha 3 diciembre del 2004)



Para finalizar, sólo nos queda mencionar que esta misma tecnología se puede usar en circuitos impresos periódicos, que mejoran las prestaciones de las antenas, tal y como se comenta en el apartado siguiente.

## 6.2. Líneas de investigación futuras: LWA periódicas

Actualmente, se está trabajando en el estudio de antenas Leaky-Wave periódicas con perturbaciones planares (*slot* o *strip*), pues éstas consiguen mejorar las prestaciones de las antenas LWA no periódicas. En este sentido, hasta ahora sólo se había estudiado una antena leaky periódica en tecnología de guía *inset*. Sin embargo, esta antena presenta unas notables deficiencias a la hora de controlar sus propiedades de radiación, como son el mantener en una posición fija las perturbaciones, de manera que no se puede realizar un diseño de tipo taper para modificar la iluminación de la apertura y optimizar el nivel de lóbulos secundarios, lo cual, tal y como se ha visto a lo largo del presente proyecto, resulta imprescindible a la hora de hacer el diseño *taper* o de escoger el ancho de haz.

Por ello, se está estudiando una antena completamente original, que tiene las propiedades de la antena *inset* (control del apuntamiento de la misa), pero añade además la ventaja de permitir un control absoluto de la iluminación sin influir en el apuntamiento. Dichas antenas presentan la interesante propiedad de poder barrer en frecuencia el ángulo de máxima radiación, desde *backward-endfire* hasta *forward-endfire*. Además, se ha estudiado el efecto de variación del periodo y la anchura del circuito impreso, comprobando que se puede controlar la respuesta en frecuencia de la antena (dirección de apuntamiento  $\theta$  para diferentes frecuencias) variando la máscara impresa sobre el sustrato dieléctrico.

Con todo lo dicho anteriormente, y teniendo en cuenta que se sigue investigando en las propiedades de estas novedosas antenas periódicas, podemos concluir que dichas antenas permiten mejorar las prestaciones de la antena *inset*, pues permiten un mejor control de la radiación del modo-leaky excitado.



## Anexo

### Procedimiento para el diseño de LWA taper

El objetivo es obtener la amplitud de la iluminación taper en la apertura de la antena  $|M(z)|$ , la cual crea un patrón de radiación con un nivel bajo de lóbulos secundarios. La fase de la iluminación debe ser lineal ( $e^{j\beta_0 z}$ ), tal y como corresponde a un modo leaky-wave (que es una onda progresiva), cuya constante de fase es  $\beta_0$  rad/m. Por tanto, la función de iluminación compleja puede expresarse como sigue:

$$M(z) = |M(z)| \cdot e^{-j\beta_0 z} \quad (1)$$

Un modo leaky-wave debe ser el que posibilite el mecanismo de radiación de la LWA. Este modo leaky-wave puede ser descrito por una constante de propagación compleja, que depende de las dimensiones transversales de la LWA. Como la sección recta puede ser variada mediante un suave taper a lo largo del eje longitudinal de la antena ( $z$ , ver Figura 5), el número de onda complejo también varía a lo largo de la longitud de la antena:

$$k_z = k_z(z) = \beta(z) - j\alpha(z) \quad (m^{-1}) \quad (2)$$

donde  $\alpha(z)$  indica la función de la tasa de fuga ( $nep/m$ ). Esta tasa determina las pérdidas por radiación a lo largo de la longitud de la antena, y por tanto permite expresar de la manera siguiente la potencia transmitida para cualquier posición longitudinal de la antena,  $P_Z(z=z_0)$ :

$$P_Z(z=z_0) = P_Z(z=0) \cdot e^{-2 \cdot \int_{z=0}^{z=z_0} \alpha(z) \cdot dz} \quad (W) \quad (3)$$



La función de la tasa de fuga del modo leaky,  $\alpha(z)$ , se puede unir a la función de la amplitud de iluminación que queremos obtener,  $|M(z)|$ . Esto se puede hacer sin más que relacionar el decremento en la potencia transmitida a lo largo de la longitud de la antena,  $P_Z(z)$ , con la densidad de potencia radiada en cualquier posición de la antena,  $S^{RAD}(z=z_0)$  (W/m):

$$S^{RAD}(z=z_0) = -\frac{\partial P_Z(z=z_0)}{\partial z} \quad (W/m) \quad (4)$$

