

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Análisis y Diseño de un Nuevo Tipo de Acoplador Direccional Usando Guías "Leaky-Wave"



AUTOR: Sofia Martínez López
DIRECTOR: José Luis Gómez Torno

Cartagena, Julio 2005



Autor	Sofía Martínez López
E-mail del Autor	sofia_martinez_lopez@hotmail.com
Director(es)	José Luis Gómez Tornero
E-mail del Director	josel.gomez@upct.es
Codirector(es)	
Título del PFC	Análisis y Diseño de un Nuevo Tipo de Acoplador Direccional Usando Guías "Leaky-Wave"
Descriptor(es)	Circuitos de Microondas, Acopladores Direccionales, Guías Dieléctricas Rectangulares, Antenas Leaky-Wave
Resumen	
<p>El objetivo de este proyecto fin de carrera es el diseño de un nuevo acoplador "Leaky-Wave" en tecnología híbrida guía dieléctrica circuito impreso.</p> <p>Tras un estudio del comportamiento de las antenas "Leaky-Wave", se explica el mecanismo de funcionamiento del nuevo dispositivo, indicando las ventajas que presenta frente a otros tipos de acopladores. A continuación se exponen y se justifican los pasos que conducen al correcto diseño de este nuevo dispositivo. Además se caracteriza detalladamente su respuesta mediante la utilización de un programa de análisis electromagnético comercial. Por último se pretende obtener una cierta flexibilidad de diseño. Para ello se demuestra la posibilidad de variar algunas características que definen el comportamiento del acoplador como son el nivel de acoplo y el ancho de banda del dispositivo mediante la modificación de ciertos parámetros de diseño.</p>	
Titulación	Ingeniero de Telecomunicación
Intensificación	Sistemas y Redes de Telecomunicación
Departamento	Tecnología de la Información y la Comunicación
Fecha de Presentación	Julio de 2005

Agradezco a D. José Luis Gómez Tornero
su trabajo y dedicación en la dirección de este proyecto

Índice general

Capítulo I. INTRODUCCION.....	p.10
Capítulo II. FUNDAMENTOS TEORICOS.....	p.13
II.I.- ANTENAS LEAKY.....	p.13
A.- Mecanismo de radiación.....	p.13
B.- Control de la radiación: diseño <i>taper</i>	p.19
C.- Tipos de antenas <i>leaky-wave</i>	p.24
II.II.- ACOPLADOR LEAKY.....	p.29
A.- Ventajas del acoplador <i>leaky</i> frente a otros tipos de acopladoresp.29
B.- Configuración del acoplador.....	p.31
C.- Principio de reciprocidad.....	p.34
D.- Comportamiento en frecuencia.....	p.36
E.- Pasos a seguir en el diseño de un acoplador.....	p.39

Capítulo III. RESULTADOS	p.41
III.I.- DISEÑO DE UN ACOPLADOR <i>LEAKY-WAVE</i>	p.42
A). Dimensiones de las guías dieléctricas.....	p.42
B). Separación vertical entre las guías.....	p.45
C). Circuito impreso.....	p.48
i) Metodología de diseño.....	p.48
ii) Campo lejano	p.51
iii) Campo cercano.....	p.53
D). Desplazamiento horizontal entre las guías.....	p.56
III.II.- RESPUESTA DEL ACOPLADOR DISEÑADO.....	p.63
A). Transferencia de potencia entre las guía dieléctricas.....	p.63
B).- Respuesta en frecuencia.....	p.66
i) Zona de corte.....	p.70
ii) Zona de radiación	p.73
iii) Modos de orden superior.....	p.77
III.III.- CONTROL DEL NIVEL DE ACOPLO.....	p.81
A).- Acoplador con eficiencia del 60%.....	p.83
B).- Acoplador con eficiencia del 25%.....	p.87
III.IV.- CONTROL DE LA SELECTIVIDAD EN FRECUENCIA....	p.89
 Capítulo IV. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS	p.100
 ANEXO 1: dimensiones de los <i>slots</i> utilizados	p.103
 REFERENCIAS	p.106

Índice de figuras

1.1 Acoplador direccional en tecnología híbrida guía dieléctrica circuito impreso.....	p.11
2.1 . Mecanismo de radiación por asimetría.....	p.15
2.2. Constante de propagación normalizada del modo TE ₁₀	p.17
2.3. Dimensiones transversales de la antena leaky wave.....	p.19
2.4. Ángulo de apuntamiento.....	p.20
2.5 . Barrido de ángulo en frecuencia.....	p.21
2.6. Variación de la constante de atenuación y del ángulo de apuntamiento según las dimensiones del <i>slot</i>	p.23
2.7. Dimensiones de una antena <i>leaky-wave</i> periódica.....	p.25
2.8. Familia de armónicos.....	p.27
2.9. Antena leaky continua de tipo slot.....	p.28
2.10. Diferentes acopladores direccionales.....	p.29
2.11. Configuración del acoplador.....	p.31
2.12. Esquema simbólico del acoplador diseñado.....	p.33
2.13. Necesidad de taper del circuito impreso.....	p.34
2.14. Antena transmisora y receptora con misma iluminación.....	p.35
2.15. Antena transmisora y receptora con iluminaciones diferentes.....	p.35
2.15. Necesidad de desplazamiento horizontal entre las guías.....	p.36
2.17. Coincidencia de haces a la frecuencia de diseño.....	p.37
2.18. No coincidencia de haces a una frecuencia distinta de la de diseño.....	p.38
2.19. Relación entre el desplazamiento, L y d.....	p.38
3.1. Curvas de Dispersión del Modo TE ₁₀	p.42
3.2. Acoplador con guías desnudas: acoplo por proximidad.....	p.45

3.3. Parámetro S(acoplo, entrada) en función de L, $f = 5.5 \text{ GHz}$	p.46
3.5 . Acoplo entre guías por proximidad con slot centrado de anchura $W=10 \text{ mm}$	p.47
3.6. Constante de fase y constante de atenuación según las dimensiones del slot, obtenidas mediante la herramienta Layout Designer. ($a = 22.86 \text{ mm}$, $D=10.16 \text{ mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $L=5 \text{ mm}$, $f=5.5 \text{ GHz}$)	p.49
3.7. Diagramas de radiación ideales normalizados para antenas con iluminación exponencial y de tipo coseno.....	p.51
3.8. Ángulo de apuntamiento para diferentes frecuencias	p.52
3.9. a) Iluminación exponencial b) Iluminación de tipo coseno.....	p.53
3.10. Medida de λ_y	p.54
3.11. Vector de Poynting a diferentes alturas sobre la guía dieléctrica.....	p.55
3.12. Comparación de la “coincidencia de huellas” para diferentes desplazamientos...p.60	
3.13. Parámetro S41 en el acoplador en función del desplazamiento.....	p.61
3.14. Comparación del nivel de acoplo según el desplazamiento obtenido mediante cálculos analíticos y mediante simulación en HFSS.....	p.62
3.15. Estructura simulada en HFSS.....	p.63
3.16. Potencia en la guía transmisora.....	p.64
3.17. Corte transversal del acoplador ($f=5.5 \text{ GHz}$)	p.65
3.18. Transferencia de potencia entre guías. Iluminación coseno ($f=5.5 \text{ GHz}$).....	p.65
3.19. Transferencia de potencia entre guías. Iluminación exponencial ($f=5.5 \text{ GHz}$).....	p.66
3.20. “Coincidencia de huellas” para diferentes frecuencias ($d = 70 \text{ mm}$).....	p.68
3.21. Comparación del nivel de acoplo según la frecuencia obtenido mediante cálculos analíticos y mediante simulación en HFSS.....	p.69
3.22. Respuesta en frecuencia del acoplador a) acoplo y salida directa b) aislamiento y desadaptación.....	p.70
3.23. Campo eléctrico dentro del acoplador para $f = 4.5 \text{ GHz}$	p.72
3.24. Transferencia de potencia entre las guías para $f = 4.5 \text{ GHz}$	p.72
3.25. Campo eléctrico dentro del acoplador para $f = 5.5 \text{ GHz}$	p.73
3.26. Parámetros S en la zona de acoplo por radiación leaky.....	p.74
3.27. Efecto de acoplo por múltiples reflexiones.....	p.75
3.28. Transferencia de potencia entre las guías para $f = 6 \text{ GHz}$	p.75
3.29. Transferencia de potencia entre las guías para $f = 5.1 \text{ GHz}$	p.76
3.30. Acoplo de campo eléctrico en el acoplador. $f=5.1 \text{ GHz}$	p.77
3.31. Campo eléctrico dentro del acoplador para $f = 6.5 \text{ GHz}$	p.78
3.32. Transferencia de potencia entre las guías para $f = 6.5 \text{ GHz}$	p.78
3.33 Respuesta en frecuencia sin condiciones de radiación en los extremos.....	p.80
3.34. Condiciones de radiación en los extremos.	p.81

3.35. Respuesta en frecuencia de la antena con eficiencia de 25%.....	p.83
3.36. Comportamiento en frecuencia del acoplador con antena transmisora de eficiencia 60%. a) receptor con eficiencia 98% b) receptor con eficiencia 60%.....	p.84
3.37. Transferencia de potencia entre las guías para el acoplador con antenas de eficiencia 60% a) receptor con eficiencia 98% b) receptor con eficiencia 60%.....	p.85
3.38. Acoplador de 60% de eficiencia actuando como combinador.....	p.86
3.39. Respuesta en frecuencia de una antena con eficiencia 25% a 5.5 GHz.....	p.87
3.40. Transferencia de energía entre guías en el acoplador con antena transmisora de eficiencia 25% y antena receptora de eficiencia 98%.....	p.87
3.41. Transferencia de potencias en el acoplador de 60% de eficiencia a) antena receptora “absorbente” b) antena receptora con eficiencia 60%.....	p.88
3.42. Diferentes niveles de acoplo.....	p.89
3.43. Dimensiones transversales de la antena suspendida en el aire.....	p.90
3.44. Esquema del principio de funcionamiento de la antena suspendida.....	p.90
3.45. Comportamiento de la antena a 6 GHz, según el valor de H. (D=10.16 mm).....	p.92
3.46. Respuesta en frecuencia de la antena con D = 10.16 mm y H = 37 mm.....	p.93
3.47. Porcentaje de potencia reflejada en la entrada con respecto a la potencia total inyectada, para una frecuencia de 4.85 GHz.....	p.94
3.48. Comportamiento de la antena a 5.5 GHz, según el valor de H. (D=30 mm).....	p.94
3.49. Comportamiento de la antena a 6 GHz, según el valor de H. (D=30 mm).....	p.95
3.50. Respuesta en frecuencia de la antena con D = 30 mm y H = 30 mm.....	p.96
3.51. Respuesta en frecuencia de la antena final. D = 30 mm y H = 37 mm.....	p.96
3.52. Comparación entre la antena básica, con poca selectividad frecuencial y la nueva antena suspendida, con mayor selectividad.....	p.97
3.53. Configuración del acoplador con antena transmisora suspendida.....	p.97
3.54. Comparación del comportamiento en frecuencia del acoplador con la antena básica y con la antena suspendida.....	p.98
3.55. Módulo de Poynting en la parte superior de la antena (D=30mm; H=37 mm).....	p.99
4.1. Acoplador con lámina dieléctrica.....	p.102

Capítulo I

Introducción

Hoy en día, las antenas de modo de fuga (más comúnmente conocidas como antenas *leaky-wave*) suscitan gran interés. Esto es debido a que permiten obtener unas características muy interesantes para las aplicaciones en las bandas de microondas [1]. Ejemplos de estas características son su fácil fabricación, alta directividad, gran ancho de banda, bajas pérdidas, fácil interconexión con guías estándar, posibilidad de variar la dirección de apuntamiento mediante barrido en frecuencia...

Por otra parte, los acopladores direccionales son circuitos esenciales en muchos sistemas de comunicaciones ópticas y en bandas de microondas [2]. Un acoplador direccional es un dispositivo capaz de extraer parte de una señal que viaja por una línea de transmisión o guía de onda, dejando que el resto de potencia no acoplada se encamine a la salida directa. Entre sus principales aplicaciones se encuentran la medida de potencia, medida de relación de onda estacionaria (ROE), muestreo de la señal para control, combinación de señales de microondas... Incluso pueden ser utilizados para

realizar tareas de procesamiento de señal: forman parte de amplificadores balanceados, mezcladores, desfasadores, moduladores, demoduladores... Dentro de las aplicaciones en comunicaciones ópticas, se puede citar el uso de acopladores ópticos en los sistemas WDM (Wavelength Division Multiplexing), para mezclar y separar los diferentes canales.

Existen acopladores direccionales para las distintas tecnologías de microondas (guías de onda, coaxial, microstrip, etc.) y dentro de cada tecnología incluso existen distintos tipos de acopladores que tienen un principio de funcionamiento diferente. Por ejemplo, dentro de los acopladores direccionales en guías de onda, se encuentran los acopladores de Bethe-hole (en el cual la transferencia de energía se realiza a través de un agujero practicado en la cara común a las dos guías), los acopladores de doble agujero (en el cual existen dos agujeros de acoplamiento)...

La tecnología sobre la que se basan las estructuras diseñadas en este proyecto es una tecnología híbrida puesto que se trata de una tecnología guiada (no planar) combinada con metalizaciones planares (*strips* o *slots*) que permiten controlar la radiación. Se trata de una estructura con cuatro puertos, tal y como muestra la siguiente figura.

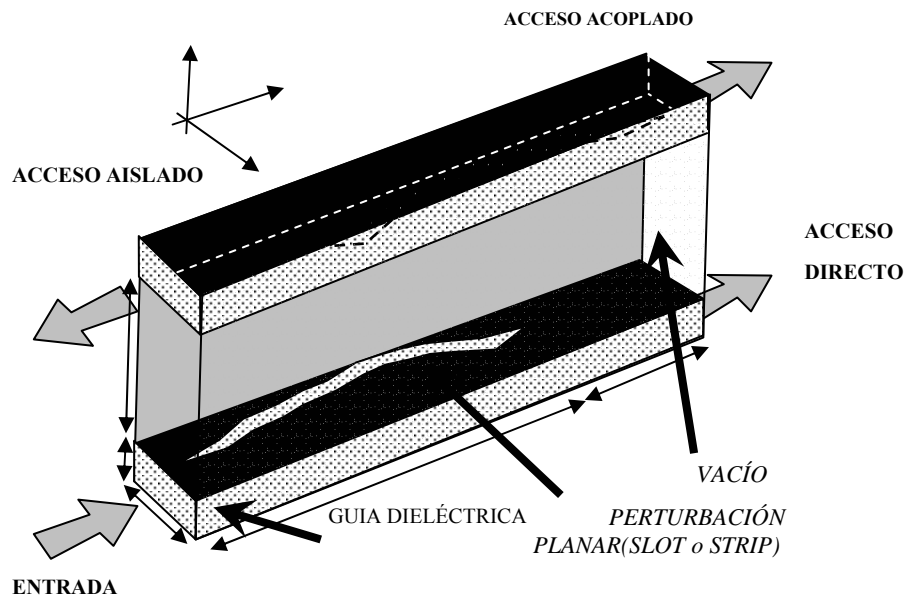


Figura 1.1 Acoplador direccional en tecnología híbrida guía dieléctrica circuito impreso

El objetivo de este proyecto es proponer un nuevo tipo de acopladores direccionales basados en guías leaky-wave en tecnología híbrida guía-circuito impreso, así como mostrar el principio de funcionamiento. También se propondrá una metodología de diseño, y se mostrará cómo controlar los diferentes parámetros del acoplador (frecuencia de acoplo, eficiencia de acoplo, respuesta en frecuencia...). De esta manera se ilustra la flexibilidad de diseño de este tipo de circuitos.

El primer capítulo estará dedicado a revisar los conceptos teóricos sobre antenas *leaky-wave* que pueden ser de ayuda en el diseño del acoplador. A partir de esos conocimientos, se intentará deducir el principio de funcionamiento del nuevo acoplador. Efectivamente, el dispositivo diseñado está concebido como dos antenas *leaky-wave* contrapuestas de forma que la metodología de diseño más lógica consiste en estudiar el comportamiento de cada antena por separado para luego intentar predecir el funcionamiento conjunto.

El segundo capítulo presenta los resultados obtenidos mediante HFSS con los que se desea profundizar sobre el conocimiento del campo cercano en las antenas *leaky-wave* y comprobar que el funcionamiento del acoplador es el esperado. Este segundo capítulo quedará dividido en dos subpartes.

Primero, se traducirán las conocidas características de campo lejano de las antenas *leaky-wave* a características en campo cercano. Este proyecto aporta una nueva aplicación del diseño *taper*. Normalmente, el objetivo del diseño *taper* es controlar características del campo lejano (Nivel de Lóbulo Principal a Secundarios, ancho de haz...) que es en definitiva el objetivo del diseño de antenas [3]. Sin embargo, en esta memoria se demuestra que el diseño *taper*, mediante la modificación del campo cercano, es también el mecanismo que permite el funcionamiento de un nuevo tipo de acoplador: el acoplador *leaky-wave*.

Después, se explicarán los diferentes pasos de diseño. Además, se caracterizará el comportamiento del acoplador observando su respuesta al variar algunos de sus parámetros con lo que se llegará a un buen conocimiento de su funcionamiento. Esto a su vez permitirá comprender cómo puede controlarse el nivel de acoplo y el ancho de banda del acoplador, con lo que quedará demostrada la flexibilidad en el diseño de este tipo de acopladores.

Finalmente, en una tercera y última parte, se expondrán las conclusiones y futuros trabajos de este proyecto.

Capítulo II

Fundamentos teóricos

II.1.- ANTENAS LEAKY

El acoplador que se pretende diseñar está compuesto por dos antenas *leaky-wave* enfrentadas. Este apartado está dedicado a revisar el mecanismo de radiación, y la forma de controlar la iluminación de estas antenas. Se justifica además la elección del tipo de antenas *leaky-wave* para el diseño del acoplador.

A.- Mecanismo de radiación

En las guías cerradas rectangulares rellenas de dieléctrico no existen pérdidas por radiación. Las únicas pérdidas que se producen son debidas al efecto óhmico del material dieléctrico o de las paredes metálicas de la guía. Si no se tiene en cuenta estas

pérdidas en los materiales de la guía, la constante de propagación en la dirección axial (eje \hat{y}) de un modo que haya superado su frecuencia de corte es una constante real:

$$k_y = \beta \quad (2.1)$$

de manera que al pasar del dominio fasorial al dominio del tiempo:

$$\Re(e^{-jk_y y} \cdot e^{j\omega t}) = \Re(e^{-j\beta y} \cdot e^{j\omega t}) = \cos(\omega \cdot t - \beta \cdot y) \quad (2.2)$$

Según esta ecuación, la onda electromagnética avanza por la estructura sin atenuarse, no hay pérdida ni radiación de potencia.

Sin embargo, las antenas leaky son guías de onda que poseen un mecanismo que, como su nombre indica, permite a la potencia “fugarse”, radiar a lo largo de la estructura. Debido a estas pérdidas por radiación, estas antenas tienen una constante de propagación k_y compleja:

$$k_y = \beta - j\alpha \quad (2.3)$$

por lo que la onda en el dominio del tiempo puede expresarse:

$$\Re(e^{-jk_y y} \cdot e^{j\omega t}) = \Re(e^{-j(\beta - j\alpha)y} \cdot e^{j\omega t}) = e^{-\alpha y} \cdot \cos(\omega \cdot t - \beta \cdot y) \quad (2.4)$$

En esta expresión, β es la constante de propagación en el eje \hat{y} (en radianes por metro) y α es la constante de atenuación (en neperios por metro) debida, como ya hemos dicho, no a la resistividad de los conductores y dieléctricos ni a que el modo esté en corte, sino a una pérdida por radiación.

Se observa que, debido a la aparición de esta constante α y al contrario que en las guías cerradas, la amplitud del coseno va multiplicada por una exponencial decreciente en \hat{y} : la onda se va atenuando según avanza en esta dirección.

A continuación se explica el mecanismo físico de radiación que explica la aparición de esta constante de atenuación por radiación (también llamada tasa de pérdidas por radiación) α en las guías de onda en tecnología híbrida guía-circuito impreso usadas en el acoplador propuesto en este proyecto. las ecuaciones matemáticas.

Supóngase una guía abierta rellena de dieléctrico con paredes metálicas laterales también llamadas *stubs*, como se muestra en la figura 2.1-A.

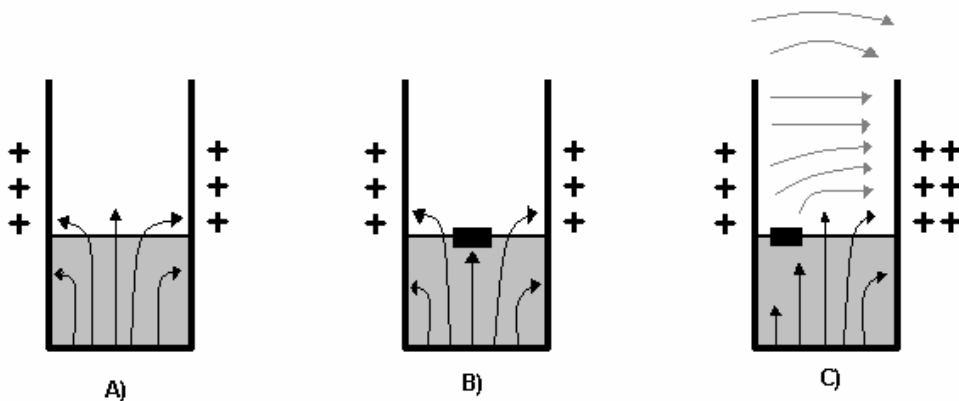


Figura 2.1 . Mecanismo de radiación por asimetría

En esta primera figura, el modo que se propaga es el TE_{10} ya que la dimensión “a” de la guía en el eje \hat{x} es mayor que la dimensión “D” en el eje \hat{z} . Este modo tiene polarización vertical y su patrón modal es simétrico.

En este caso, no existe diferencia de potencial entre las paredes de la cavidad ya que el reparto de las cargas es el mismo en un lado que en el otro. De esa forma, no se crea ningún campo horizontal entre las placas paralelas que pueda viajar al exterior. Por el contrario, en la superficie del dieléctrico aparecen las llamadas ondas de superficie, cuya constante de propagación en la dirección \hat{z} es imaginaria por lo que su energía decrece de forma exponencial conforme se avanza en dicha dirección. Así, si la altura de las placas paralelas, L, se elige suficientemente grande, la energía de estas ondas será muy pequeña en la parte 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 llegar a la parte superior de las paredes metálicas y escapar al exterior, provocando una radiación que no puede ser controlada. Estos campos en la superficie del dieléctrico se llaman reactivos 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.

La figura 2.1-B muestra el caso en el que se introduce una perturbación planar (*slot* o *strip*) en la cara superior del dieléctrico de forma simétrica. En este caso, debido a la simetría, tampoco existe diferencia de potencial entre las paredes metálicas de forma que sólo se generan campos en la superficie del dieléctrico (campos reactivos) procedentes del modo *bounded*, sin conseguir radiación.

Finalmente, la figura 2.1-C corresponde al caso de una antena *leaky-wave*. Sobre el dieléctrico existe una perturbación colocada de manera asimétrica. Es esta asimetría espacial en la dirección x la que provoca un acoplamiento desigual de líneas de campo en las paredes metálicas laterales separadas una distancia “a” de forma que se induce una diferencia de potencial entre ellas. Esta es la función del *slot* (o del *strip*, en su caso). Como consecuencia de esta diferencia de potencial aparece un campo eléctrico perpendicular a las placas, con polarización horizontal.

En realidad, los campos transversales que existen en la estructura de la antena leaky pueden ser expandidos como series de modos PPW (*Parallel Plate Waves*) ya que estos cumplen las condiciones de contorno de una guía de ondas biplaca (*PWG Parallel Wave Guide*) en las paredes metálicas laterales. Este tipo de guía de ondas tiene solución electromagnética analítica: para cada modo de propagación, los campos eléctrico y magnético forman unas ondas estacionarias en el eje \hat{x} , creándose un número de onda en dicho eje determinado por las condiciones de contorno de las paredes metálicas:

$$k_{x,m} = m \cdot \frac{\pi}{a} \quad m = 0 \dots \infty \quad (2.5)$$

El único modo deseable para la radiación de energía de la guía es el PPW $m=0$, ya que los modos de orden superior ($m>0$) deterioran las características de radiación de la antena [3]. Como según la fórmula (2.5) $k_{x,m}$ es mayor para los modos PPW de orden superior, estos modos están al corte en la zona rellena de aire de la guía abierta, fuera del dieléctrico. Por eso no llegarán a la parte de arriba de la guía y por tanto no contribuirán a la radiación de la antena. Gracias a el *stub*, sólo el modo PPW $m=0$ alcanzará la apertura y será responsable de la radiación del modo *leaky*.

Se acaba de demostrar que la asimetría en el eje \hat{x} es capaz de excitar el modo PPW fundamental. Sin embargo esta condición necesaria no es suficiente para asegurar la radiación.

Aparece una segunda condición que debe cumplirse y consiste en que dicho modo posea una constante de propagación en el eje \hat{z} (k_z) que le permita propagarse en el vacío. Para ello k_z debe ser real. Las constantes de propagación en cada eje están relacionadas mediante la siguiente ecuación.

$$\epsilon_r \cdot k_0^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \quad (2.6)$$

En la parte superior de la antena, donde no hay ningún dieléctrico entre las paredes metálicas, la constante dieléctrica relativa será la del aire $\epsilon_r = 1$. Sustituyendo y despejando el valor de la constante de propagación en la dirección \hat{z} :

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_y^2} \quad (2.7)$$

Esta ecuación admite dos soluciones:

i) Si $\left| \frac{k_y}{k_0} \right| \geq 1$, se trata de una onda *slow wave*.

$$k_0^2 - k_y^2 \leq 0 \Rightarrow k_z = -j\alpha_z \quad (2.8)$$

En este caso, la constante de propagación en la dirección \hat{z} es un número imaginario puro. Esto quiere decir que la energía decrece exponencialmente en la dirección \hat{z} y se desvanece antes de salir de las placas paralelas, por lo que no puede haber radiación. Se dice entonces que el modo es una onda de superficie (*surface wave*), que es capaz de viajar por la guía dieléctrica abierta sin sufrir pérdidas por radiación. Este mecanismo de propagación se usa en las guías ópticas como la fibra óptica.

ii) Si $\left| \frac{k_y}{k_0} \right| \leq 1$, la velocidad de fase longitudinal es mayor que la de una onda propagándose en el vacío, es decir mayor que la velocidad de la luz, por lo que se le llama *fast wave*.

$$k_0^2 - k_y^2 \geq 0 \Rightarrow k_z = \beta_z \quad (2.9)$$

En este caso, k_z es real y la onda se propaga en la dirección \hat{z} , dando lugar a radiación al llegar a la apertura superior de la guía apantallada lateralmente. Se habla entonces de un modo de fuga (*leaky wave*). Esta radiación puede ser un inconveniente o una ventaja, dependiendo de si se quiere utilizar para diseñar antenas o lo que se desea es guiar la energía.

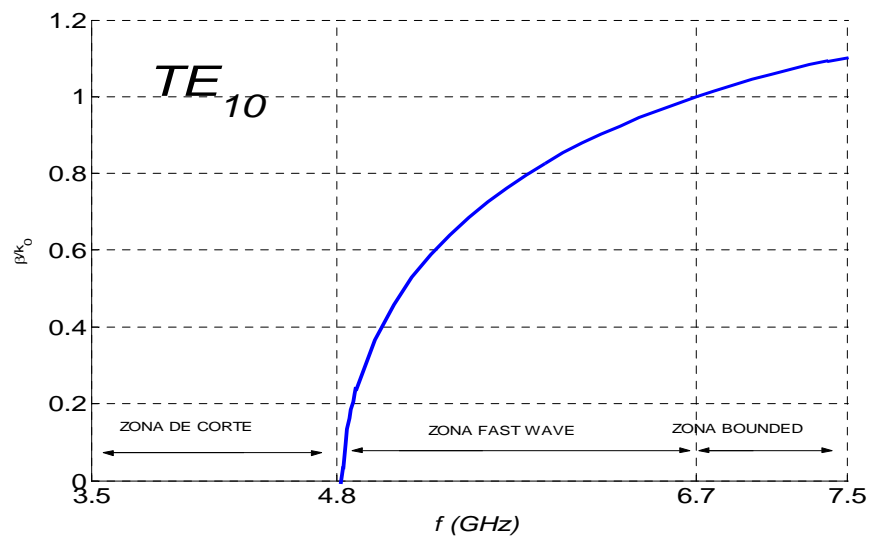


Figura 2.2. Constante de propagación normalizada del modo TE_{10}

En la figura 2.2 se distinguen tres zonas: la zona de corte, la zona *fast wave* y la zona *slow wave* o *bounded*.

En la zona de corte, $\alpha > \beta$. En este caso, la constante de atenuación toma valores muy elevados pero esto no es debido a pérdidas en los materiales ni a pérdidas por radiación sino que indica que el modo es incapaz de propagarse: la potencia se refleja a la entrada y por tanto no puede haber radiación.

Para frecuencias por encima de la frecuencia de corte, el modo entra en su región *fast wave*, donde $\left| \frac{k_y}{k_0} \right| \leq 1$ y la antena puede radiar.

Para encontrar el límite superior de frecuencia en el cual el modo deja de radiar y se convierte en onda de superficie (zona *bounded*) basta con hallar el valor de frecuencia a partir de la cual la constante de fase normalizada es mayor que la unidad y la constante de atenuación normalizada se hace cero.

Resumiendo, el mecanismo de radiación de las antenas leaky es la introducción de una perturbación asimétrica en el eje x. Además, para que la antena radie la frecuencia de trabajo debe ser tal que la antena se halle en la región *fast wave*, es decir

$$\left| \frac{k_y}{k_0} \right| \leq 1.$$

Del estudio del mecanismo de radiación de las antenas *leaky-wave* puede deducirse una ventaja de este tipo de antenas con respecto a otras. Efectivamente, el mecanismo de radiación por asimetría es un mecanismo que puede controlarse: la antena no tiene un mecanismo de radiación intrínseco que provoque una radiación incontrolada sino que la tasa de radiación dependerá únicamente del grado de asimetría de la perturbación, que puede ser controlado perfectamente mediante la variación de la posición y dimensiones de dicha perturbación.

Este no es el caso de otras antenas como por ejemplo la antena INSET de Guglielmi [5]. En este caso, $D > a$, por lo que el modo radiante ya no es el TE_{10} (de polarización horizontal y patrón modal simétrico) como en el caso de las antenas *leaky-wave* sino el TE_{01} . Este modo radia sin necesidad de introducir asimetría, ya que el campo de polarización horizontal necesario para poder radiar es proporcionado por la propia naturaleza del modo TE_{01} . Por tanto la antena de Guglielmi radia por mecanismos intrínsecos a la misma, y por eso no puede controlarse la intensidad de la radiación, indicada por α_z , al contrario de lo que ocurría en las antenas *leaky-wave*.

Cómo realizar el control de la radiación en las antenas *leaky-wave* es precisamente lo que se explica en el siguiente apartado.

B.- Control de la radiación: diseño taper

Como se acaba de explicar, la radiación en las antenas *leaky-wave* es provocada intencionadamente, y se puede controlar la intensidad de radiación simplemente controlando el grado de asimetría de la perturbación. [6]

La asimetría del *slot* o del *strip* se caracteriza mediante “X1” (distancia del *slot* o del *strip* a la pared) y “W” (anchura del *slot* o del *strip*). Mediante la variación de estos parámetros, es posible controlar el grado de asimetría del *strip*.

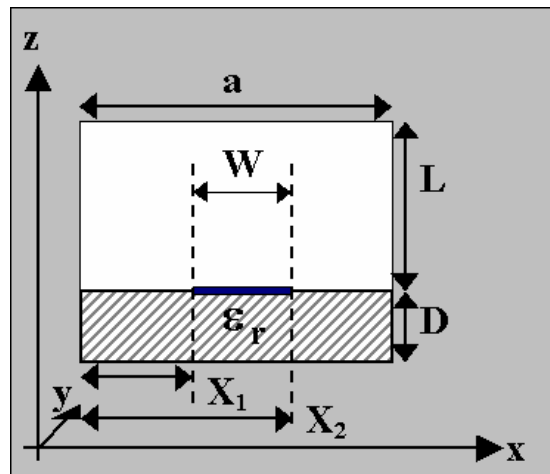


Figura 2.3. Dimensiones transversales de la antena leaky wave

El objetivo del diseño taper es traducir las características que se esperan de la antena a diseñar (ángulo de apuntamiento a una frecuencia dada, tipo de iluminación) a las dimensiones X1 y W a en cada punto a lo largo de la guía.

Para ello, el diseño taper consta de dos pasos. En primer lugar, se traducen las especificaciones a los valores de α y β . En el segundo paso, se hallan las dimensiones del slot o strip que consiguen estos valores de α y β . A continuación se comenta cada uno de estos pasos.

Según la ecuación (3), si se mantiene la tasa de radiación α constante en la dirección \hat{y} , la iluminación será de tipo exponencial. Para obtener una determinada iluminación deseada que no sea de tipo exponencial, los valores de α y β deben variar a lo largo de la antena de forma que el número de onda complejo será una función de la posición en el eje \hat{y} :

$$k(y) = \alpha(y) + \beta(y) \quad (2.10)$$

El valor de β_y controla el ángulo de radiación de la antena θ_m , y debe mantenerse constante a lo largo de la antena. Su valor responde a la siguiente relación:

$$\sin(\theta_m) = \frac{\beta_y}{k_0} \quad (2.11)$$

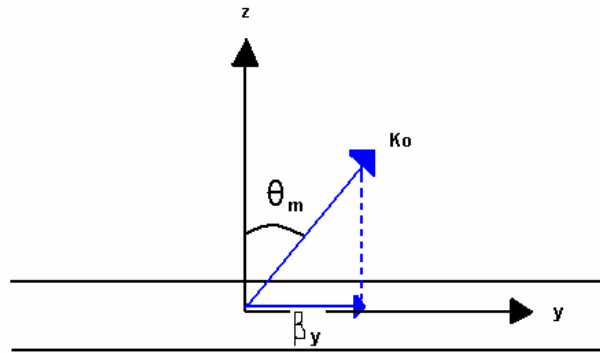


Figura 2.4. Angulo de apuntamiento

Este ángulo de apuntamiento se mide a partir de la dirección *broadside*, es decir de la perpendicular al eje de la guía *leaky-wave*, y crece al aumentar la frecuencia. La explicación es sencilla. Como es sabido, la constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{\text{reff}} = \left(\frac{\beta}{k_0}\right)$ da una idea de qué proporción del campo está confinado en cada zona del dieléctrico. Las antenas *leaky-wave* rellenas de dieléctrico contiene dos dieléctricos diferentes: el vacío por encima de la línea impresa y el dieléctrico con el que está relleno la guía, por debajo. Conforme aumenta la frecuencia, la energía electromagnética se va confinando en la parte de abajo de manera que la constante dieléctrica efectiva tiende a la del dieléctrico inferior, cuya constante dieléctrica es por supuesto superior a la del aire. Por lo tanto, al aumentar la frecuencia, también lo hace ϵ_{reff} y según el funcionamiento de las antenas leaky, $\theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{\beta}{k_0}\right) = \sin^{-1}(\epsilon_{\text{reff}})$, donde $0^\circ < \theta_m < 90^\circ$, lo que quiere decir que θ_m aumenta al hacerlo ϵ_{reff} , es decir, al aumentar la frecuencia.

Este fenómeno se ilustra en la siguiente gráfica donde se muestra cómo la constante de propagación normalizada en el eje \hat{y} coincide con el seno del ángulo de apuntamiento y cómo este ángulo crece con la frecuencia.

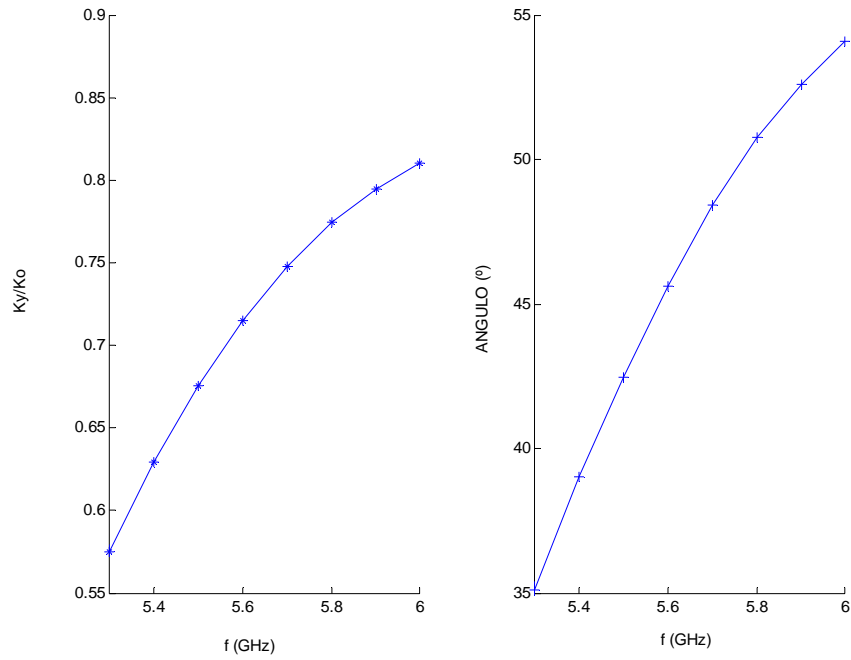


Figura 2.5 . Barrido de ángulo en frecuencia

Por su parte, α_z indica las pérdidas por radiación, de manera que se puede expresar la potencia a lo largo de la antena mediante la siguiente expresión:

$$P_y(y=0) = P_y(y=y_0) \cdot e^{-2 \int_0^{y_0} \alpha(y) dy} \quad (\text{W}) \quad (2.12)$$

La potencia en la antena decrece a lo largo de la dirección \hat{y} porque está siendo radiada. Por eso, es lógico que la potencia $P_y(y=y_0)$ disminuya a la misma velocidad que crece la densidad de potencia radiada a lo largo de la antena $S^{RAD}(y=y_0)$. Por tanto, se puede escribir:

$$S^{RAD}(y=y_0) = -\frac{\partial P_y(y=y_0)}{\partial y} \quad (\text{W/m}) \quad (2.13)$$

Por otro lado, la densidad de potencia radiada es proporcional al cuadrado de la iluminación:

$$S^{RAD}(y=y_0) = C \cdot |M(y=y_0)|^2 \quad (\text{W/m}), \text{ donde } C \text{ es una constante} \quad (2.14)$$

Comparando las ecuaciones (11) y (12):

$$C \cdot |M(y = y_0)|^2 = -\frac{\partial P_y(y = y_0)}{\partial y} = 2 \cdot \alpha(y = y_0) \cdot P_y(y = y_0) \quad (2.15)$$

de donde se puede despejar α :

$$\alpha(y = y_0) = C \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{|M(y = y_0)|^2}{P_y(y = y_0)} (nep / m) \quad (2.16)$$

Para eliminar la constante C, se integra para dos conjuntos diferentes de límites de integración :

$$P_y(0) - P_y(La) = -\int_0^{La} \frac{\partial P_y}{\partial y} \partial y = C \cdot \int_0^{La} |M(y)|^2 \partial y$$

$$P_y(0) - P_y(y_0) = -\int_0^{y_0} \frac{\partial P_y}{\partial y} \partial y = C \cdot \int_0^{y_0} |M(y)|^2 \partial y \quad (2.17)$$

Despejando α de la ecuación (2.15) y sustituyendo en ella la ecuación (2.16) y (2.17), se llega a la siguiente ecuación:

$$\alpha(y_0) = \frac{1}{2} \cdot \frac{|M(y_0)|^2}{\frac{1}{\eta} \int_0^{La} |M(y)|^2 \partial y - \int_0^{y_0} |M(y)|^2 \partial y} (nep / m) \quad (2.18)$$

que determina el valor que debe tener α en cada punto a lo largo de la antena con el fin de obtener una determinada iluminación.

Para terminar el diseño *taper* sólo falta completar el segundo paso que consistía en traducir los valores de α y β en las dimensiones del *slot* o *strip*. Para ello, se generan unas gráficas donde se recogen los valores de α y β (o alternativamente de α y θ_m puesto que β y θ_m están directamente relacionados) que se obtienen en el caso de diseñar *slots* (o *strips*) uniformes con diferentes valores de X_1 y de W.

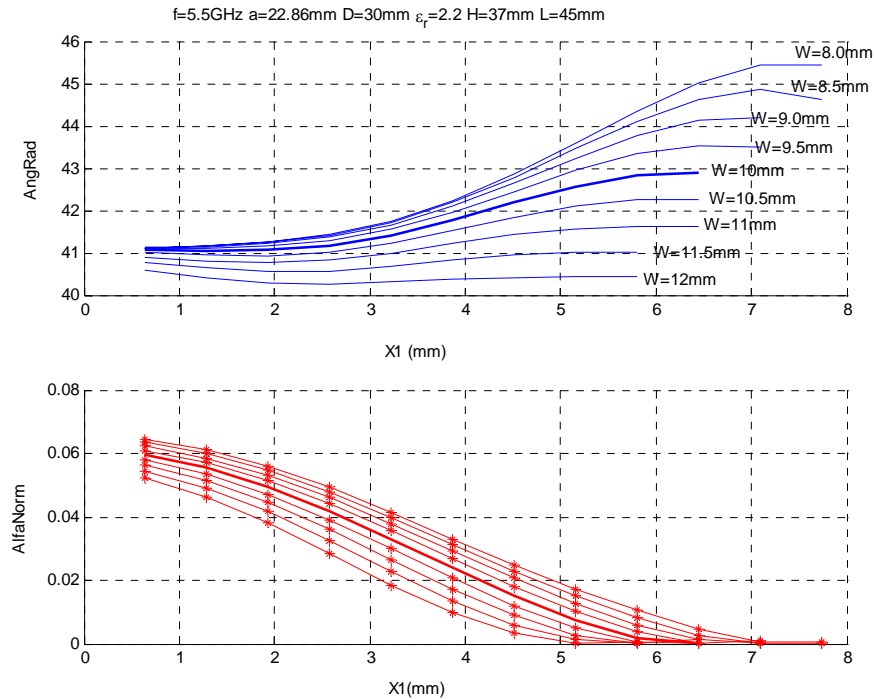


Figura 2.6. Variación de la constante de atenuación y del ángulo de apuntamiento según las dimensiones del slot

Estas tablas relacionan los valores de tasa de radiación normalizada $\frac{\alpha}{k_0}$ y constante de fase normalizada $\frac{\beta}{k_0}$ obtenidos en el primer paso del diseño *taper* con las dimensiones del *slot* que permiten obtenerlos [6].

En el diseño de antenas, el poder controlar la iluminación de una antena permite controlar el nivel de lóbulo principal a secundario (NLPS).

Por ejemplo, si se mantiene α constante a lo largo de la antena, la iluminación será exponencial y el NPLS será de aproximadamente 13 dB. Si la iluminación es de tipo coseno el NPLS será de aproximadamente 23 dB. La explicación de la reducción del NLPS en la antena con iluminación tipo coseno con respecto a la iluminación exponencial es sencilla. Los lóbulos secundarios son producidos por la difracción que se produce en la parte de la apertura cerca de los bordes (si la antena tuviera una longitud infinita, no existirían lóbulos secundarios). Este efecto puede ser reducido diseñando la antena de forma que radie una mayor potencia por la zona central de la apertura. Este es el objetivo principal del *taper* en el diseño de antenas y es lo que se consigue mediante la iluminación tipo coseno, para la cual la potencia radiada en los bordes es aproximadamente nula. Sin embargo esta mejora conlleva una reducción de potencia en el haz principal así como un aumento del ancho de este. Normalmente, este es un precio a pagar aceptable para reducir los lóbulos secundarios, aunque todo depende de la aplicación que vaya a tener la antena. De todas formas, es posible reducir el ancho de haz aumentando la longitud de la antena L (o aumentando la tasa de radiación α de forma que la longitud efectiva de la antena aumente) puesto que están relacionados mediante la siguiente ecuación [1]:

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{(L/\lambda_0)\cos\theta_m} \quad (2.19)$$

El NLPS es una característica de campo lejano y por tanto es de gran importancia en el contexto del diseño de antenas.

Sin embargo, en este proyecto fin de carrera, se pretende estudiar el campo en el interior de un acoplador; es decir el campo cercano de las antenas. No hay que confundir campo cercano (campo presente cerca de la guía dieléctrica) con campo reactivo (campo en la superficie del dieléctrico, que no puede controlarse). Por eso habrá que traducir las características del campo lejano de las antenas *leaky-wave* (que son las que normalmente se estudian) en características del campo cercano.

Al igual que el control de α permite variar el NLPS del diagrama de radiación (campo lejano), también permite controlar la forma de la iluminación (campo cercano) y esto, como se verá más adelante, es determinante en el buen funcionamiento del acoplador que se quiere diseñar.

Efectivamente, para comprender el funcionamiento del acoplador, es muy importante saber qué ocurre en la superficie de unión de las dos antenas que componen la estructura, puesto que es lo que va a determinar las condiciones de contorno de cada una de ellas.