Por otro lado,  $S^{RAD}$  se puede expresar, usando la función de amplitud de iluminación en la apertura, como:

$$S^{RAD}(z=z_0) = \xi \cdot |M(z=z_0)|^2 \quad (W/m) \quad (5)$$

donde  $\xi$  es una constante de proporcionalidad que se obtiene a partir del vector de Poynting. Comparando las ecuaciones (4) y (5), y tras derivar la ecuación (3), se puede obtener la siguiente expresión:

$$\xi \cdot |M(z=z_0)|^2 = -\frac{\partial P_Z(z=z_0)}{\partial z} = 2 \cdot \alpha(z=z_0) \cdot P_Z(z=z_0) \quad (6)$$

La ecuación (6) permite determinar la función de la tasa de fuga usando la siguiente fórmula:

$$\alpha(z=z_0) = \xi \cdot \frac{1}{2} \frac{|M(z=z_0)|^2}{P_Z(z=z_0)} \quad (nep/m) \quad (7)$$

Para eliminar la constante  $\xi$  desconocida, integramos la primera identidad en la ecuación (6) para dos conjuntos diferentes de límites de integración:

$$P_Z(0) - P_Z(L_A) = - \int_{z=0}^{z=L_A} \frac{\partial P_Z(z)}{\partial z} \cdot \partial z = \xi \cdot \int_{z=0}^{z=L_A} |M(z)|^2 \cdot \partial z \quad (8)$$



$$P_Z(0) - P_Z(z_0) = - \int_{z=0}^{z_0} \frac{\partial P_Z(z)}{\partial z} \cdot \partial z = \xi \cdot \int_{z=0}^{z=z_0} |M(z)|^2 \cdot \partial z \quad (9)$$

Usamos la ecuación (9) para sustituirla por  $P_Z(z=z_0)$  en la ecuación (7), para después emplear la ecuación (8) para eliminar la constante de proporcionalidad  $\xi$ . Así, llegamos al siguiente resultado:

$$\alpha(z = z_0) = \frac{1}{2} \frac{|M(z = z_0)|^2}{\frac{P_Z(0)}{P_Z(0) - P_Z(L_A)} \cdot \int_{z=0}^{z=L_A} |M(z)|^2 \cdot \partial z - \int_{z=0}^{z=z_0} |M(z)|^2 \cdot \partial z} \quad (10)$$

que es la expresión clave para calcular la evolución de la constante de fuga a lo largo de la longitud de la LWA,  $\alpha(z)$ , que se necesita para obtener una función de iluminación determinada,  $|M(z)|$ . Destacar que  $P_Z(L_A)$  determina la potencia al final de la antena, y por tanto la eficiencia de la antena,  $\eta$  (que también puede ser establecida a partir del valor de la tasa de fuga a lo largo de la longitud de la antena,  $\bar{\alpha}$ ):

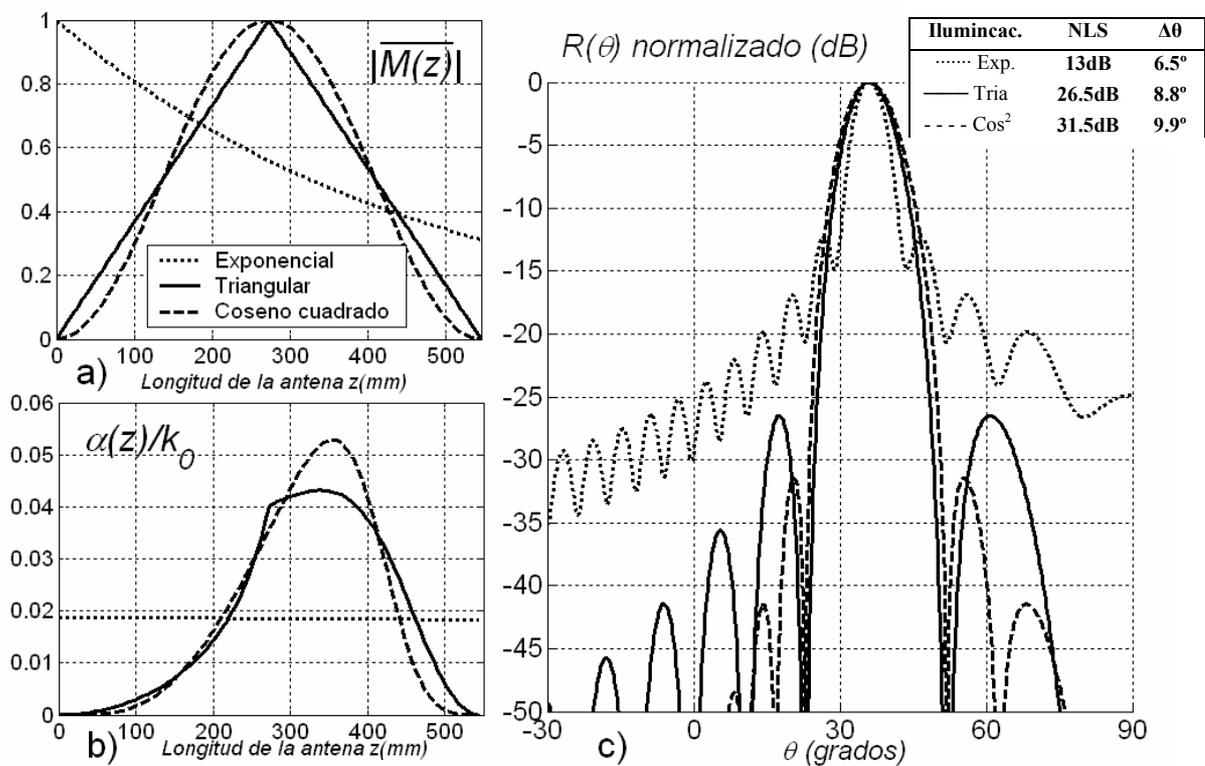
$$\eta = 1 - \frac{P_Z(L_A)}{P_Z(0)} \approx 1 - e^{-2 \cdot \bar{\alpha} \cdot L_A} \quad (11)$$