En campo lejano, la amplitud en el eje \hat{y} (es decir la “forma” de la iluminación) determina el NLPS y la fase indica el ángulo de apuntamiento al que se encuentra el máximo del diagrama de radiación.

En campo cercano, la fase de la iluminación determina la dirección en la que se desplaza la potencia dentro de la estructura y la amplitud indica la forma de los campos en esa superficie de unión. Tanto la fase como la amplitud de la iluminación deberán cumplir unas ciertas condiciones para que el acoplador funcione correctamente.

C.- Tipos de antenas *leaky-wave*

Existen distintos tipos de antenas *leaky-wave* [1]. Puede hacerse una primera clasificación en función del tipo de perturbación introducida. Si se realiza un agujero en la parte superior de una guía cerrada se estará ante una antena de tipo *slot* pero si se trata de una guía abierta por la parte superior sobre la que se superponen una tira de metal será una antena de tipo *strip*. Para el diseño del acoplador, se utilizarán antenas de tipo *slot*.

Las principales ventajas de estas antenas sobre las de tipo *strip* y que justifican la elección de las antenas de tipo *slot* en el propósito de este proyecto son las siguientes:

- La transición entre estas antenas y la guía cerrada que normalmente se conecta a cada acceso es más sencilla. Esto es así porque la antena de tipo *slot* es una guía cerrada en la que se ha realizado un agujero mientras que en la antena de tipo *strip*, la guía está más al descubierto, lo que produce una desadaptación mayor.
- La antena de tipo *slot* presenta una menor sensibilidad con las dimensiones W , X_1 en la variación del ángulo de apuntamiento que la antena *strip*.
- Al trabajar con las antenas de tipo *strip*, hay que subir un gigahercio en frecuencia y esto hace que la tasa de radiación sea menor con lo que es más difícil conseguir antenas con una eficiencia alta. Esto sería un problema bastante serio en el caso del diseño del acoplador donde se necesita diseñar al menos una antena con eficiencia muy alta, como se verá más adelante.

Una segunda clasificación podría hacerse en función de que las perturbaciones sean o bien periódicas o bien continuas.

Aunque en el diseño del nuestro acoplador se utilizarán únicamente antenas *leaky-wave* continuas, es interesante comprender el funcionamiento de las antenas *leaky-wave* periódicas por varios motivos. El primero es que permite comparar las características de este tipo de antenas con las de las antenas continuas, lo que permitirá justificar la elección de antenas continuas. Además, el mecanismo de radiación de las antenas periódicas es parecido al utilizado por otro tipo de acopladores: los acopladores ópticos.

Las antenas periódicas se realizan introduciendo arrays periódicos de *slots* o de *strips*.

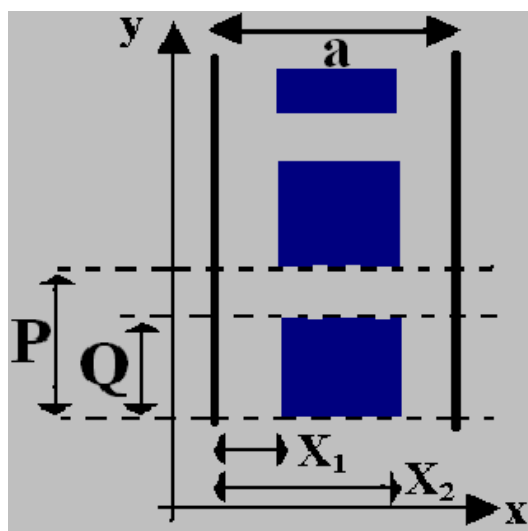


Figura 2.7. Dimensiones de una antena leaky periódica

La periodicidad en la dirección \hat{y} de esta antena provoca que las ecuaciones electromagnéticas ya no admitan como solución una única constante de propagación, correspondiente a un modo. De esta forma, aparecen familias de armónicos soluciones de estas ecuaciones. Dicho de otra forma, cada modo que haya superado su región de corte en esta guía periódica, se descompondrá en un armónico principal y toda una serie de armónicos espaciales también llamados armónicos de Floquet, cuyas constantes de propagación están relacionadas entre sí a través del valor del período en el espacio P:

$$k_{y,m} = k_{y,0} + \frac{2\pi m}{P} \quad (2.20)$$

En esta ecuación, $k_{y,m}$ es la constante de propagación del armónico de orden m. Este índice modal puede tomar valores comprendidos entre $(-\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty)$. La constante de fase del armónico principal, $k_{y,0}$, variará de la del modo dominante de la antena continua debido precisamente a esa perturbación, pero será parecido. Como según la ecuación anterior es suficiente conocer la constante de propagación del armónico principal para conocer la del resto de armónicos, se suele hablar de la solución del armónico principal $k_{y,0}$ como constante de propagación del modo en la estructura periódica, considerándola representativa de toda la familia de armónicos.

En el caso de que la estructura posea asimetría espacial en el plano transversal, dará lugar a un modo propagativo leaky por el mecanismo ya explicado en el primer apartado.

Sin embargo, existe una diferencia importante entre las antenas continuas y periódicas en cuanto a la dirección de radiación. Como indica la ecuación anterior, $k_{y,m}$ puede tomar diferentes valores. En concreto, puede tomar valores negativos para $m < 0$. La dirección de máxima radiación viene determinada por la constante de fase del armónico que se encuentra en su zona de radiación. Entonces, debido a la periodicidad, la zona de radiación, que antes estaba situada en aquellos valores de la constante de fase normalizada comprendidos entre 0 y 1, comprende ahora un intervalo de valores entre

-1 y 1:

$$-1 < \frac{k_{y,m}}{k_{y,0}} < 1 \quad (2.21)$$

Como consecuencia, el barrido del ángulo de apuntamiento con la frecuencia que puede hacer una antena periódica es más amplio que el realizado por una antena continua.

Como ya se ha explicado, $k_{y,m}$ determina el ángulo de apuntamiento de la antena según la ecuación $\sin(\theta_m) = \frac{k_{y,m}}{k_0}$ por lo que si $k_{y,m}$ es negativo, también lo será el ángulo de apuntamiento de forma que ahora, un armónico puede estar radiando en dirección *backward* ($k_{y,m} < 0 \rightarrow \theta < 0$) o *forward* ($k_{y,m} > 0 \rightarrow \theta > 0$). Esto sólo puede

ocurrir en las antenas periódicas, ya que la antena leaky-wave continua sólo tiene el armónico principal, cuya constante de fase en la dirección \hat{y} siempre es positiva.

Sin embargo, también existe una desventaja en cuanto al tamaño físico de la antena. Como ya se ha explicado, para aprovechar la capacidad de radiación hacia atrás en las antenas periódicas, hay que trabajar con $m < 0$. Como en la mayoría de aplicaciones interesa obtener un solo haz, normalmente se trabajará con el primer armónico con índice modal que aparezca, es decir $m = -1$.

El hecho de trabajar con armónicos de orden superior implica que habrá que utilizar circuitos de dimensiones más grandes que si se trabajara con el armónico fundamental. Para justificar esta afirmación, se presenta la siguiente figura donde puede observarse varios armónicos de una misma familia, entre ellos el armónico fundamental ($m = 0$) y el armónico $m = -1$.

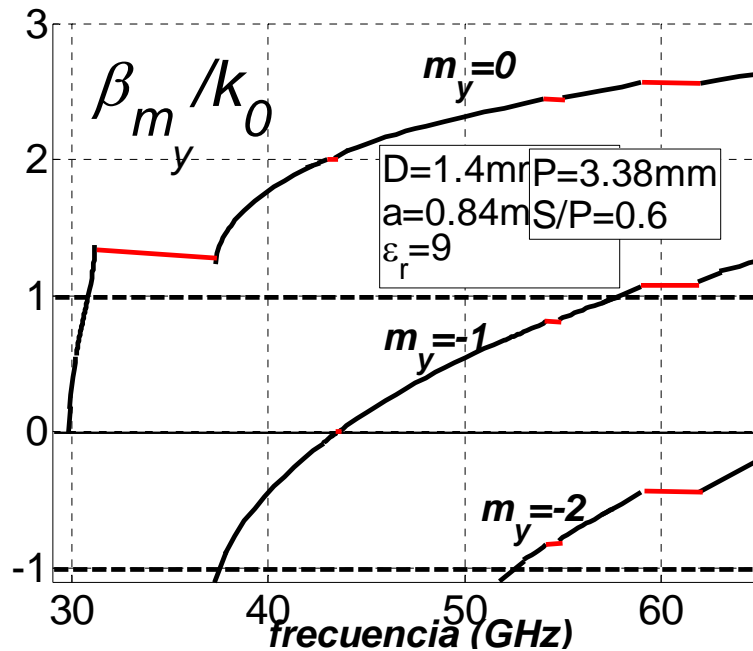


figura 2.8. Familia de armónicos

Como muestra la figura, el modo $m = -1$ aparece a partir de una frecuencia superior a la del armónico fundamental. Las dimensiones de la guía rectangular dieléctrica son las que determinan la frecuencia de corte del armónico 0 del modo TE₁₀, de manera que cuanto mayores sean estas dimensiones, menor será su frecuencia de corte. Supóngase que se desea trabajar a una frecuencia de trabajo de 31 GHz. Si se pretende utilizar el armónico fundamental no hay problema ya que a esta frecuencia este armónico ya ha salido de su zona de corte. Sin embargo, si se quisiera trabajar con el armónico $m = -1$, habría que hacer que las curvas se desplazaran a frecuencias menores de manera que a 31 GHz el armónico $m = -1$ ya estuviera en su zona de radiación. La única manera de bajar en frecuencia las curvas de la familia de armónicos es

umentando las dimensiones de la guía. Esto quiere decir que para trabajar a una determinada frecuencia, los circuitos serán más grandes si se desea utilizar el armónico $m = -1$ en lugar del armónico fundamental.

Como consecuencia, el tamaño de las antenas *leaky-wave* periódicas que radian en dirección *backward* será mayor que el de la antena continua, donde se utiliza directamente el armónico principal.

Esta desventaja de la antena *leaky-wave* periódica frente a la antena *leaky-wave* continua puede verse compensada o no por la flexibilidad en el ángulo de apuntamiento, dependiendo de la aplicación considerada. En el caso que aquí interesa, es decir, para diseñar un acoplador *leaky-wave*, no existe ningún interés en radiar en la dirección *backward* pero sí en reducir al máximo las dimensiones del dispositivo, lo que justifica la elección de antenas continuas.

Por las razones anteriormente expuestas, las antenas que se utilizan en este proyecto son antenas *leaky-wave* continuas tipo slot y presentan este aspecto:

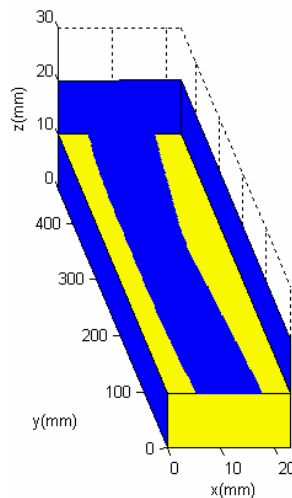


Figura 2.9. Antena leaky continua de tipo slot

Se puede ver como una guía de onda cerrada rellena de un dieléctrico con constante dieléctrica ϵ_r a la que se le ha hecho un agujero (*slot*).

El comportamiento de la antena *leaky-wave* (LWA) rellena de dieléctrico presenta ciertas diferencias con respecto a la LWA rellena de aire. El dieléctrico provoca la aparición de pérdidas debidas precisamente al material dieléctrico. Además, en este tipo de antenas, el ancho de haz varía al barrer en frecuencia y presentan mayor sensibilidad en frecuencia y mayor rango de barrido en ángulo de apuntamiento (la guía *leaky* dieléctrica permite radiar desde la dirección *broadside* hasta *endfire* mientras que la guía *leaky* rellena de aire no puede llegar a radiar en la dirección *endfire*).

II.II.- ACOPLADOR LEAKY

A.- Ventajas del acoplador leaky frente a otros tipos de acopladores

Existen varios mecanismos de acoplo de energía electromagnética entre dos guías de onda.

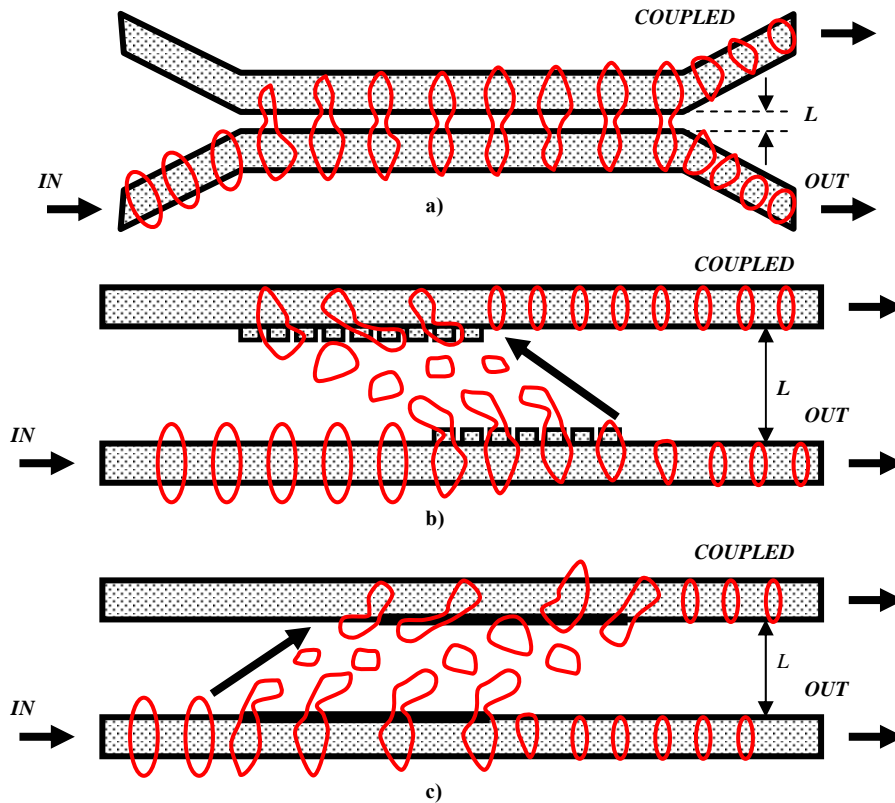


Figura 2.10. Diferentes acopladores direccionales

Una de ellas consiste en disponer las dos líneas paralelas separadas una distancia pequeña (figura 2.10-a). Debido a la cercanía de ambas líneas, se produce un acoplo por proximidad de los campos que se extienden por la superficie de la guía dieléctrica (ondas de superficie o *surface waves*) [7]. El diseño de este tipo de acoplador consiste en hallar las dimensiones del dispositivo (anchura, longitud y separación entre las dos líneas) que permitan obtener los requisitos previamente establecidos. El inconveniente de esta tecnología es que, aparte de que no es sencillo controlar el acoplo por proximidad, existe una dificultad técnica a la hora de fabricarlos debido a la estrechez de las pistas y la pequeña separación entre ellas. A menor separación, mayor será el acoplo pero como la separación mínima entre placas impuesta por la tecnología está alrededor de 0.1 mm, es muy difícil conseguir con estos dispositivos acoplos superiores a los -10 dB. Este problema inherente al mecanismo de acoplo por proximidad se hace

más serio a altas frecuencias, en las cuales las dimensiones son menores y las tolerancias de fabricación más críticas.

Un mecanismo de acoplo que evita este problema es el acoplo por radiación, mostrado en las figuras 2.7-b y 2.7-c. Diferentes topologías se han usado para inducir la radiación en guías dieléctricas ([8],[9]) y en circuitos impresos ([10]). También se utiliza el acoplo por radiación en los acopladores ópticos ([11-13]). Para conseguir el acoplo en estos dispositivos, se disponen dos líneas enfrentadas en las que se realizan hendiduras periódicas. Mediante estas discontinuidades periódicas en la guía óptica (“*grating coupler*”, [12]) se puede excitar el armónico espacial $m = -1$, que es capaz de radiar en la dirección opuesta (“*backward leaky-wave*”). Este mecanismo es semejante al de las antenas *leaky* periódicas ya explicadas anteriormente en esta memoria. Las hendiduras periódicas son las que provocan la aparición de familias de armónicos. El acoplo ya no es por proximidad sino por radiación. Esto es una similitud con el acoplador *leaky* continuo. Sin embargo, la diferencia entre ellos es la misma que se apuntaba entre las antenas *leaky* continuas y periódicas: en los acopladores ópticos se trabaja con el armónico de índice modal $m = -1$. Esto hará que las dimensiones del dispositivo sean necesariamente mayores que las que podrían obtenerse al utilizar el armónico principal. El acoplador que se pretende diseñar en este proyecto fin de carrera se basa en la tecnología *leaky-wave* continua, por lo que sí que se trabaja con el armónico principal, consiguiendo unas dimensiones óptimas.

En el caso de los acopladores ópticos, el hecho de “sobredimensionar” los circuitos no es un problema grave ya que las frecuencias ópticas son tan elevadas que estas dimensiones son siempre pequeñas. Sin embargo, en el caso de las microondas, las frecuencias de trabajo son mucho menores y por tanto el tamaño físico de los dispositivos comienza a tomar dimensiones considerables, siendo importante su optimización.

Por otro lado, la radiación en las guías *leaky-wave* es inducida usando un circuito impreso sobre la guía (tecnología híbrida guía dieléctrica circuito impreso) que es mucho más sencillo de fabricar que las hendiduras periódicas que se deben practicar sobre el substrato dieléctrico en los “*grating couplers*”. La facilidad de fabricación de las antenas *leaky wave* en tecnología híbrida guía dieléctrica circuito impreso es también una ventaja frente a las antenas en tecnología de guía de onda pura (sin metalizaciones) ya que cambiar la máscara de metalización mediante la utilización de procesos fotolitográficos es más sencillo que cambiar la forma de la guía de onda. El acoplador que se diseñará hereda esta flexibilidad ya que, como se verá más adelante, cambiar el circuito impreso (*slot*) es suficiente para cambiar algunos parámetros de su funcionamiento.

Por lo tanto, el acoplador que se pretende diseñar en este proyecto fin de carrera presenta ciertas ventajas con respecto a las ya existentes: tamaño reducido, facilidad de fabricación y flexibilidad de diseño.

B.- Configuración del acoplador

Antes de pasar a explicar las condiciones de funcionamiento del acoplador, es importante describir bien la configuración del dispositivo y definir la terminología con la que a partir de aquí se designará a cada una de las partes del acoplador.

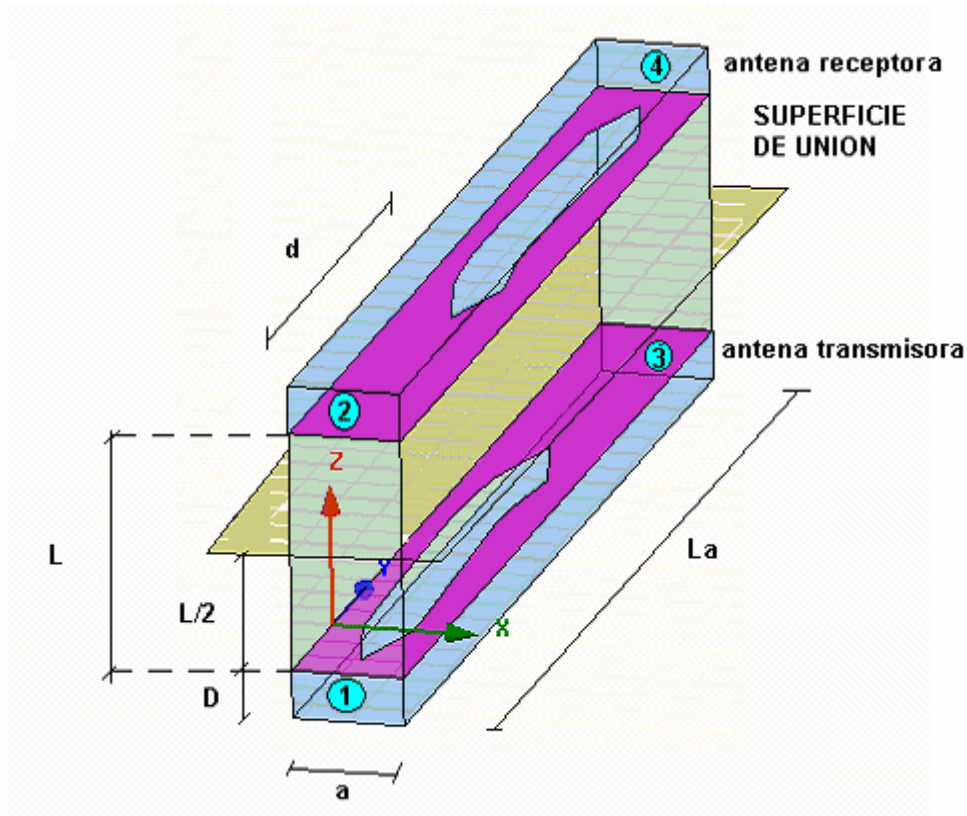


Figura 2.11. Configuración del acoplador

Como se aprecia en la figura, el acoplador consta de dos antenas *leaky* enfrentadas: una correspondiente a la guía inferior y otra boca abajo, correspondiente a la parte superior. La antena de la parte inferior será llamada “antena transmisora” ya que es la antena por la cual se introduce la energía electromagnética y se radia dentro de la estructura. La guía de la parte superior será referenciada como “antena receptora” puesto que es la que recibe la energía transmitida por la otra.

Con L se denota la altura del acoplador. Visto de otra manera, el acoplador consta de dos antenas enfrentadas, cada una con un *stub* de longitud $L/2$.

El corte longitudinal de la estructura a una altura de $L/2$ será llamado la “superficie de unión”.

El parámetro “ d ” hace referencia a la separación horizontal entre los slots de cada una de las antenas. Su importancia será discutida en los próximos apartados.

El acoplador puede verse como una red de cuatro accesos: el puerto 1 es el acceso de entrada, el puerto 2 el acceso aislado, el puerto 3 la salida directa y el puerto 4 el acceso acoplado.

Para caracterizar el funcionamiento del acoplador, se utilizará la matriz de dispersión, o matriz de parámetros S (*Scattering*).

Se analizarán los cuatro parámetros S que hacen referencia al caso en el que se inyecta potencia por el puerto 1: S_{11} , S_{21} , S_{31} y S_{41} . Es importante describir aquí sus significados para que en el capítulo siguiente se pueda interpretar correctamente los resultados y verificar que son coherentes.

- S_{11} es el coeficiente de reflexión visto desde el puerto 1 cuando todos los demás accesos están adaptados. Por lo tanto, este parámetro da idea de la desadaptación que sufre la señal en el puerto de entrada. Cuanto mayor sea su valor, más potencia se reflejará en este puerto y por lo tanto no se conseguirá inyectar toda la potencia que se quiera dentro de la estructura. Uno de los objetivos será entonces minimizar el valor del parámetro S_{11} .
- S_{21} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2. Se calcula dividiendo la señal saliente por el puerto 2 entre la señal entrante por el puerto 1, con un generador en el acceso 1 y todos los demás adaptados. Como el puerto 2 es el acceso aislado, el valor de este parámetro debe ser lo menor posible.
- S_{31} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 3. Como el puerto 3 es la salida directa, este coeficiente da idea de la cantidad de potencia que la guía transmisora no radia.
- S_{41} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 4, siendo éste la salida acoplada. Por lo tanto S_{41} puede también llamarse el nivel de acoplo. Uno de los objetivos será poder controlar el valor de este parámetro. Por ejemplo, si se desea que el acoplador se comporte como un híbrido, habrá que conseguir que el valor de este coeficiente sea de -3 dB. El parámetro S_{31} valdrá también -3 dB indicando que la mitad de la potencia inyectada sale por el puerto 3 y la otra mitad por el puerto 4.

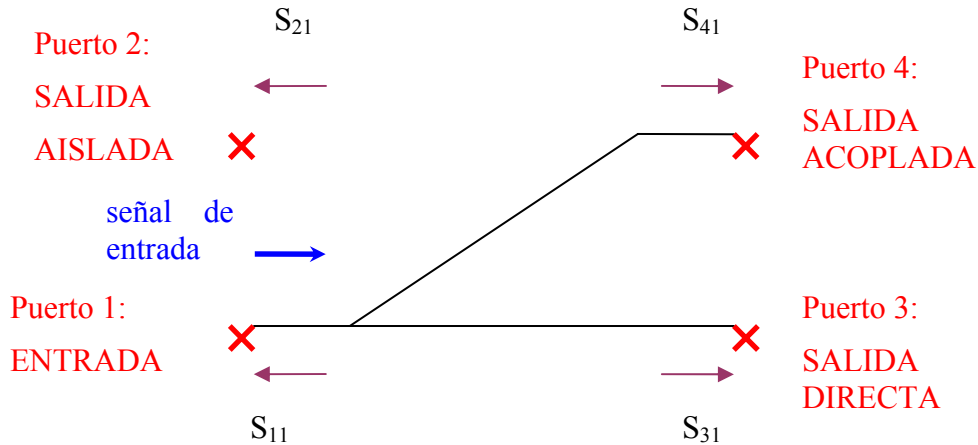


Figura 2.12. Esquema simbólico del acoplador diseñado

Para cierto tipo de redes, la matriz S adquiere algunas propiedades que se explican a continuación y que podrán ser comprobadas en cada gráfica, en el capítulo siguiente.

El acoplador es una red pasiva: no posee ninguna fuente de energía que añada potencia a la señal entrante. De esta forma, la potencia que sale $\frac{1}{2}|b_i|^2$ no puede ser mayor que la entra $\frac{1}{2}|a_j|^2$, lo que implica que:

$$|S_{ij}| \leq 1 \Rightarrow |S_{ij}|_{dB} \leq 0 \quad (2.22)$$

Si no existieran pérdidas, la potencia entrante y saliente deberían de ser iguales de forma que se verificaría la condición de unitariedad que aplicada al caso del acoplador que se pretende diseñar quedaría de la siguiente manera:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 + |S_{41}|^2 = 1 \quad (2.23)$$

Sin embargo, la suposición de que no existan pérdidas no es correcta. En primer lugar porque las pérdidas en los materiales (metales y dieléctricos) son inevitables. Pero además, y como se comprenderá en el siguiente capítulo, el acoplador no está cerrado por los extremos: pueden dejarse abiertos o conectados a una carga absorbente, pero en ningún caso habrá paredes metálicas ya que esto empeoraría su funcionamiento. Por eso la condición de unitariedad no se verificará.

C.- Condiciones de funcionamiento: principio de reciprocidad

El funcionamiento del acoplador se basa en el principio de reciprocidad. Así como en campo lejano este principio afirma que los diagramas de radiación y de recepción son idénticos para una misma antena, en campo cercano se puede decir que una antena es capaz de funcionar como receptor si encuentra los campos que ella misma radiaría.

Para ello, deben cumplirse dos condiciones: la condición de magnitud y la condición de fase.

La condición de magnitud se refiere a que la antena transmisora y la antena receptora deben presentar la misma distribución de energía en su apertura. Si no se realiza un diseño taper, la iluminación de ambas antenas será exponencial y como se observa en la figura 2.13.a, las distribuciones de campo nunca podrán coincidir, con lo que se justifica la necesidad de realizar un diseño taper.

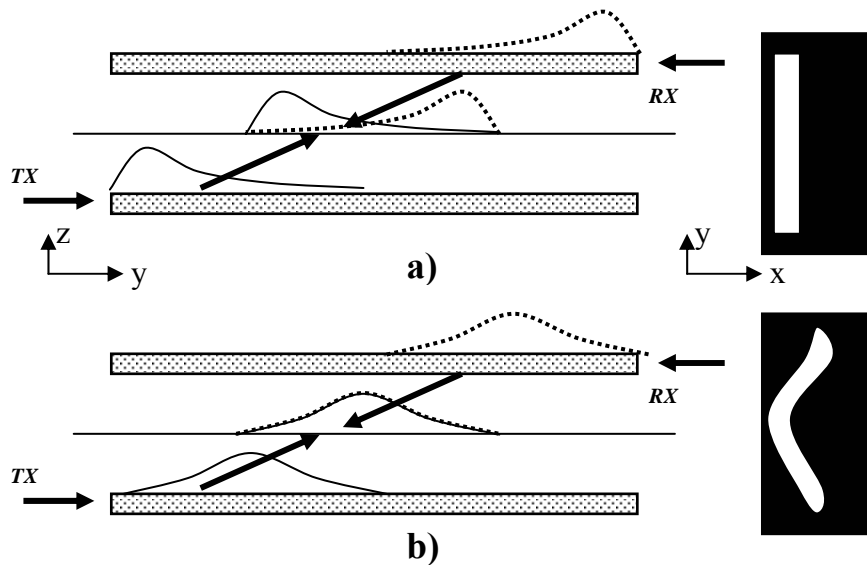


Figura 2.13. Necesidad de taper del circuito impreso

Pero además, el diseño taper está sujeto a ciertas condiciones. Para conseguir que las iluminaciones se superpongan como ocurre en la figura 2.13, no es suficiente con que las dos antenas tengan el mismo diseño taper .

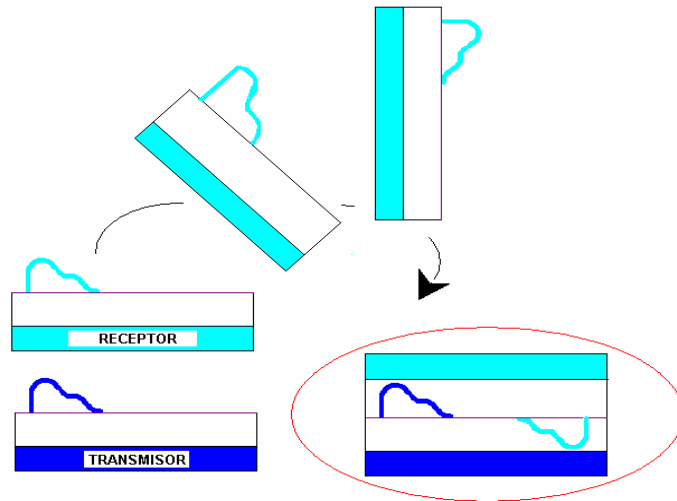


Figura 2.14. Antena transmisora y receptora con misma iluminación

En esta figura, las dos antenas están diseñadas con el mismo *slot*, por lo que ambas tienen la misma iluminación. Sin embargo, como puede comprobarse en el esquema, las distribuciones de energía en la superficie de unión nunca podrán solaparse completamente, y el principio de reciprocidad no se verificará. Para que esto ocurra, la iluminación de la antena receptora debería ser la que se muestra a continuación.

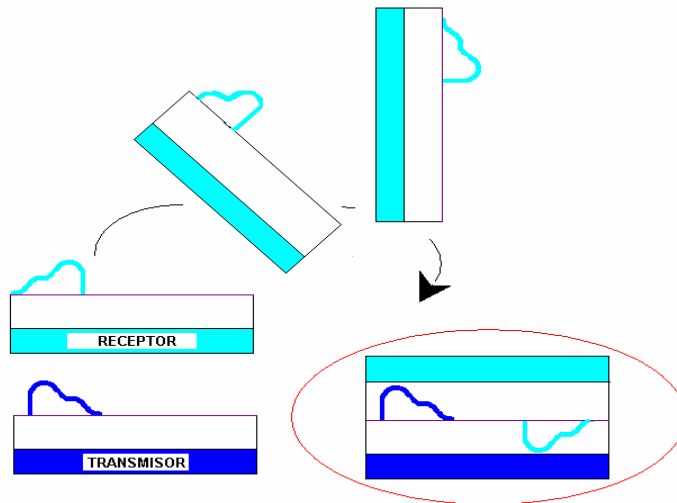


Figura 2.15. Antena transmisora y receptora con iluminaciones diferentes

En este caso el *slot* de la antena transmisora y receptora no son iguales: como se observa en la figura, no tienen la misma iluminación. Realizar el diseño de estas dos antenas para que posean estas iluminaciones no es sencillo. Desde el punto de vista teórico, puede decirse que no es una condición necesaria que la antena transmisora y la antena receptora sean iguales. Sin embargo, desde el punto de vista práctico, interesa que sí lo sea. De esta forma, sólo habrá que diseñar un *slot*.

La única forma de que sea posible que las distribuciones de energía de la antena transmisora y receptora sean iguales y a la vez coincidan en la superficie de unión entre las antenas es que la iluminación sea simétrica. Además de ser simétrica, las distribuciones deben solaparse, es decir que deben coincidir en las mismas posiciones. Para ello, como se verá en el capítulo de resultados, habrá que desplazar horizontalmente una guía con respecto a la otra una distancia “d”.

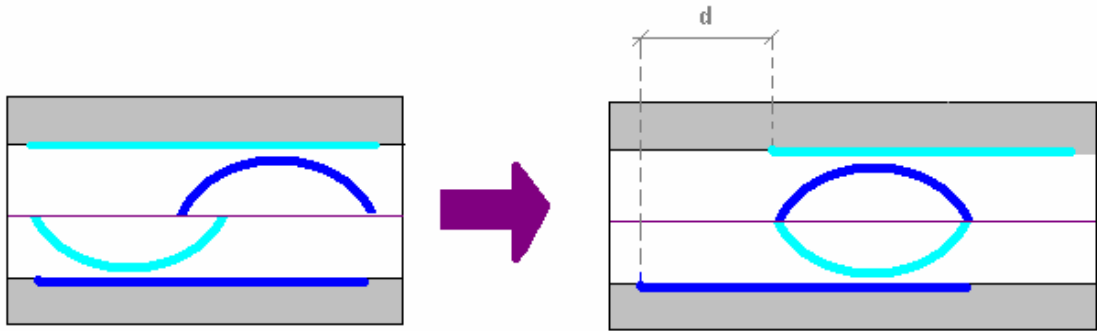


Figura 2.16. Necesidad de desplazamiento horizontal entre las guías

Por otra parte, la condición de fase consiste en que los campos tengan la misma fase (o lo que es lo mismo, la misma constante de propagación para una misma frecuencia, o dicho de otra manera el mismo ángulo de apuntamiento para esta frecuencia). Efectivamente puede ocurrir que la antena transmisora tenga un ángulo de apuntamiento diferente al de la antena receptora. En ese caso, aunque la condición de magnitud se cumpla, el acoplador no funcionará correctamente ya que en la superficie de unión los campos no tendrán la misma fase de forma que no se verificará el principio de reciprocidad.

D.- Comportamiento en frecuencia

Como ya se ha explicado anteriormente, las antenas *leaky-wave* tienen la capacidad de variar el ángulo de apuntamiento al barrer en frecuencia. Según la aplicación, esto puede ser una ventaja o una desventaja. Por ejemplo, en aplicaciones radar, este tipo de antenas puede sustituir a las antenas convencionales que se movían físicamente de posición para poder barrer los diferentes ángulos del espacio. El barrido de ángulo electrónico que permiten las antenas *leaky-wave* dota al sistema de una mayor flexibilidad y hace que el barrido sea mucho más rápido. Por otra parte existen los *arrays* de antenas en los que variando la fase de las ondas emitidas por cada antena del *array*, se consigue también un barrido electrónico. Sin embargo, necesitan sistemas auxiliares más complejos que las antenas *leaky-wave*.

En el caso del acoplador, el hecho de que el ángulo de apuntamiento varíe con la frecuencia hará que la condición de magnitud explicada más arriba sólo se cumpla a una determinada frecuencia. Dicho de otra manera, este hecho limitará el ancho de banda del acoplador.

Como se ha visto anteriormente, para que se cumpla la condición de amplitud son necesarias a su vez dos condiciones.

Por una parte, la iluminación de ambas antenas debe ser la misma. Esto va a depender del diseño *taper* de las antenas. Realizando un diseño *taper* a una cierta frecuencia, se consigue que a esa frecuencia de trabajo la iluminación de la antena sea la deseada. Para otras frecuencias, la iluminación se deformará. Es decir, que el *taper* se realiza a una frecuencia dada y la iluminación obtenida no se mantiene si se varía la frecuencia por lo que no puede asegurarse que se cumpla la primera condición necesaria para satisfacer el principio de reciprocidad.

Por otra parte, para que se cumpla la condición de magnitud, las iluminaciones deben superponerse en la superficie de unión. Sin embargo, como se ha explicado anteriormente, el ángulo de apuntamiento del haz transmitido por la antena transmisora (así como el que es capaz de captar la antena receptora) depende de la frecuencia, con lo que el haz de la antena transmisora no coincidirá con el de la receptora para todas las frecuencias.

Puede ajustarse el desplazamiento “d” para que a la frecuencia de trabajo los haces “encajen” perfectamente en la superficie de unión.

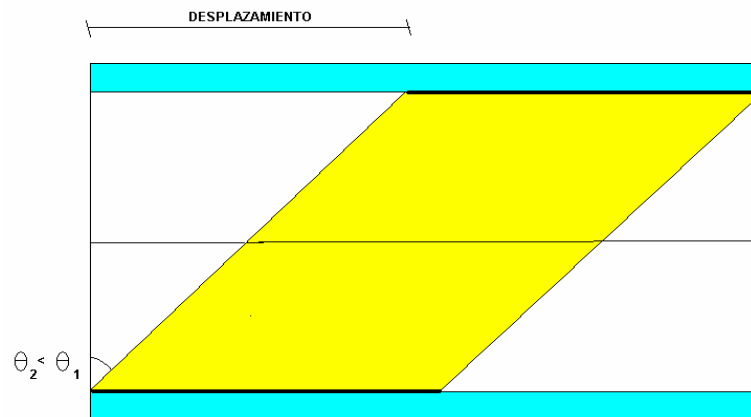


Figura 2.17. Coincidencia de haces a la frecuencia de diseño

Si se varía la frecuencia (y por tanto el ángulo de apuntamiento cambia) pero se mantiene el desplazamiento d y la altura del acoplador L , está claro que los haces no se superpondrán, como sucede en la figura siguiente:

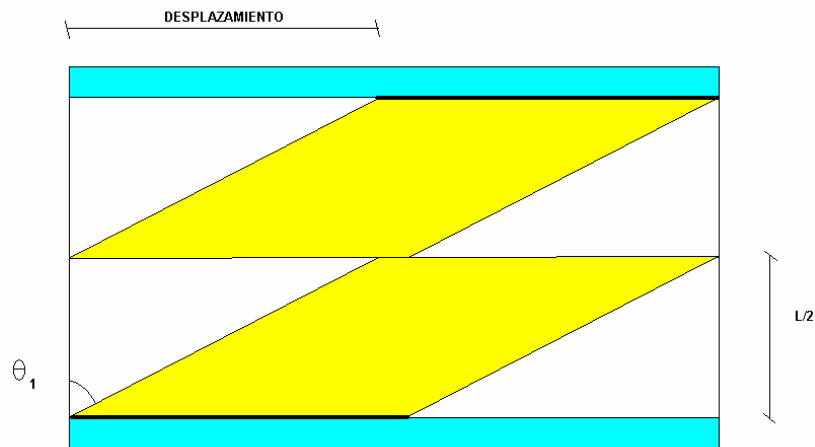


Figura 2.18. No coincidencia de haces a una frecuencia distinta de la de diseño

Entonces, al alejarse de la frecuencia de diseño (que es la frecuencia para la cual se ha determinado “d” de forma que los haces encajen), la respuesta del acoplador empeorará.

Para intentar cuantificar este fenómeno, se obtendrá la ecuación que relaciona la frecuencia de trabajo deseada con el desplazamiento y la separación entre antenas L.

Es fácil obtener a partir de consideraciones geométricas la fórmula que relaciona el ángulo, el desplazamiento y la separación entre antenas L.

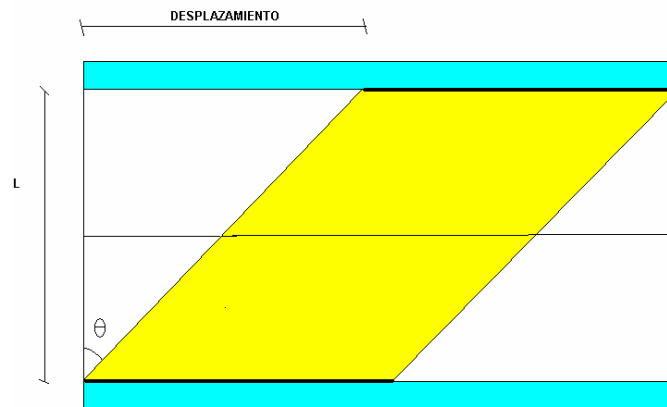


Figura 2.19. Relación entre el desplazamiento, L y θ

$$\tan(\theta) = \frac{\text{desplazamiento}}{L} \quad (2.24)$$

Despejando θ_m de la ecuación $\sin(\theta_m) = \frac{\beta}{k_0}$ y sustituyendo en la ecuación anterior:

$$\text{desplazamiento} = \tan\left(\sin^{-1}\left(\frac{\beta}{k_0}\right)\right) \cdot L \quad (2.25)$$

Es razonable pensar entonces que el funcionamiento del acoplador se deteriorará al alejarse de la frecuencia de diseño, definida como la frecuencia para la cual se han ajustado las dimensiones para que el acoplo se produzca correctamente. Se definirá el ancho de banda del acoplador como el rango de frecuencias para las cuales los parámetros S son los adecuados, definiendo previamente el comportamiento que se espera del acoplador.

Resumiendo, puede decirse que la característica típica de las antenas leaky de variar el ángulo de apuntamiento al barrer en frecuencia reducirá el ancho de banda del acoplador diseñado. Dependiendo de la aplicación que se le de al dispositivo, puede interesar un menor o mayor ancho de banda. Incluso podría plantearse la posibilidad de diseñar un acoplador que actuara a la vez como filtro. En el capítulo siguiente, se investiga sobre las posibilidades que existen de controlar el ancho de banda de este acoplador.

E.- Pasos a seguir en el diseño de un acoplador

Una vez que se ha explicado el funcionamiento del acoplador que se pretende realizar se puede describir cuál debe ser el proceso de diseño de dicho acoplador.

Las conclusiones que se extraen del análisis anterior son: para que el acoplador funcione las guías deben estar suficientemente separadas para que no se produzca acoplo por proximidad y la iluminación de las antenas debe ser simétrica y coincidir en la superficie de unión.

El diseño del acoplador consiste entonces en identificar cuales son y qué valor deben tomar los parámetros que consigan estas condiciones.

Después de determinar el comportamiento deseado (valores de los parámetros S, ancho de banda de trabajo...), el método de diseño puede ser resumido de la siguiente manera:

1. Determinar las dimensiones de las guías dieléctricas para poder trabajar a la frecuencia deseada.

2. Determinar la altura L que garantice que se trata de un acoplo por radiación y no de un acoplo por proximidad.
3. Realizar un diseño taper para obtener una iluminación simétrica y con los requisitos en cuanto a los valores de los parámetros S determinados previamente.
4. Obtener el desplazamiento horizontal entre guías óptimo para la frecuencia de trabajo.

Capítulo III

Resultados

Para comprobar los resultados teóricos desarrollados en el capítulo II, se utilizará un programa para el análisis de estructuras electromagnéticas: HFSS.

Este apartado se divide en cuatro subcapítulos. En el primero, se diseña un acoplador siguiendo los pasos enunciados en el capítulo anterior. En el segundo se analiza la respuesta del acoplador diseñado. Los otros dos capítulos están dedicados a investigar cómo se puede conseguir un diseño flexible con este tipo de acopladores. Los parámetros que se desea controlar son dos: la eficiencia de acoplo que será tratada en el tercer subcapítulo y el ancho de banda del acoplador, que es el tema del cuarto y último subcapítulo.

III.1.- DISEÑO DE UN ACOPLADOR LEAKY

A.- Determinación de los parámetros físicos de las guías dieléctricas

La guía de onda escogida es una WR90 según el estándar de la EIA (Electronic Industries Alliance), a la que se le ha introducido un material dieléctrico de permitividad relativa igual a 2.2 (PTFE, PoliTetraFluorEtileno, también llamado Teflón comercialmente). Este tipo de guías presenta unas dimensiones de 22,86mm x 10,16mm (0,90" x 0,40").

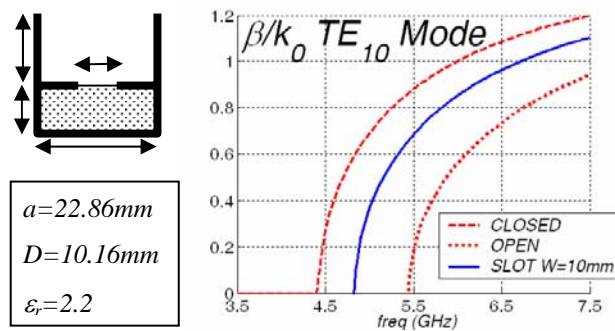


Figura 3.1 . Curvas de Dispersión del Modo TE₁₀

Las dimensiones a (anchura de la guía), D (altura de la guía) y ϵ_r controlan la frecuencia de corte del modo TE₁₀ de la guía dieléctrica, que es el modo que va a radiar. En la figura 3.1 se muestra la curva de dispersión en frecuencia de la constante de propagación normalizada de dicho modo para tres casos significativos: guía completamente cerrada, guía totalmente abierta en la parte superior, y guía con un slot centrado de anchura W . Se observa que en el caso de la guía cerrada, la constante de propagación normalizada toma valores más elevados que en el caso de la guía completamente abierta. La explicación es la siguiente.