Usando la primera identidad de la ecuación (11) en la ecuación (10), la función de la tasa de fuga se puede expresar como:

$$\alpha(z = z_0) = \frac{1}{2} \frac{|M(z = z_0)|^2}{\frac{1}{\eta} \cdot \int_{z=0}^{z=L_A} |M(z)|^2 \cdot \partial z - \int_{z=0}^{z=z_0} |M(z)|^2 \cdot \partial z} \quad (nep/m) \quad (12)$$



De este modo, podemos obtener, a partir de la tasa de fuga, la iluminación deseada que produce un patrón de radiación con un NLS superior. Esto podemos verlo en la siguiente gráfica, donde se ilustra la tasa de fuga que se necesita para obtener una iluminación de tipo exponencial, triangular o coseno cuadrado junto con el patrón de radiación de cada una de estas iluminaciones ( $L_A=10\lambda_0$ ,  $\eta=90\%$ ,  $\theta_m=36^\circ$ ,  $f=5.5\text{GHz}$ ).



**Fig. anex.** a) Función de iluminación b) Variación de la constante de fuga para cada iluminación c) Patrón de radiación normalizado para cada iluminación



Tutor:  
Alumno:

D. José Luís Gómez Tornero  
Alejandro de la Torre Martínez

## REFERENCIAS

- [1] C.H. Walter, *Travelling Wave Antennas*, New York, McGraw-Hill, 1965.
- [2] F.J. Zucker, "Surface and Leaky-Wave Antennas", in *Antena Engineering Handbook*, 1st ed, H. Jasik, New York, McGraw-Hill, 1969, Ch.16.
- [3] F. Schwering and A.A. Oliner, "Milimeter-Wave Antennas", in *Antenna Handbook*, Y.T. Lo and S.W. Lee, Eds. New York, McGraw-Hill, 1993, Ch. 10.
- [4] A.A. Oliner, "Leaky-wave antennas", in *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed, R.C. Johnson, Ed. New York, McGraw-Hill, 1993, Ch. 10.
- [5] 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, St. Louis, MO, June 1985.
- [6] H. Shigesawa, M. Tsuji and A.A. Oliner, "Effects of air gap and finite metal plate width on NRD guide", *IEEE MTT International Microwave Symposium Digest*, pp. 119-122, Baltimore, MD, June 1986.
- [7] P. Lampariello. and A.A. Oliner, "A new Leaky-Wave Antenna for Millimeter Waves Using an Asymmetric *Strip* in Groove Guide. Part I: Theory", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. 33, pp. 1285-1294, 1985.
- [8] Z. Ma and E. Yamashita, "Leakage Characteristics of Groove Having a Conductor *Strip*", *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, vol. 4, No. 10, pp. 1925-1931, 1994.
- [9] P. Lampariello, F. Frezza, H. Shigesawa, M. Tsuji and A.A. Oliner, "Guidance and Leakage Properties of Offset Groove Guide", 1987 *IEEE MTT International Microwave Symposium Digest*, pp. 731-734.
- [10] P. Lampariello and A.A. Oliner, "A Novel Phase Array of Printed-Circuit Leaky Wave Lines Sources", *Proceedings of 17th European Microwave Conference*, Rome, Italy, pp.555-560,1987.
- [11] F. Frezza, M. Guglielmi and P. Lampariello, "Milimeter-wave leaky-wave antennas based on slitted asymmetric ridge waveguides", *IEEE Proceedings, Part H: Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 141, pp. 175-180, June 1994.
- [12] C. Di Nallo, F. Frezza, A. Galli and P. Lampariello, "Complete Characterisation of Leaky-Wave Antennas Based on Stepped Rectangular Waveguides", *Proc. 25<sup>th</sup> European Microwave Conf.*, Bologna, Italy, pp. 1062-1067, Sept. 1995.
- [13] P. Lampariello, F. Frezza, H. Shigesawa, M. Tsuji and A.A. Oliner, "A versatile leaky-wave antenna based on stub-loaded rectangular waveguide. Part I: Theory", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 46, N° 7, pp. 1032-1041, July 1998.
- [14] J. A. Encinar, M. Guglielmi and A.A. Oliner, "Taper Optimization for sidelobe control in millimeter-wave metal-*strip*-loaded dielectric antennas", *1988 URSI Radio Sci. Meet. Dig.*, Syracuse, NY; June 1988, p. 397.



- 
- [15] S. Majumder and D.R. Jackson, "Radiation Characteristics of One-Dimensional Periodic Leaky-Wave Antennas", *AP-S 1997 Digest*, Vol. 1, pp. 452-455, 1997.
- [16] J.L. Gómez and A.A. Melcón, "Non-Orthogonality Relations between Complex-Hybrid-Modes: an Application for the Leaky-Wave Analysis of Laterally-Shielded Top-Open Planar Transmission Lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 52, No.3, pp. 760-767, March 2004.
- [17] J.L. Gómez and A.A. Melcón, "Radiation Analysis in the Space Domain of Laterally-Shielded Planar Transmission Lines. Part I: Theory", *Radio Sci.*, accepted for publication, Sept. 2003.
- [18] P.J.B. Clarricoats, P.E. Green and A.A. Oliner, "Slot-Mode Propagation in Rectangular Waveguide", *Electron. Lett.*, No. 2, pp. 307-308, 1966.
- [19] H. Shigesawa, M. Tsuji, P. Lampariello, F. Frezza and A. A. Oliner, "Coupling between different leaky-mode types in stub-loaded leaky waveguides", *IEEE Trans. Microwave TheoryTechniques*, Vol.42, pp. 1548-1560, August 1994.
- [20] T. Rozzi and M. Mongiardo, *Open Electromagnetic Waveguides*, IEE Electromagnetic Waves Series, vol. 43, 1997.
- [21] J.L. Gómez, A.A. Melcón and F.D. Quesada, "A Full-Wave Space-Domain Method for the Analysis of Leaky-Wave modes in Multilayered Planar Open Parallel-Plate Waveguides", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, accepted for publication, May 2004.
- [22] P. Lampariello, F. Frezza and A.A. Oliner, "The Transition Region Between Bound-Wave and Leaky-Wave Ranges for a Partially Dielectric-Loaded Open Guiding Structure", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 38, No 12, pp. 1831-1836, December 1990.
- [23] J.L. Gómez and A.A. Melcón, "Radiation Analysis in the Space Domain of Laterally-Shielded Planar Transmission Lines. Part II: Applications", *Radio Sci.*, accepted for publication, Feb. 2004.
- [24] P. Baccarelli, P. Burghignoli, C. Di Nallo, F. Frezza, A. Galli, P. Lampariello and G. Ruggieri, "Full-Wave Analysis of Printed Leaky-Wave Phase Arrays", *RF and Microwave Computer Aided Eng.*, Vol. 12, Issue 3, pp.272-285, May 2002.
- [25] C. Di Nallo, F. Frezza, A. Galli, G. Gerosa and P. Lampariello, "Stepped Leaky-Wave Antennas for Microwave and Millimeter-Wave Applications", *Ann. Télécommun.*, 52: pp. 202-208, March 1997.
- [26] J.L. Gómez , A. de la Torre, D. Cañete, M. Gugliemi and A.A. Melcón, "Design of Tapered Leaky-Wave Antennas in Hybrid Waveguide-Planar Technology for Millimeter Waveband Applications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, aceptada bajo revisiones menores, diciembre del 2004.