La constante de propagación normalizada también puede llamarse constante dieléctrica relativa efectiva y viene definida mediante la siguiente ecuación:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{k_y (\text{rad}/m)}{k_0 (\text{rad}/m)} \quad \text{con } k_0 = w \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} (\text{rad}/m) \quad (\text{número de onda libre}) \quad (3.1)$$

Este número, también denominado permitividad efectiva se utiliza en el estudio de líneas inhomogéneas. Puede ser identificado como una media ponderada de las permitividades de cada dieléctrico que forma la línea. Así, en una línea con dos dieléctricos como es el caso de las antenas leaky rellenas de dieléctrico (aire por encima de la línea impresa con permitividad ϵ_0 y teflón por debajo con permitividad ϵ_1), la permitividad efectiva será:

$$\varepsilon_{\text{reff}} = q_0 \varepsilon_0 + q_1 \varepsilon_1 \quad (3.2)$$

donde q_0 y q_1 son los factores de ponderación de forma que $q_0 + q_1 = 1$.

Para el caso de la guía completamente abierta, el coeficiente de ponderación del aire adquiere más importancia que en el caso de la guía cerrada. Como $\varepsilon_0 < \varepsilon_1$, la constante dieléctrica efectiva será entonces menor.

El caso del slot centrado constituye un caso intermedio. Por eso la curva continua asociada en la figura 3.1 aparece entre las otras dos curvas. La anchura del *slot* es de $W = 10$ mm, que es, como se verá más adelante, la media de la anchura del *slot* utilizado para diseñar el acoplador. Al utilizar esta anchura lo que se pretende es crear unas condiciones lo más parecidas posibles a las de las guías que se utilizarán. De esta forma, la constante de propagación en la guía utilizada tomará valores cercanos a los de la curva continua por lo que puede servir como referencia para ajustar la frecuencia de trabajo. Para que el modo TE_{10} pueda radiar su constante de fase normalizada (β/k_0) debe ser menor que uno. Se han escogido las dimensiones ($a = 22.86$ mm, $D = 10.16$ mm, $\varepsilon_r = 2.2$) para centrar la banda de radiación en 5.5 GHz.

Sólo falta justificar la dimensión D , altura de la guía dieléctrica. La relación entre $a/D = 2$ no es fortuita. Suponiendo $a > D$, el primer modo que se propaga en una guía rectangular siempre es el modo TE_{10} , por lo que se le denomina modo fundamental de la guía rectangular. Al crecer en frecuencia empezarán a propagarse otros modos. Los siguientes modos en propagarse serán o bien el TE_{01} o el TE_{20} , dependiendo de la relación de aspecto de la guía elegida (D/a). Para tener el mayor ancho de banda posible sin que aparezca otro modo superior en la guía a parte del fundamental, la relación de aspecto óptima debe cumplir $D/a < 0.5$. Cumpliendo esta relación de aspecto siempre aparecerá el modo TE_{20} antes que el TE_{10} , lo cual proporciona un mayor ancho de banda sin dispersión para la guía de onda.

Por otra parte, se puede demostrar que la potencia transmitida por una guía de onda depende directamente del tamaño de la sección de la guía $S = a \cdot D$. Como generalmente interesa tener el máximo ancho de banda sin distorsión y maximizar la potencia a transmitir sin rotura del dieléctrico, la relación entre la altura de la guía “b” y la anchura “a” suele ser igual a: $\frac{D}{a} = \frac{1}{2}$. Si se aumenta esta relación, se disminuye el ancho de banda útil. Si se disminuye, no se mejorará el ancho de banda y sin embargo disminuirá la máxima potencia que puede transmitir la guía.

En el caso de la guía utilizada, se cumple $\frac{D}{a} = \frac{10.16\text{mm}}{22.86\text{mm}} = 0.44$, que no está muy

lejos de la relación óptima $\frac{D}{a} = 0.5$. De esta forma se puede utilizar el modo TE_{10} en un

ancho de banda de una octava, antes de la aparición de los modos superiores (TE_{20} y TE_{01}).

Suponiendo que no se introduce ninguna perturbación, es decir, suponiendo que el modo que se propaga es el TE_{10} sin perturbar, se puede de forma analítica el rango de frecuencias en las que esta guía se comporta como una guía monomodo. Se recuerda la expresión general de la frecuencia de corte de un modo TM_{mn} o TE_{mn} .

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{D}\right)^2} \quad (3.3)$$

Particularizando para los modos TE_{10} y TE_{20} :

$$\begin{aligned} f_{c,10} &= \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \\ f_{c,20} &= 2 \cdot f_{c,10} \end{aligned} \quad (3.4)$$

En consecuencia, para que sólo se propague el TE_{10} en la guía, se deberá trabajar con una frecuencia comprendida entre estos dos límites:

$$\frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \leq f \leq \frac{1}{a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3.5)$$

Sustituyendo las dimensiones de las guías utilizadas ($a = 22.86$ mm y $\epsilon_r = 2.2$):

$$4.42 \leq f \leq 8.84 \quad (\text{GHz}) \quad (3.6)$$

En las antenas *leaky-wave*, el modo que se propaga no es exactamente el TE_{10} puesto que se verá modificado precisamente por el *slot*. Se dice entonces que el modo que se propaga es el TE_{10} . Como, al añadir el *slot*, la constante dieléctrica efectiva será menor (ya que en ese caso no toda la energía del modo estará confinado en una zona de dieléctrico sino que parte del campo avanzará por el aire, cuya constante dieléctrica es menor), la frecuencia de corte aumentará ligeramente. Como se verá más adelante, este cambio no es muy significativo.

B.- Determinación de la altura L: acoplo por radiación

El siguiente parámetro a determinar es la altura del acoplador, o lo que es lo mismo la separación vertical entre las guías dieléctricas.

No hay que olvidar que el acoplo que se pretende no debe producirse por proximidad, como ocurre por ejemplo al acercar mucho dos guías *microstrip*. En este caso, al contrario, el acoplo debe ser por radiación. Por eso hay que determinar la distancia L mínima que separa las dos guías dieléctricas. Esta distancia debe garantizar que no se produzca acoplo por proximidad ni interferencias con los campos reactivos próximos a las guías, que podrían provocar un empeoramiento en el funcionamiento del acoplador.

Para determinar el valor mínimo de este parámetro, se simula en HFSS la estructura sin *slots*: las guías abiertas dieléctricas quedan desnudas. Se realiza un barrido paramétrico a la frecuencia de trabajo (5.5 GHz) variando el parámetro L entre 1 mm y 100 mm, en paso de 1 mm.

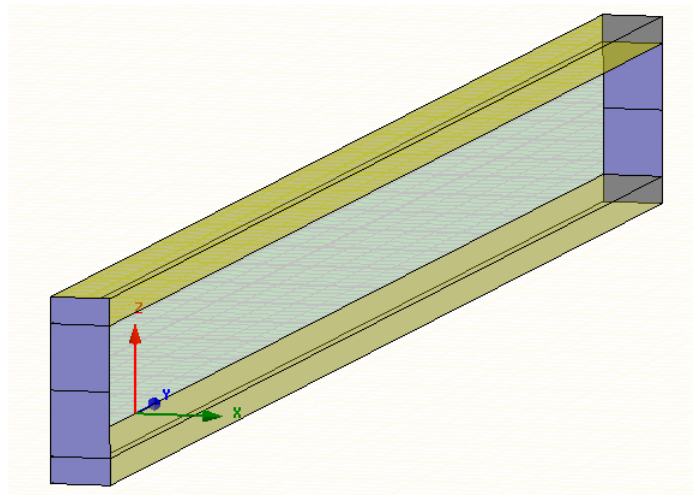


Figura 3.2. Acoplador con guías desnudas: acoplo por proximidad

Los valores del parámetro S(salida acoplada; entrada) correspondiente a la fracción de potencia acoplada en función del desplazamiento se representan a continuación.

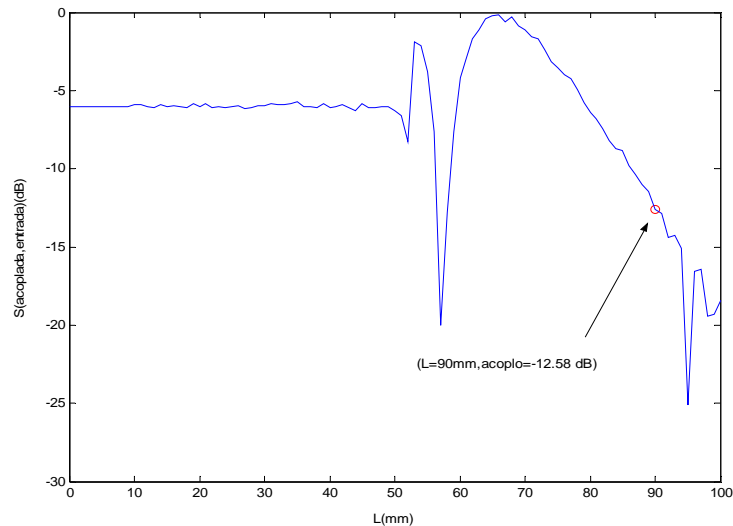


Figura 3.3 . Parámetro S(acoplo,entrada) en función de L, $f = 5.5\text{GHz}$

Se observa que para valores de L inferiores a 50 mm, el parámetro S (salida acoplada, entrada) que indica la proporción de la potencia que habiendo sido inyectada por el puerto de entrada sale por el puerto acoplado, vale aproximadamente -6 dB, es decir un cuarto de potencia. Si se hubiera representado el resto de parámetros S , se vería que todos valen aproximadamente -6 dB lo que significa que la potencia entrante se reparte por igual entre los cuatro puertos porque se produce acoplo por proximidad en todos los puertos.

A partir de $L = 50$ mm, aparecen unos rebotes que corresponden a la aparición de ondas estacionarias. Este fenómeno provoca que la energía salga sucesivamente y de manera difícil de analizar por cualquiera de los cuatro accesos.

A partir de $L = 70$ mm, se observa claramente que el acoplo disminuye linealmente según crece la altura del acoplador. Esto es lógico puesto que la proximidad entre líneas no es suficiente para que la energía llegue a la parte superior del acoplador. En el caso de que las guías estén desnudas, el acoplo sólo puede producirse por proximidad. Esto es así porque el modo TE_{10} tiene polarización vertical y su patrón modal es simétrico en el eje \hat{x} de forma que, en ausencia de una perturbación metálica, es incapaz de generar una diferencia de potencial entre las placas metálicas paralelas. Lo mismo ocurre al superponer sobre las guías un *slot* uniforme centrado.

Sin embargo, las guías que se utilizarán en este proyecto no serán guías dieléctricas desnudas sino que incluirán un diseño *taper* tipo *slot*. Esto quiere decir que las guías dieléctricas estarán cerradas, existiendo únicamente un agujero en la tapa superior, que es precisamente el *slot*.

La anchura del *slot* por donde se escapa la radiación es bastante menor que la anchura total de la guía dieléctrica de forma que se escapará una potencia menor que en

el caso de las guías desnudas. En concreto, y como ya se ha avanzado, la anchura media de la parte de guía que queda al descubierto (es decir la anchura media del *slot*) es de 10 mm frente a los 22.86 mm de anchura de la guía desnuda. Como consecuencia, para un mismo valor de L , el acoplo será bastante inferior en las guías con *slot* que en las guías desnudas. También puede verse desde otro punto de vista: las guías con *slot* necesitarán una separación “ L ” entre ellas inferior a la que se necesitaría con las guías desnudas para conseguir un mismo valor de acoplo por proximidad.

Por ese motivo, si se escoge el valor de L únicamente gracias a la gráfica anterior se estará sobredimensionando el acoplador.

A continuación se muestran los resultados obtenidos tras la simulación de un acoplador con guías que incluyen un slot centrado (de forma que no se produce acoplo por radiación, únicamente se mide el acoplo por proximidad) con una anchura de 10 mm.

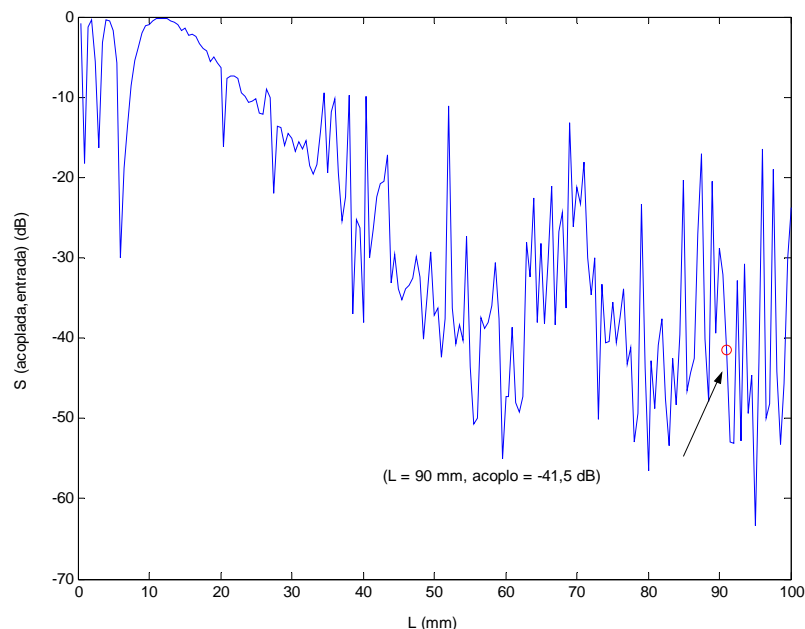


Figura 3.5 . Acoplo entre guías por proximidad, con slot centrado de anchura $W = 10$ mm

Puede comprobarse que, para una separación entre guías $L = 90$ mm, el acoplo ha pasado de -12.5 dB en el caso de guías desnudas a -41.5 dB. Esta curva corresponde a una frecuencia de 5.5 GHz. Para ser rigurosos, habría que asegurar que con este valor de L no se produce acoplo por proximidad en el caso más crítico que no se produce a 5.5 GHz, sino a la menor frecuencia del ancho de banda (4.8 GHz), puesto que las dimensiones físicas de los dispositivos crecen al disminuir la frecuencia. El nivel de acoplo que se obtiene entonces aumenta unos cuantos decibelios pero sigue siendo despreciable, con lo que se puede elegir $L = 90$ mm como valor mínimo de la altura del acoplador, garantizando así que no se producirá acoplo por proximidad.

C.- Diseño taper

Como se explicó en el capítulo anterior, la perturbación metálica es la que determina la forma de la iluminación de cada guía. También se concluyó que para que se cumpliera el principio de reciprocidad necesario para el buen funcionamiento del acoplador era conveniente que la iluminación de ambas antenas (tanto la de la antena transmisora como la de la antena receptora) fueran iguales y simétricas.

En este primer diseño se utilizarán dos antenas idénticas (el diseño de un único slot será suficiente) con iluminación de tipo coseno que es efectivamente simétrica.

i). Metodología de diseño

Esta sección no pretende explicar detalladamente el proceso de un diseño taper. Únicamente se comentará brevemente los pasos a seguir para obtener las dimensiones del slot de la antena de iluminación tipo coseno.

El proceso puede resumirse de la siguiente manera:

1. ESPECIFICACIONES.

El primer paso es fijar las características que se esperan de la antena a diseñar.

En este caso:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{ángulo de apuntamiento: } \theta_m = 43^\circ \\ \text{frecuencia de trabajo: } f = 5.5 \text{ GHz} \rightarrow \lambda = 54.545 \text{ mm} \\ \text{longitud de la antena: } L_a = 10 \lambda = 545.45 \text{ mm} \\ \text{iluminación: } |M(y)| \text{ tipo coseno} \\ \text{eficiencia: } 98 \% \end{array} \right.$$

2. OBTENCIÓN DE $\alpha(y)$

Como por definición $\alpha(y_0)$ está relacionado con la cantidad de energía que la antena radia en el punto $y = y_0$, resulta intuitivo que debe estar relacionado con la eficiencia de la antena y con el valor absoluto de la iluminación en cada punto a lo largo de la antena. La relación entre estas magnitudes se demostró en el capítulo II y viene dada por la siguiente ecuación:

$$\alpha(y = y_0) = \frac{1}{2} \frac{|M(y = y_0)|^2}{\frac{1}{\eta} \cdot \int_{y=0}^{y=La} |M(y)|^2 \cdot \partial y - \int_{y=0}^{y=y_0} |M(y)|^2 \cdot \partial y} \quad (3.7)$$

Sustituyendo la iluminación (tipo coseno) y la eficiencia (98%) en el término de la derecha, puede obtenerse la constante de atenuación a lo largo de la antena.

3. OBTENCION DE LAS DIMENSIONES DEL SLOT

Después de los tres pasos anteriores ya se conocen tanto $\beta(y)$ como $\alpha(y)$. Para traducir los valores de la parte real y parte imaginaria de la constante de propagación a dimensiones físicas del slot, basta con utilizar la siguiente gráfica, que no es más que una recopilación de los datos obtenidos de curvas semejantes a las de la figura 2.6, válidas para las dimensiones de las guías dieléctricas que se han elegido y para la frecuencia de trabajo: 5.5 GHz.

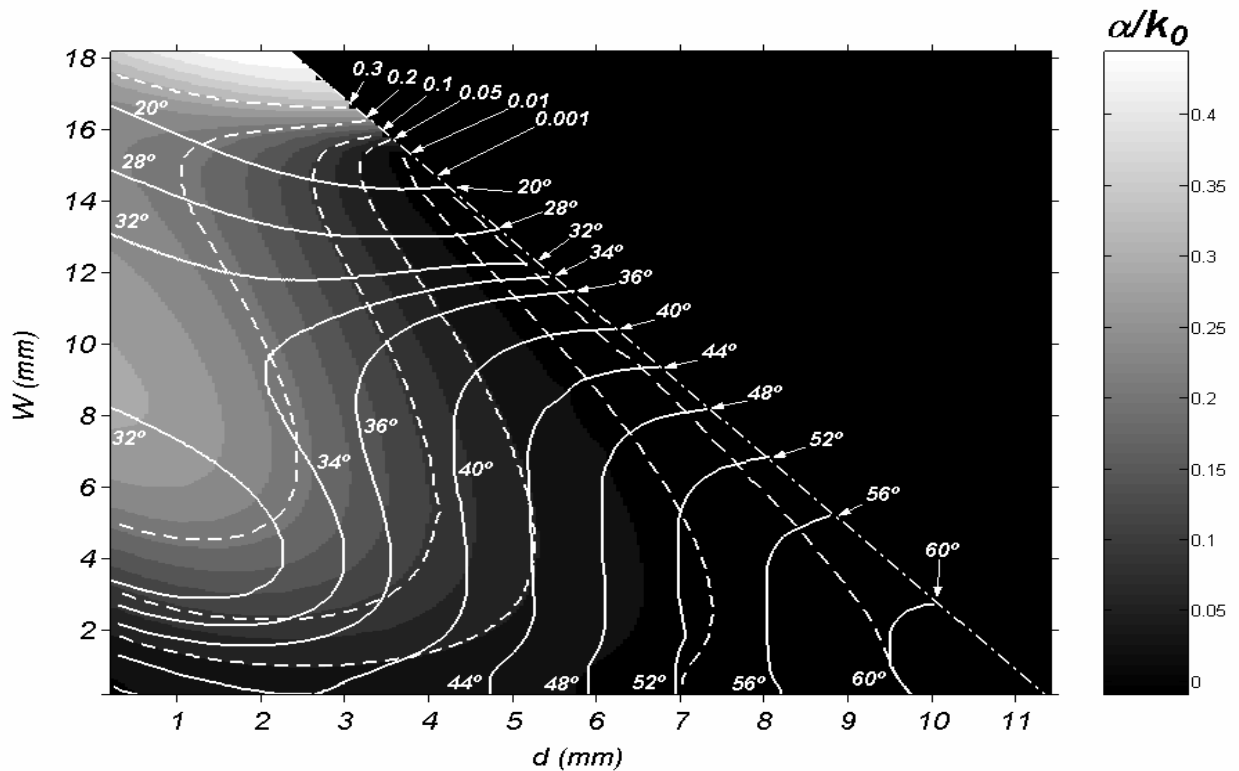


Figura 3.6. Constante de fase y constante de atenuación según las dimensiones del slot, obtenidas mediante la herramienta *Layout Designer*. ($a=22.86$ mm, $D=10.16$ mm, $\epsilon_r=2.2$, $L=5$ mm, $f=5.5$ GHz)

Así se obtienen las siguientes dimensiones del slot:

y(mm)	d(mm)	W(mm)
0,00	6,22	10,44
27,27	6,16	10,44
54,55	5,97	10,44
81,82	5,77	10,40
109,09	5,64	10,36
136,36	5,50	10,31
163,64	5,36	10,26
190,91	5,26	10,19
218,18	5,15	10,11
245,45	5,03	10,02
272,73	4,94	9,92
300,00	4,85	9,81
327,27	4,77	9,70
354,55	4,70	9,60
381,82	4,66	9,52
409,09	4,67	9,54
436,36	4,76	9,69
463,64	4,96	9,95
490,91	5,29	10,21
518,18	5,73	10,39
545,45	6,22	10,44

En realidad, para diseñar las antenas utilizadas en este proyecto, se ha utilizado un paquete software que mediante la integración de varias herramientas de fácil manejo (LWA DESIGNER, LAYOUT DESIGNER,...) permite automatizar todos estos pasos [3].

Para justificar la importancia del diseño *taper* en el funcionamiento del acoplador, hay que comprender qué es lo que aporta el hecho de modular las dimensiones del *slot* a lo largo de la antena. Para ello, se presentan a continuación las diferencias entre el comportamiento de una antena con *slot* uniforme y otra en la que se ha realizado un diseño *taper*. Las diferencias aparecen tanto en campo lejano como en campo cercano. Este estudio se centra en el comportamiento del campo cercano ya que es el que determinará el funcionamiento del acoplador y además el comportamiento del campo lejano ya ha sido estudiado por varios autores en el contexto del diseño de antenas *leaky* ([1],[4]). Normalmente el objetivo del diseño *taper* es conseguir la modificación de las características del campo lejano pero en este proyecto lo interesante es ver cómo se traducen los efectos del diseño *taper* al campo cercano.

ii). *Campo lejano*

En esta sección se explica la utilidad que tiene diseñar un *taper* a la hora de controlar ciertas características del diagrama de radiación (ángulo de apuntamiento, NLPS, ancho del haz principal).

La siguiente figura fue obtenida gracias a la herramienta software “Iwa_designer”. Permite la comparación del diagrama de radiación ideal de una antena sin taper (iluminación exponencial) con el de una antena con diseño *taper*, y más concretamente con iluminación de tipo coseno.

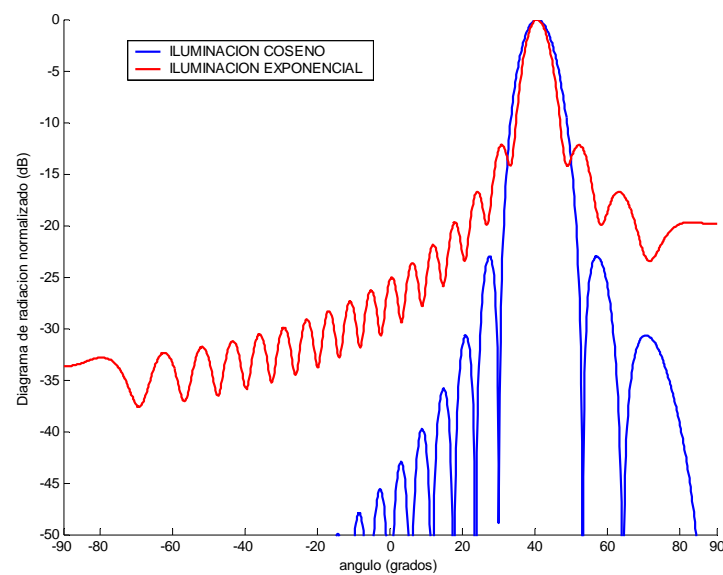


figura 3.7. Diagramas de radiación ideales normalizados para antenas con iluminación exponencial y de tipo coseno

Como se anunciaba en el capítulo II, el Nivel de Lóbulo Principal a Secundario (NLPS) es mayor para la antena con iluminación de tipo coseno que para la antena con iluminación exponencial: -25 dB en el caso de la antena con *taper* frente a -13 dB para la antena sin *taper*. Esta mejora es normalmente el objetivo del diseño *taper*.

Efectivamente, en la mayoría de aplicaciones, es deseable un NLPS lo mayor posible tanto si se utiliza la antena en transmisión como en recepción. En transmisión, los lóbulos secundarios “roban” potencia al principal y radian potencia en direcciones espúreas. En recepción, los lóbulos secundarios también suelen ser perjudiciales ya que introducen ambigüedad al no poder distinguir si la potencia radiada proviene o no de la dirección del haz principal.

Se observa también que la mejora en el NLPS se ve acompañada inevitablemente de un ensanchamiento del lóbulo principal.

Para comprender el comportamiento del diagrama de radiación en frecuencia, se realizó un barrido en frecuencia en HFSS con la antena de iluminación tipo coseno que se utiliza en el diseño del acoplador, cuyo slot se acaba de diseñar en el apartado anterior.

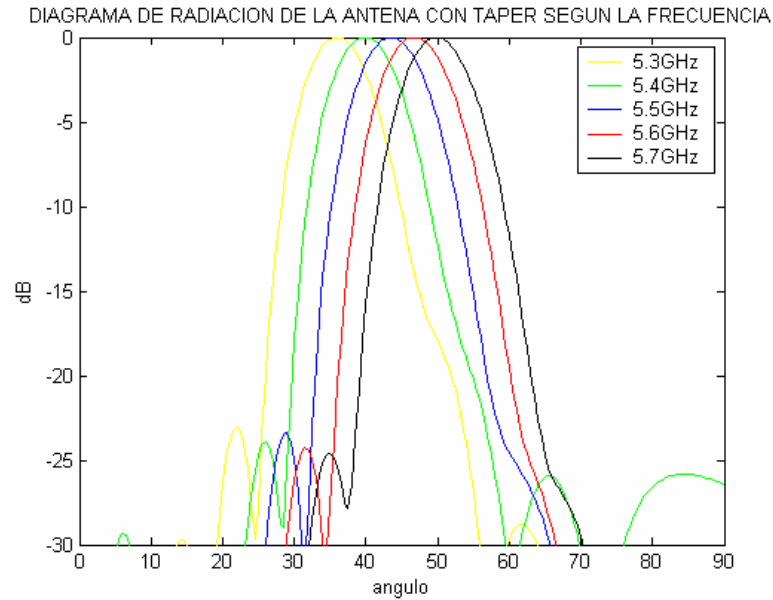


figura 3.8. Ángulo de apuntamiento para diferentes frecuencias

Se comprueba que lóbulo principal radia en una dirección mayor cuanto mayor es la frecuencia.

Los resultados obtenidos mediante la simulación en HFSS se resumen en la siguiente tabla:

FRECUENCIA (en GHz)	DIRECCION DE RADIACION (en grados)
5.3	36°
5.4	39.5°
5.5	43.5°
5.6	46.5°
5.7	50°

La forma del diagrama cambia ligeramente ya que el *taper* está diseñado para una frecuencia dada y por tanto si se varía la frecuencia, no se puede asegurar que la iluminación obtenida sea de tipo coseno. En las gráficas presentadas, las variaciones de frecuencia no son muy grandes por lo que el diagrama no se deforma demasiado.

iii). *Campo cercano*

El objetivo de este apartado es estudiar la forma, magnitud y ángulo del vector de Poynting en la apertura de la antena, tanto para iluminación exponencial como para iluminación tipo coseno.

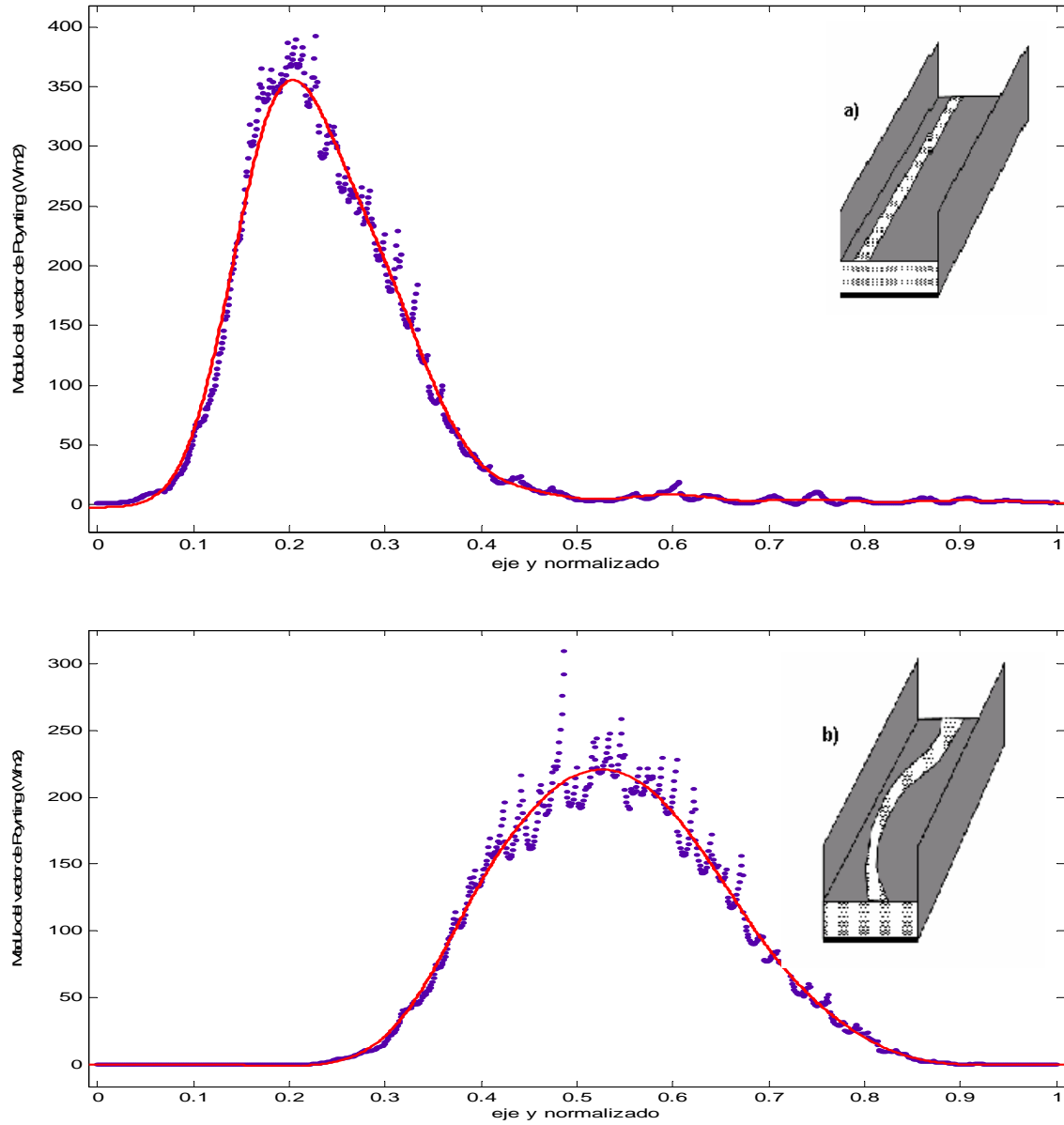


Figura 3.9. a) Iluminación exponencial b) Iluminación de tipo coseno

El vector de Poynting representa la densidad de potencia radiada por la antena de forma que su magnitud es proporcional al cuadrado de la del campo eléctrico. En las figuras anteriores se comprueba que para la iluminación de tipo coseno, la distribución de la amplitud del vector de Poynting a lo largo de la antena es de tipo coseno al cuadrado.

Midiendo la longitud de onda de la onda de campo eléctrico que avanza en la dirección “y”, se puede medir k_y .

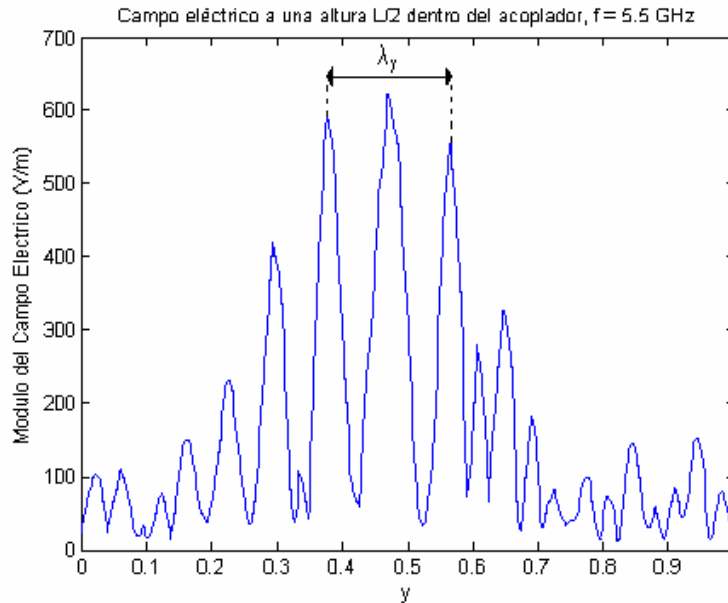


Figura 3.10. Medida de λ_y .

$$\left. \begin{aligned} \lambda_y = 82.9 \text{ mm} \implies k_y &= \frac{2\pi}{\lambda_y} = 75.79 \text{ rad/m} \\ k_0 &= \frac{2\pi}{\lambda_0} = 115.19 \text{ rad/m} \end{aligned} \right\} \theta_m = \sin^{-1}(k_y / k_0) = 41.14^\circ \quad (3.8)$$

Este resultado es parecido a los 43° que indica el diagrama de radiación para la frecuencia de 5.5 GHz.

Si la energía, al viajar entre las paredes metálicas laterales no se desplaza de forma vertical sino que lo hace con una cierta inclinación, la iluminación se irá desplazando hacia la derecha conforme sube por las paredes del *stub*, como muestra la gráfica a continuación.

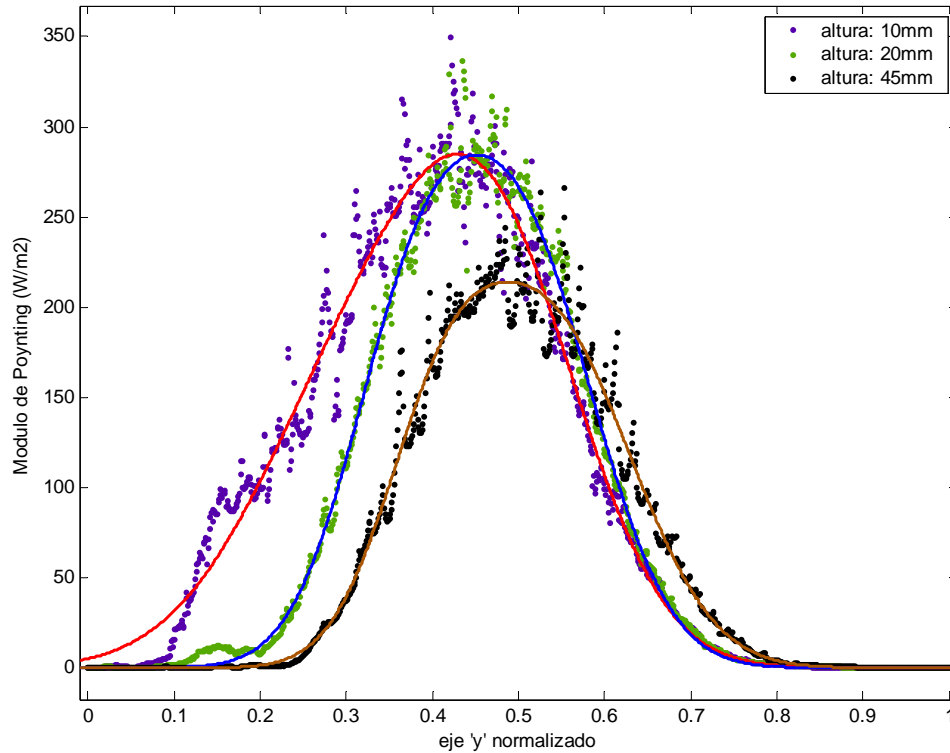


Figura 3.11. vector de Poynting a diferentes alturas sobre la guía dieléctrica

Para completar el diseño de la antena, falta mencionar que es importante que no se produzcan reflexiones de la onda que avanza a lo largo de la estructura. Estas reflexiones pueden venir provocadas por la perturbación planar (*strip* o *slot* en el caso considerado). Efectivamente, al introducir un agujero o una tira de metal, se están introduciendo discontinuidades en la guía, y por lo tanto favoreciendo la aparición de ondas reflejadas. En campo lejano, estas reflexiones pueden provocar la existencia de un lóbulo en la dirección $-\theta_m$. En campo cercano, la consecuencia sería un deterioro de la forma de la iluminación. El módulo del vector de Poynting mostrado anteriormente mostraría una forma menos definida. Esto puede provocar que, a pesar de haber realizado el resto del diseño correctamente, el acoplador empeore notablemente su funcionamiento. Por lo tanto, es importante reducir este efecto.

Para ello, se añaden unos triángulos al principio y al final del *slot* de forma que se pase de una manera progresiva del modo TE_{10} de la guía cerrada al modo TE_{10} perturbado. Como ya se ha explicado, la iluminación coseno se caracteriza por tener nulos en ambos extremos. Esto quiere decir que en los extremos de la perturbación no se produce radiación por asimetría. En definitiva, esto sólo puede conseguirse si el *slot* o *strip* está centrado en los extremos. Si se añade entonces unos triángulos isósceles al principio y al final del *slot*, estos también estarán centrados y en consecuencia no radiarán, no influirán en la iluminación de la antena. Por eso pueden hacerse todo lo grande que se desee sin miedo a perder la forma de tipo coseno. Se comprueba que con una longitud aproximadamente igual a una o dos longitudes de onda es suficiente para que la transición entre la antena cerrada y el spot se produzca de forma suave. Una

longitud mayor sólo haría crecer el tamaño del dispositivo innecesariamente. En concreto, la altura de los triángulos utilizados en el diseño es de 100 mm, es decir un poco menos de dos longitudes de onda. ($f = 5.5 \text{ GHz} \rightarrow \lambda = c/f = 54.545 \text{ mm}$).

Mediante una simulación en HFSS se puede verificar que la introducción de estos triángulos consigue el objetivo de reducir el parámetro S(entrada, entrada) (s_{11}) que caracteriza la desadaptación de la antena. Los valores obtenidos son:

$$s_{11} = 0.01 \qquad s_{31} = 0.14$$

Como el valor de s_{11} es pequeño, se puede decir que la potencia no se refleja en el puerto de entrada. El parámetro s_{31} indica la parte de energía inyectada que no es radiada y sale por el puerto de salida. Puede observarse que el valor es bastante bajo lo que quiere decir que la mayor parte de la energía ha sido radiada, o dicho de otra forma la eficiencia de la antena es alta. Para cuantificar la eficiencia basta con recordar la regla general de la unidad de los parámetros S de forma que $\eta = 1 - 0.01^2 - 0.14^2 = 0.98$. Es decir que el 98 de la energía es radiada a lo largo de la antena.

En esta sección se han relacionado las características del campo lejano con aquellas del campo cercano. En concreto, la reducción del nivel de lóbulo principal a secundario guarda relación con la forma tipo coseno de la iluminación y el ángulo de apuntamiento de la antena con el ángulo con el que se desplaza la potencia hacia la parte superior del *stub*.

D.- Desplazamiento horizontal “d” entre las guías dieléctricas

Debido al ángulo de apuntamiento θ_m , al final del stub ($z = l$), el coseno se habrá desplazado una distancia que es precisamente lo que se desea determinar y que se llamará desplazamiento horizontal “d”.

El parámetro “d” dependerá de:

- θ_m
- L

Como se indicó en la parte de teoría, la relación analítica entre estos parámetros es la siguiente:

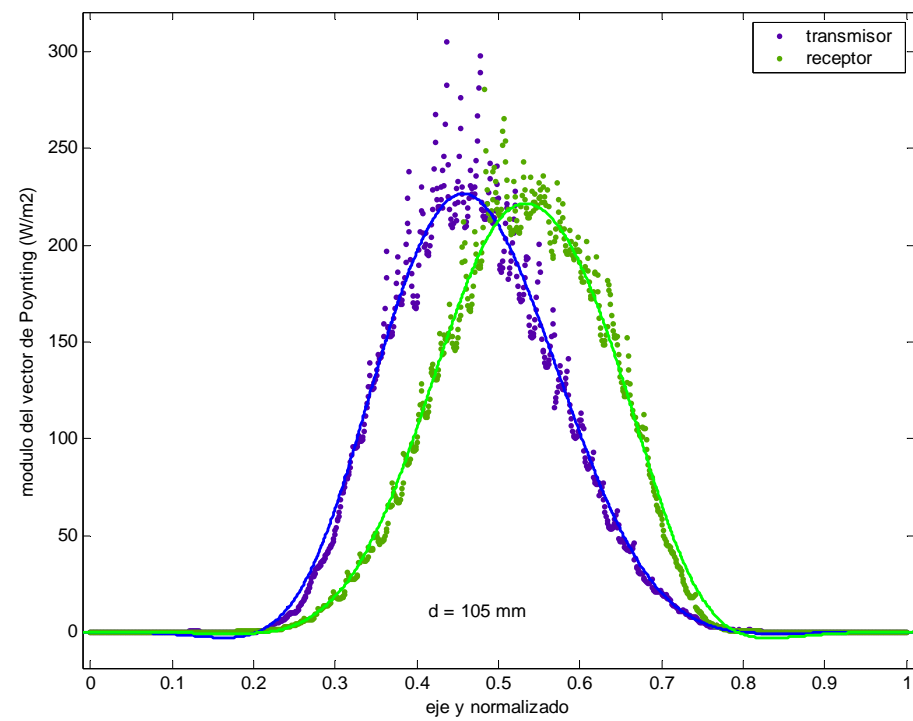
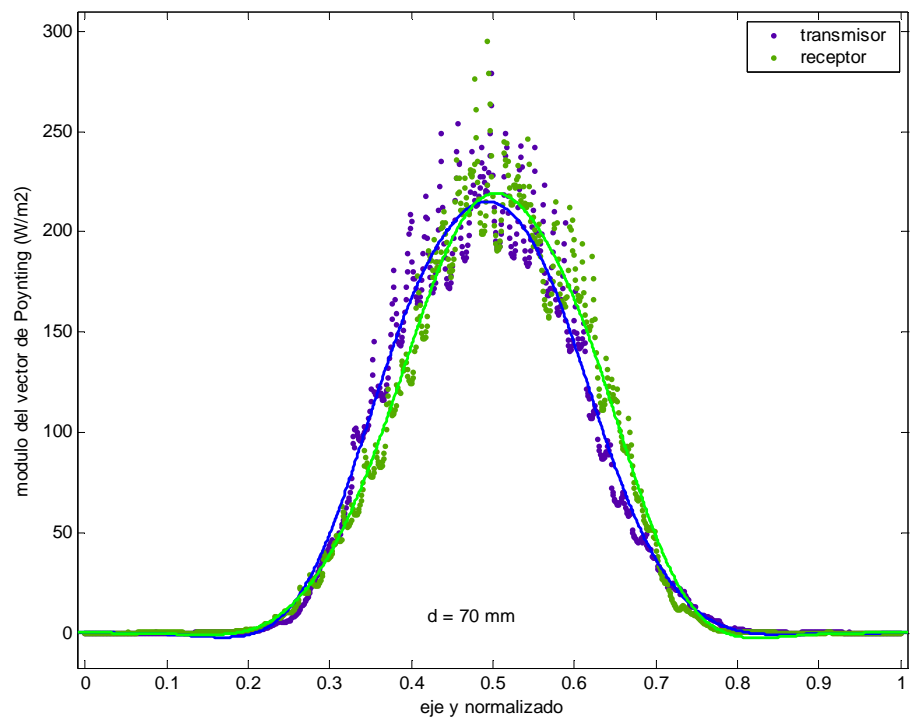
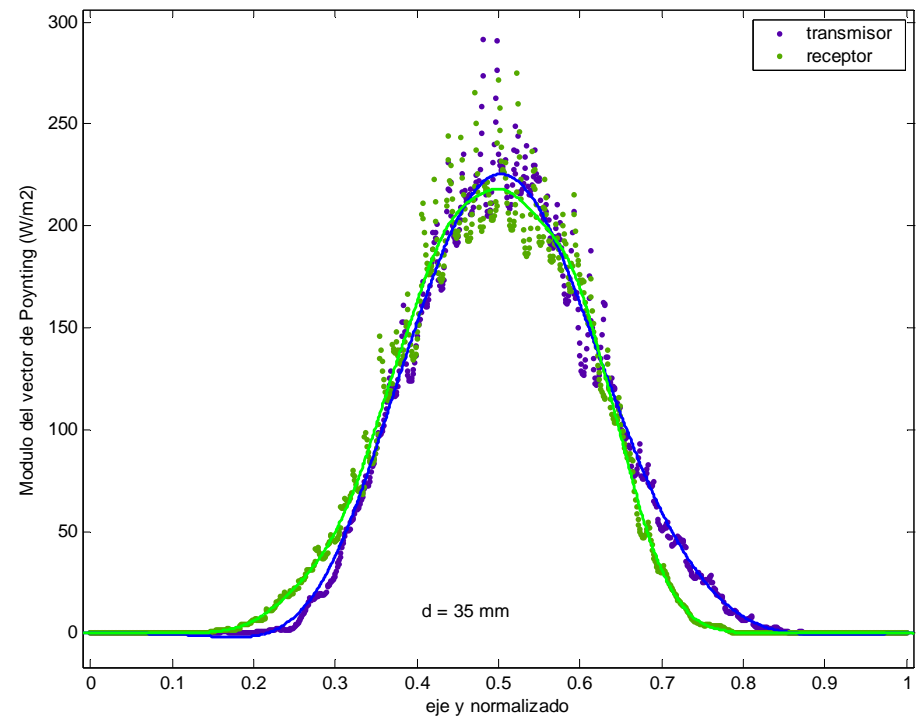
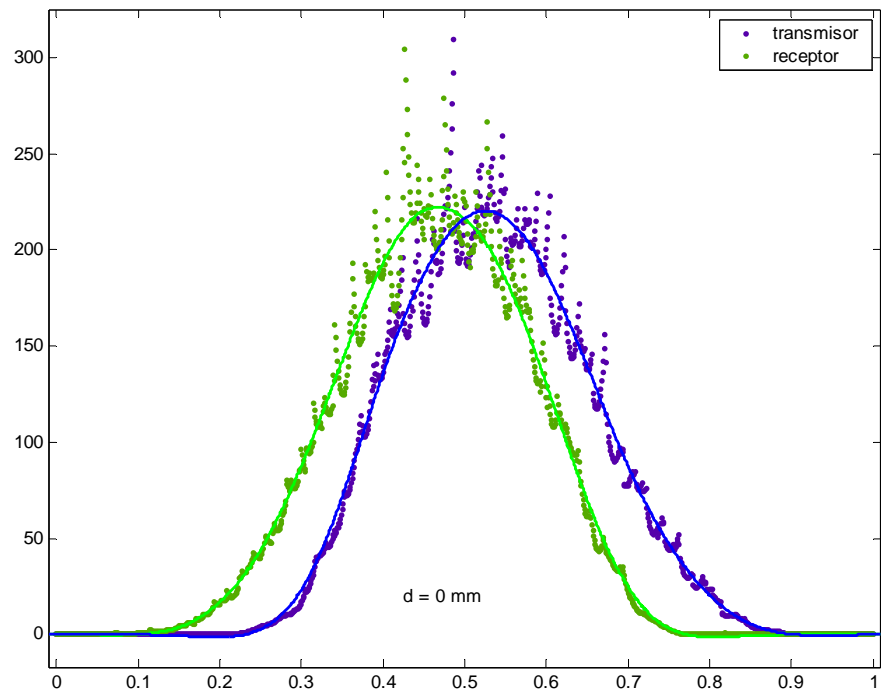
$$\tan(\theta) = \frac{d}{L} \qquad (3.9)$$

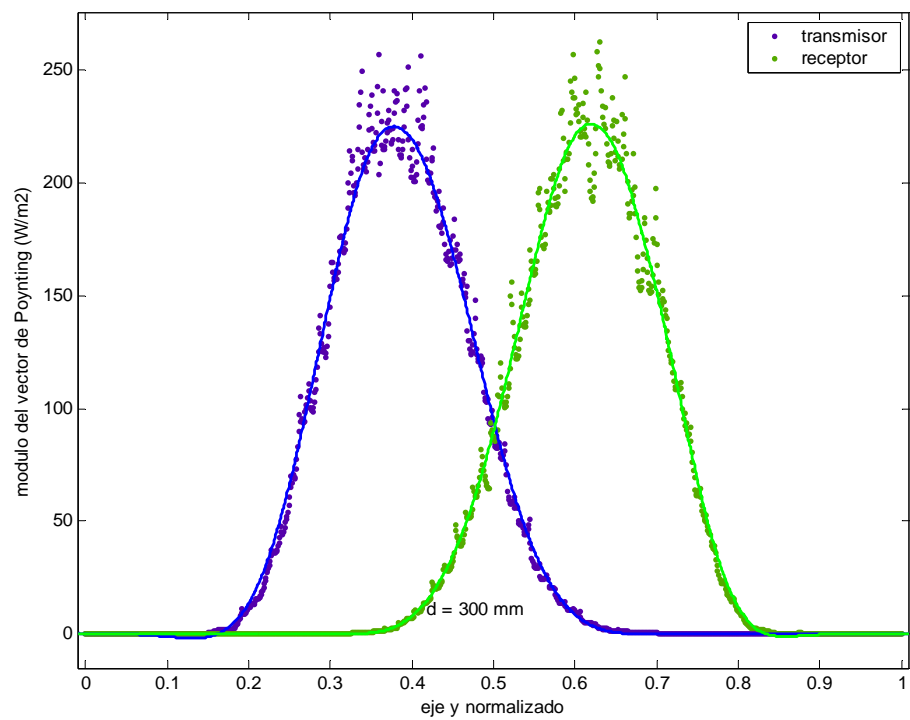
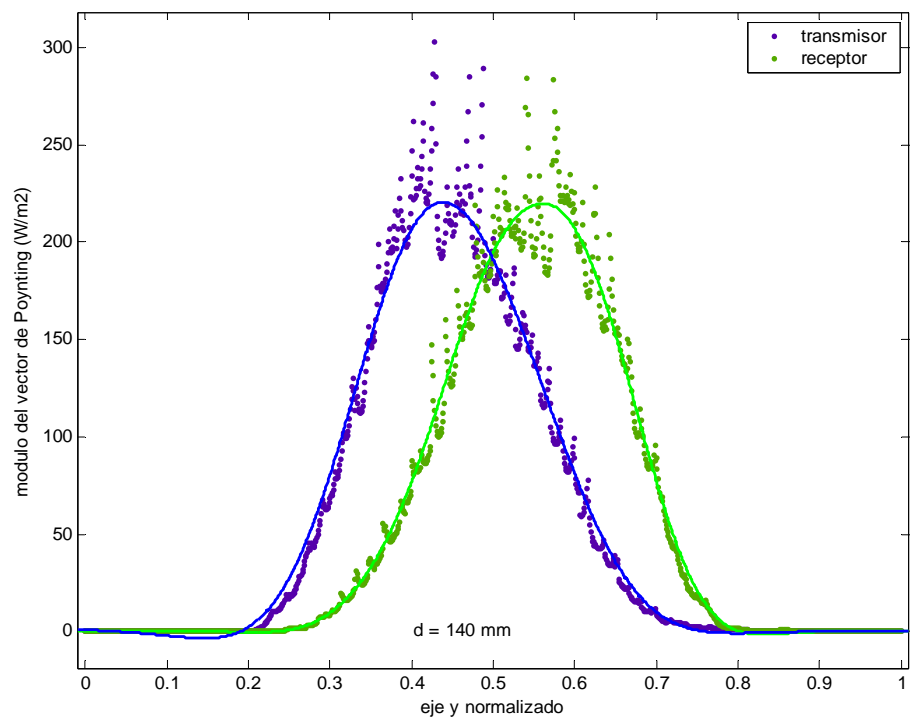
En este punto del diseño, ya se conocen los valores de L y θ ($L = 90$ mm y $\theta = 43.5^\circ$) por lo que se puede sustituir en la ecuación (3.9) obteniendo:

$$d = \tan(43.5) \cdot 90 = 85 \text{ mm} \quad (3.10)$$

Este es el desplazamiento teórico para el cual las “huellas” (es decir, el módulo del vector de Poynting a una altura L) de la guía transmisora y receptora deberían coincidir dentro del acoplador.

Para comprobar que es necesario un desplazamiento horizontal “ d ”, se simula cada antena por separado con diferentes valores de “ d ” y se representa el módulo del vector de Poynting a una altura $L/2 = 45$ mm, que es la longitud del *stub*.





Para comparar mejor los casos más relevantes, se recogen en la siguiente figura las curvas que ajustan los puntos simulados, mostrados en las figuras anteriores.

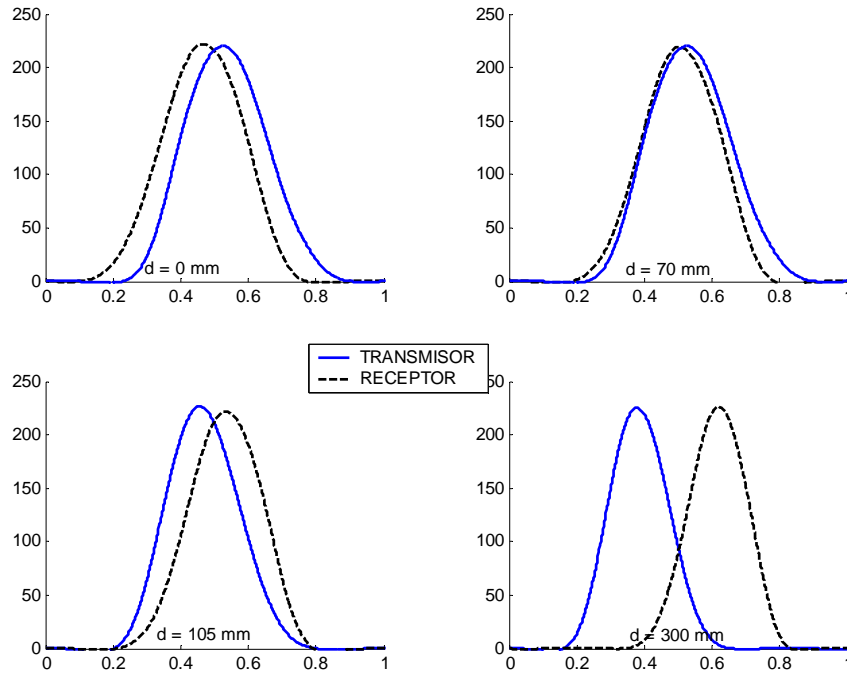


Figura 3.12. Comparación de la “coincidencia de huellas” para diferentes desplazamientos

Se comprueba que, para valores pequeños de “d”, el coseno producido por la guía transmisora está más a la derecha que el de la guía receptora. Esto quiere decir que al juntar ambas guías, las “huellas” no coincidirán y por lo tanto no se verificará exactamente el principio de reciprocidad por lo que el acoplo no se maximizará. Para valores demasiado grandes de “d”, como por ejemplo $d = 300$ mm, los cosenos se han cruzado y ahora es el de la guía receptora el que se sitúa más a la derecha. De la misma manera, las huellas no se superponen exactamente, lo que puede mermar el buen funcionamiento del acoplador. Se observa que la máxima coincidencia entre huellas se produce para desplazamientos cercanos a 70 mm. Este valor no se aleja mucho del obtenido mediante la ecuación (3.10).

Para determinar de manera más precisa cual es el caso de entre los presentados gráficamente para el cual se obtiene mayor coincidencia de huellas, se propone el cálculo de unas “integrales de coincidencia” a partir de los datos simulados para cada antena por separado en HFSS. Estas integrales se calculan multiplicando la curva del vector de Poynting del transmisor por la del receptor e integrando después sobre el eje \hat{y} . Al normalizar, se puede comparar los resultados para los diferentes valores de desplazamiento d.

Los resultados obtenidos gracias a Matlab se presentan a continuación:

Desplazamiento (mm)	Acoplo normalizado (dB)
0	-2.99
35	-0.64
70	0
105	-1.07
140	-3.54
300	-33.12

Se observa que el mayor acoplo se produce para $d = 70$ mm, lo que coincide con la observación de la figura 3.10 y no está muy alejado del resultado teórico.

El análisis que se acaba de realizar ha consistido en estudiar cada antena por separado. Sin embargo, para asegurar que el comportamiento del acoplador se optimiza para $d = 70$ mm, se simula la estructura completa (antena transmisora y antena receptora enfrentadas) variando el parámetro “ d ” entre 0 mm y 300 mm y con todos los demás parámetros ya determinados hasta el momento.

La representación del parámetro S_{41} correspondiente al acoplo es la que sigue.

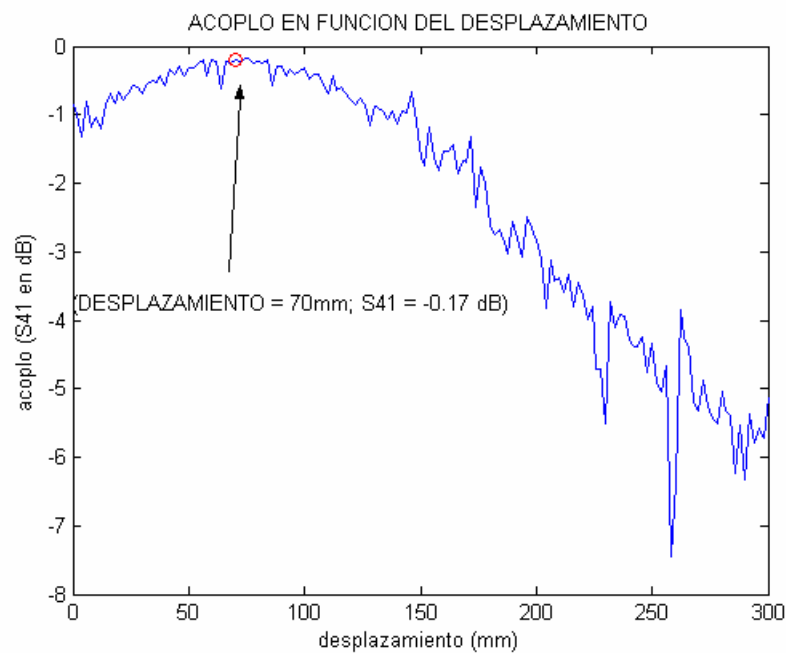


Figura 3.13. Parámetro S_{41} en el acoplador en función del desplazamiento

Se comprueba que existe un determinado desplazamiento para el cual el nivel de acoplo se maximiza y según esta gráfica este valor es de 70 mm, como se había estimado anteriormente. Un desplazamiento horizontal excesivamente pequeño o excesivamente grande hará que el principio de reciprocidad no se verifique de manera tan exacta como lo hace para un determinado desplazamiento, y en consecuencia disminuirá el nivel de acoplo.

A continuación se presenta una gráfica en la que se puede comparar los resultados obtenidos mediante las “integrales de coincidencia” con los resultados arrojados por las simulaciones de HFSS.

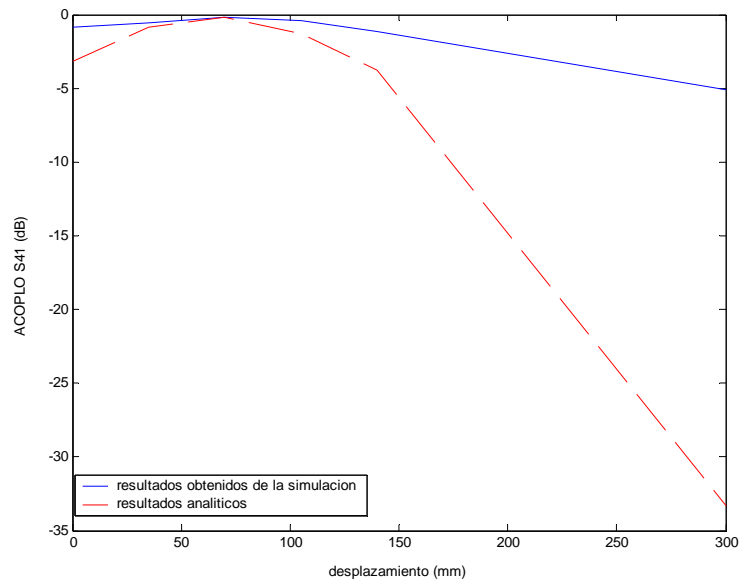


Figura 3.14. Comparación del nivel de acoplo según el desplazamiento obtenido mediante cálculos analíticos y mediante simulación en HFSS

Se observa que ambas curvas siguen la misma tendencia: el acoplo se maximiza para $d = 70$ mm y va disminuyendo al alejarse de este valor. En realidad los valores obtenidos mediante procesamiento en Matlab son inferiores a los obtenidos directamente de la simulación del acoplador. Esto se debe a que el cálculo de las integrales de coincidencia incluye únicamente el acoplo debido a la coincidencia de las huellas mientras que HFSS muestra el acoplo total que se produce según el desplazamiento. Para desplazamientos que no son el óptimo, parte de la energía radiada por la guía inferior no será captada por la guía superior. Esto producirá una onda estacionaria lo que a su vez provocará que la energía se reparta por los diferentes accesos de manera incontrolada. Por lo tanto, para desplazamientos alejados del óptimo, se producirá un acoplo que nada tiene que ver con el correcto funcionamiento de la estructura. Por ejemplo en la curva relativa a la simulación en HFSS se observa que para un desplazamiento de 300 mm, el parámetro S correspondiente al acoplo tiende a -6 dB, cuando en realidad los resultados analíticos indican un valor muy pequeño: -33 dB. Esto quiere decir que no existirá prácticamente acoplo debido a la coincidencia de huellas. Sin embargo la existencia de una onda estacionaria provoca que parte de la energía introducida en la estructura salga por la salida acoplada.

Como conclusión de esta sección se puede decir que los tres métodos propuestos para hallar el valor óptimo del desplazamiento horizontal “d” coinciden aproximadamente en sus resultados. Se tomará $d = 70$ mm para diseñar el acoplador.

III.II.- RESPUESTA DEL ACOPLADOR DISEÑADO

Se dispone ahora de dos antenas idénticas cuya distribución de campo en la parte superior del stub es simétrica y está centrada. Además, la longitud del stub es suficiente para asegurar que, en el caso de que haya acoplo en el nuevo dispositivo, únicamente puede ser por radiación.

El paso siguiente es juntar las dos antenas como se observa en la siguiente figura, que representa la estructura que se simulará en HFSS.

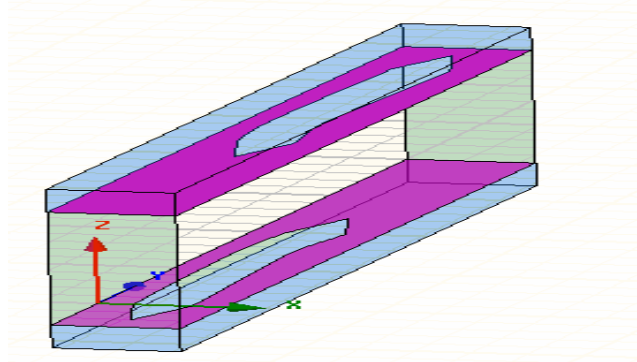


Figura 3.15. Estructura simulada en HFSS

La misión es comprobar que el comportamiento conjunto de las antenas es el que se predecía a partir de la simulación de las antenas transmisora y receptora por separado. Además, se investigará hasta qué punto es flexible el diseño de este tipo de acopladores.

A.- Transferencia de potencia entre las guía dieléctricas

Según se deducía en la primera parte de esta memoria, se puede expresar la potencia en cualquier punto de la guía transmisora de la forma siguiente:

$$P_y(y_0) = P_y(0) - C \cdot \int_0^{y_0} |M(y)|^2 \partial y \quad (3.11)$$

Normalizando, y sustituyendo $\eta = 0.98$ y $|M(y)|^2 = |\cos(y)|^2$ la curva que debe seguir la potencia en la guía es:

$$\overline{P_y(y_0)} = 1 - C \cdot \int_0^{y_0} |M(y)|^2 \partial y \quad \text{donde } C = \frac{P_y(y=0) \cdot \eta}{\int_0^{L_a} |M(y)|^2 \partial y} = \frac{1 \cdot 0.98}{0.5} = 1.96$$

$$\overline{P_y(y_0)} = 1 - 1.96 \cdot \int_0^{y_0} |\cos(y)|^2 \partial y \quad (3.12)$$

A continuación se dibuja esta función analítica junto a los puntos correspondientes a la simulación con HFSS.

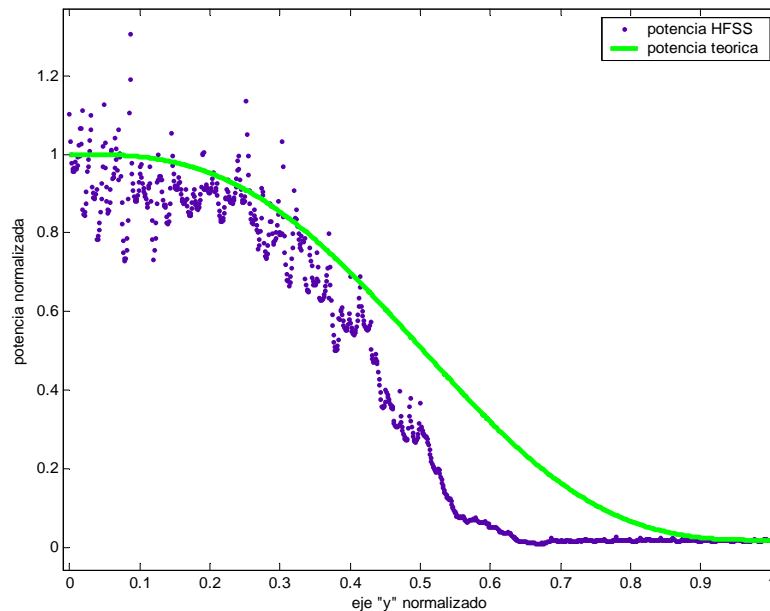


Figura 3.16. Potencia en la guía transmisora

Se comprueba que los puntos obtenidos se ajustan a la curva teórica. Como era de esperar, la energía en la guía transmisora va decreciendo puesto que va siendo radiada al exterior. Si el acoplador está bien diseñado, esta energía radiada será absorbida por la antena receptora.

La figura 3.17 muestra un corte transversal del acoplador y permite comprender cómo el campo eléctrico viaja de una guía a la otra. Se observa cómo el modo en la guía transmisora tiene una polarización vertical: es el TE_{10} perturbado. Las líneas de campo entre las paredes metálicas son perpendiculares a ellas. Al llegar a la parte superior del *stub*, la energía es absorbida por la guía receptora. Dentro de ella, el patrón modal vuelve a ser el del TE_{10} .

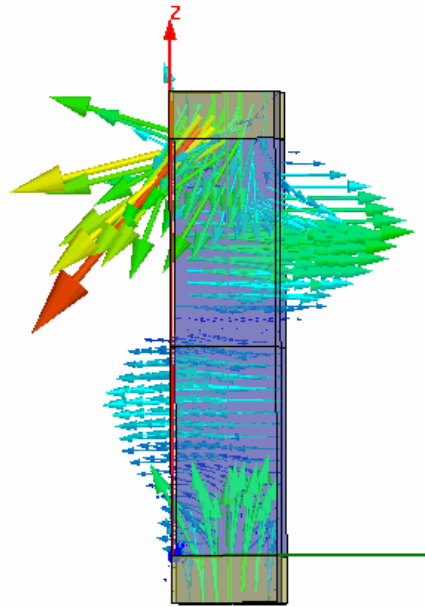


Figura 3.17. Corte transversal del acoplador ($f=5.5$ GHz)

En la siguiente figura se superponen las curvas correspondientes a la potencia dentro de la guía transmisora y receptora.

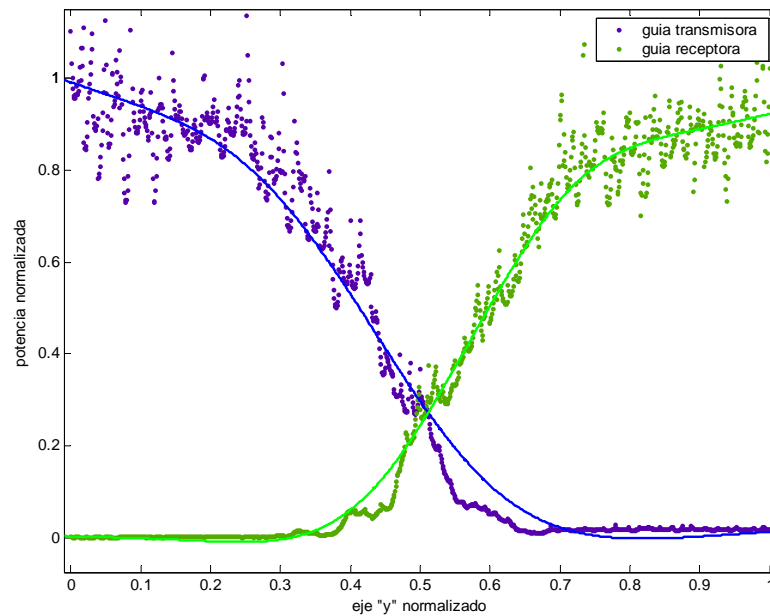


Figura 3.18. Transferencia de potencia entre las guías. Iluminación tipo coseno ($f=5.5$ GHz)

Se comprueba cómo la energía va transfiriéndose desde la guía inferior hasta la superior. Como el nivel de acoplo de este acoplador es del 98%, al final de la estructura, la energía en la guía transmisora es nula (toda la potencia inyectada ha sido transmitida) y ha sido absorbida casi en su totalidad por la guía dieléctrica superior.

A modo de comparación, se incluye esta misma figura pero esta vez para el caso del acoplador con slots uniformes.

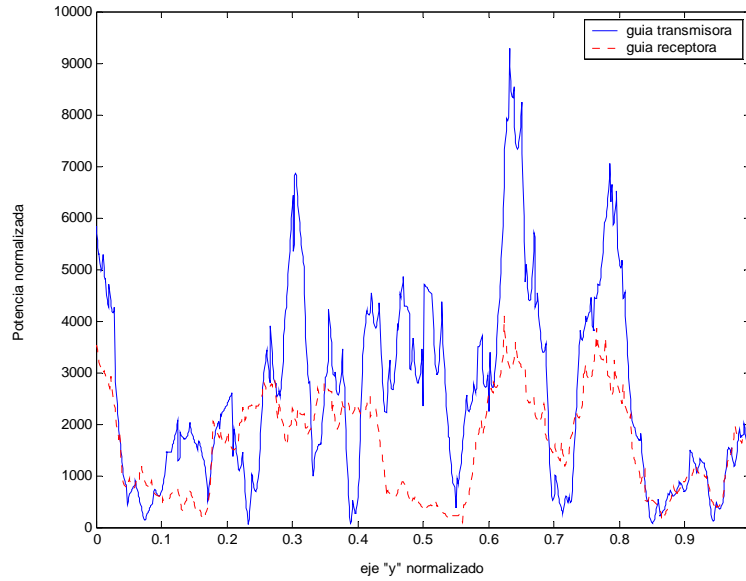


Figura 3.19. Transferencia de potencia entre las guías. Iluminación tipo exponencial (f=5.5 GHz)

Como se predecía, en este caso no se transfiere la energía de manera eficiente: el diseño taper es imprescindible para que el acoplador funcione.

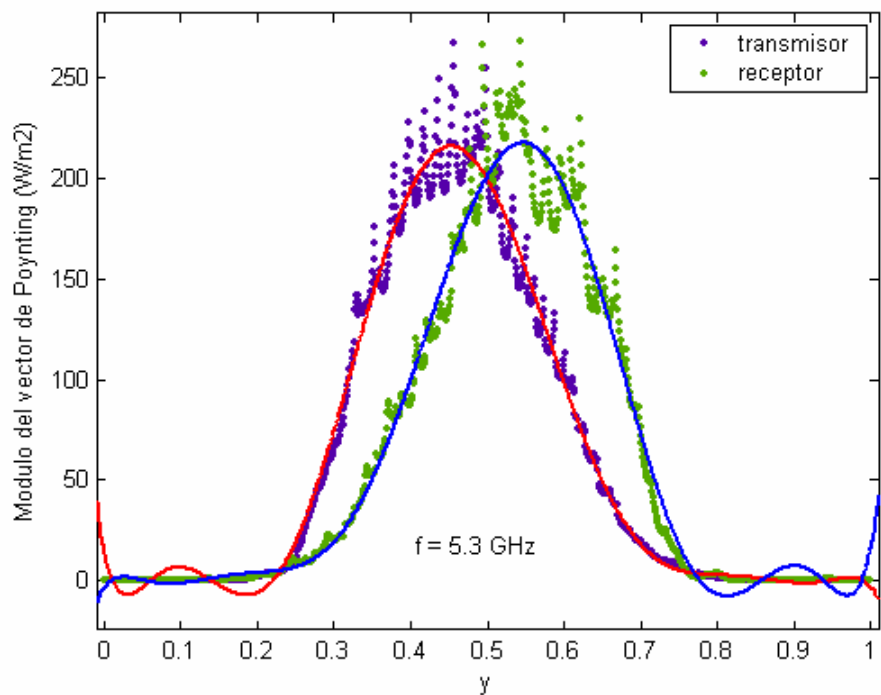
B.- Respuesta en frecuencia

El objetivo ahora es caracterizar la respuesta en frecuencia del acoplador. En primer lugar, y como siempre, se intentará predecir el comportamiento del acoplador mediante el estudio de las antenas que lo componen por separado. Después, se obtendrán los parámetros S en función de la frecuencia, comprobando que efectivamente se cumplen las predicciones. A continuación se distinguirán distintas zonas en la respuesta en frecuencia del acoplador y se analizará cada una de ellas con más detalle.

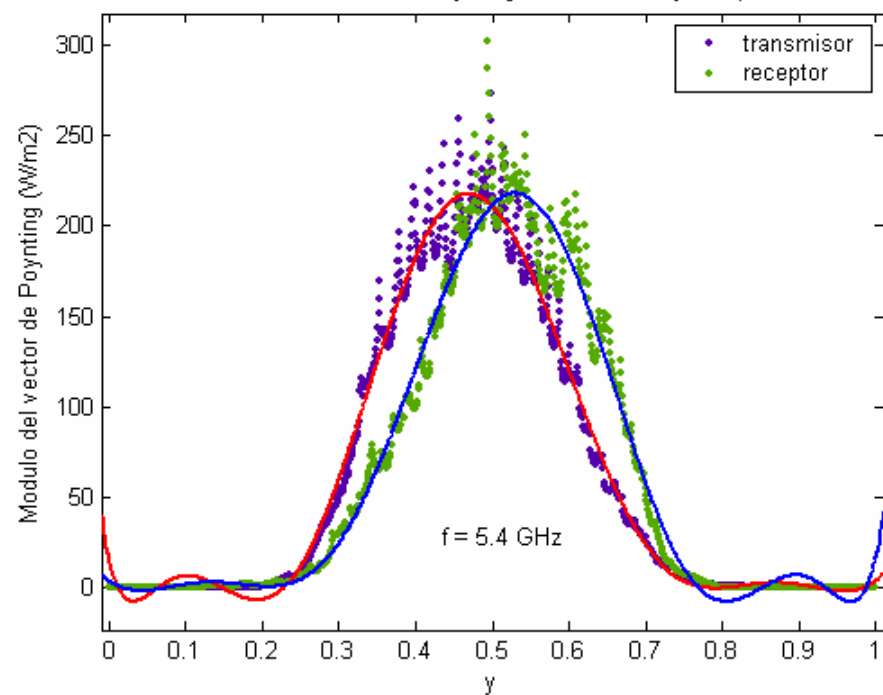
Se ha comprobado que la determinación del desplazamiento horizontal entre guías depende del ángulo de apuntamiento θ_m . Por tanto, si este ángulo se incrementa al aumentar la frecuencia, el diseño de un acoplador con un “d” determinado sólo funcionará en un rango de frecuencias determinado ya que fuera de este rango, “d” no será el que maximice la coincidencia de las huellas de la antena transmisora y receptora.

Para ver el comportamiento en frecuencia, se repetirá el análisis realizado anteriormente, cuando se intentaba determinar “d”. La diferencia es que ahora “d” tomará un valor fijo y el parámetro que se irá variando es la frecuencia.

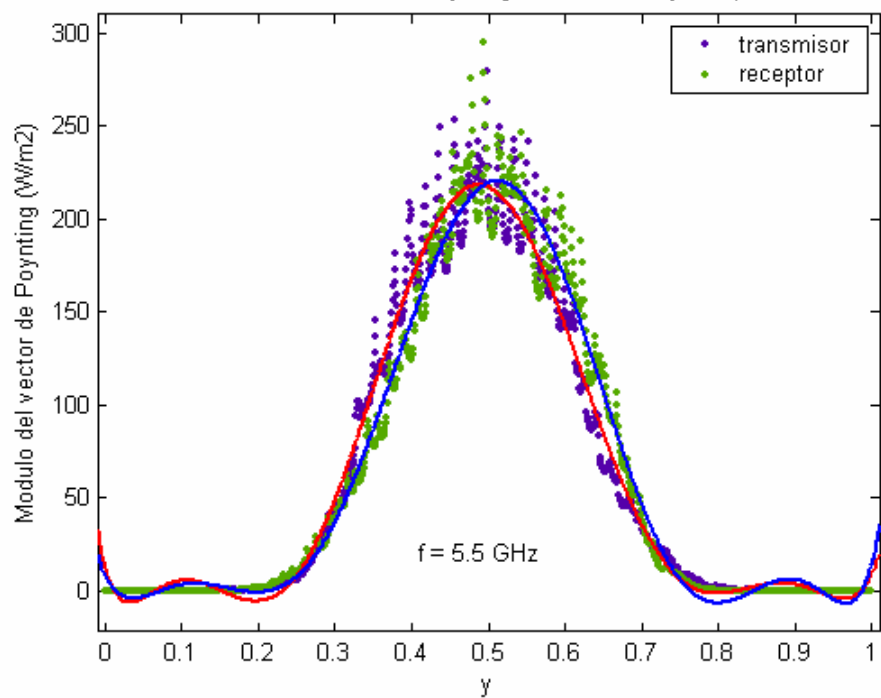
Modulo del vector de Poynting en transmisor y receptor



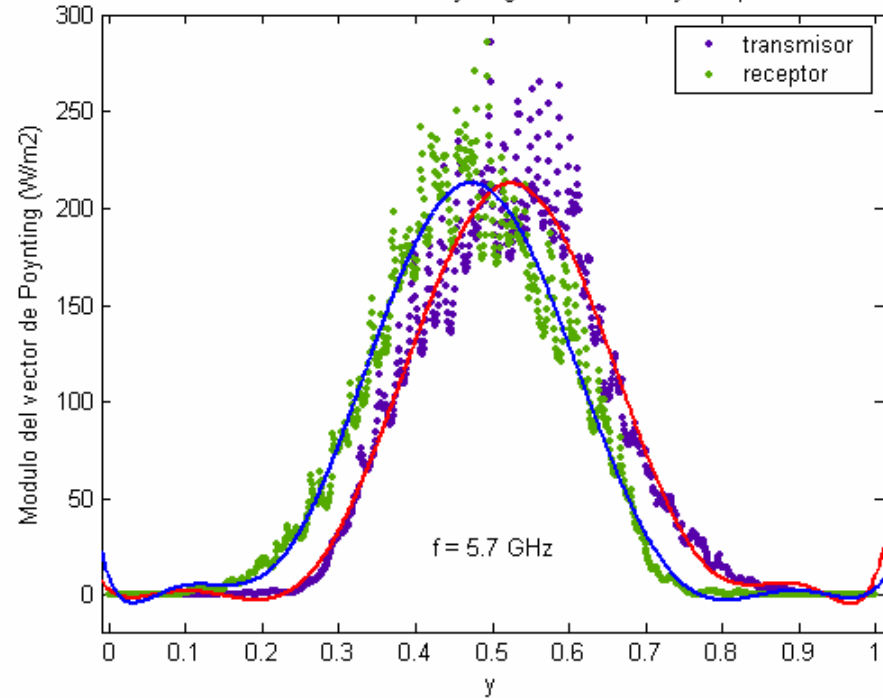
Modulo del vector de Poynting en transmisor y receptor



Modulo del vector de Poynting en transmisor y receptor



Modulo del vector de Poynting en transmisor y receptor



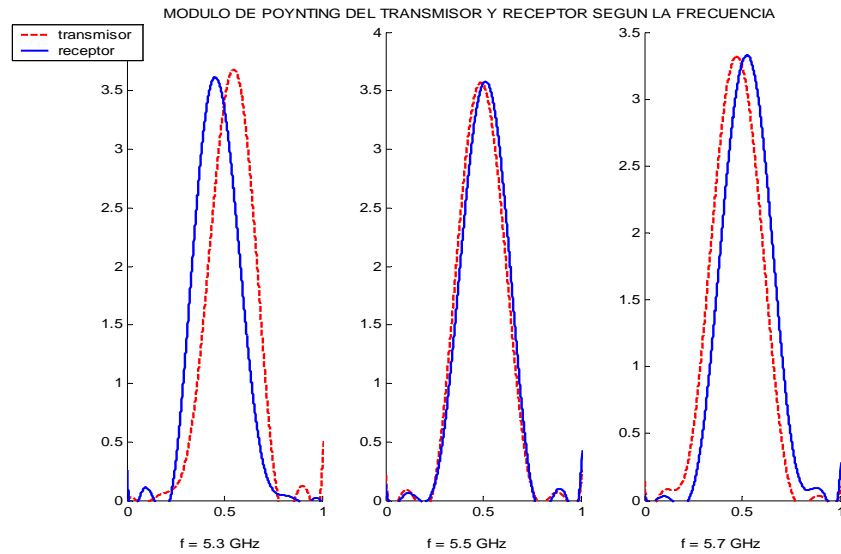


Figura 3.20. Comparación de la “coincidencia de huellas” para diferentes frecuencias (d = 70 mm)

Se observa que, para frecuencias cercanas a 5.5 GHz, las distribuciones de densidad de potencia coinciden en el eje \hat{y} . Esto hace suponer que el acoplador funcionará. Para frecuencias alejadas de la frecuencia de trabajo, esto no es así.

Al igual que se hizo para estudiar la influencia del desplazamiento, se puede calcular el acoplo que se produciría en la estructura final calculando una especie de correlación entre las distribuciones de potencia para cada antena por separado, pero esta vez para varias frecuencias. Como anteriormente, el cálculo de estas “integrales de coincidencia” consiste en multiplicar el módulo del vector de Poynting del transmisor y del receptor y normalizar para poder comparar todos los casos entre sí. Los resultados se recogen en la tabla siguiente:

Frecuencia (GHz)	Acoplo normalizado (dB)
5.3	-0.1747
5.4	-0.0785
5.5	0
5.6	-0.0852
5.7	-0.0854

Se comprueba que el máximo acoplo se produce para la frecuencia de trabajo $f = 5.5$ GHz. Por supuesto, esto es así ya que se han determinado todos los parámetros del acoplador simulado de forma que se maximice el acoplo a esta frecuencia.

La siguiente figura permite comparar visualmente la curva obtenida de forma analítica con la obtenida mediante simulación.

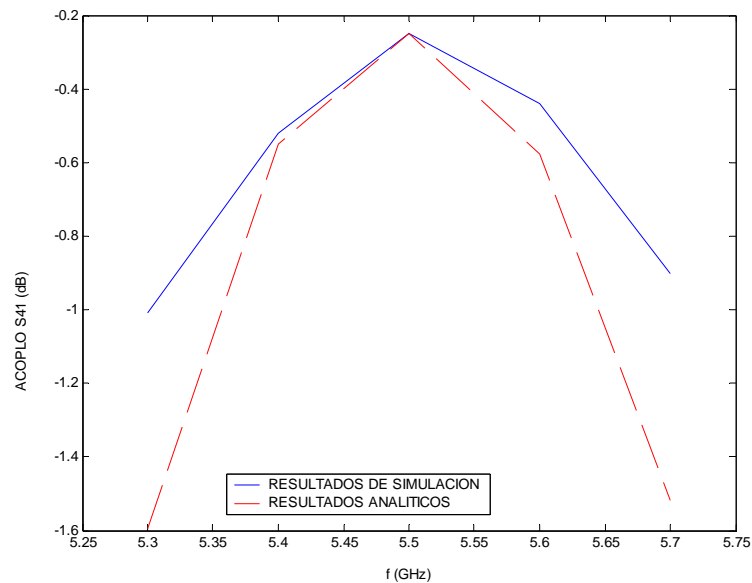


Figura 3.21. Comparación del nivel de acoplo según la frecuencia obtenido mediante cálculos analíticos y mediante simulación en HFSS

De nuevo se comprueba que debido a la onda estacionaria que se produce cuando las condiciones no son óptimas (en este caso cuando la frecuencia no es la de diseño), los valores de la simulación son superiores que los obtenidos tras el procesado analítico en Matlab. Sin embargo en ambos casos el máximo acoplo se produce a la frecuencia de diseño 5.5 GHz y la tendencia de las curvas son idénticas.

La conclusión de este pequeño estudio no es otra que el nivel de acoplo disminuirá al alejarse de la frecuencia de diseño. Se producirá entonces una onda estacionaria rebotando en la estructura.

El paso siguiente es realizar una simulación en HFSS para observar si realmente la respuesta en frecuencia es la prevista.

Para una mejor visualización, se han representado por una parte S_{31} (salida directa) y S_{41} (acoplo) y por otra parte S_{11} (desadaptación a la entrada) y S_{21} (puerto aislado).

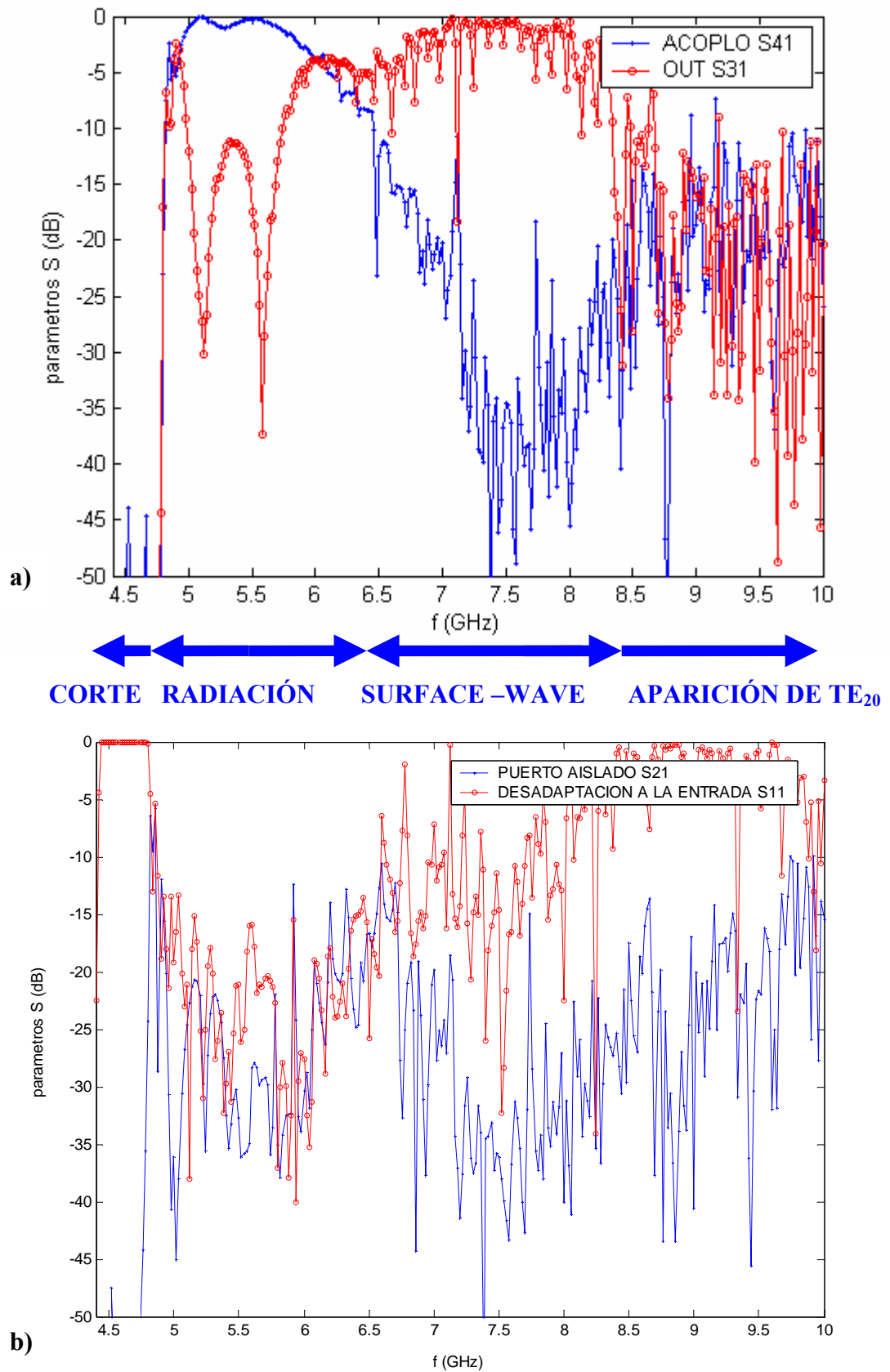


Figura 3.22. Respuesta en frecuencia del acoplador

a) acoplo y salida directa

b) aislamiento y desadaptación

En esta simulación, se ha realizado un barrido bastante amplio, desde 4.4 GHz hasta 10 GHz. Se distinguen cuatro zonas diferentes. La primera, hasta la frecuencia de corte, 4.8 GHz, es la zona de corte. Desde esa frecuencia hasta 6.5 GHz, se encuentra la zona en la cual la antena transmisora está radiando y por tanto es en ella donde se produce el acoplo. Esta sería la región de trabajo del acoplador. A continuación, la zona de “*surface wave*” o “*bounded wave*”, en la cual la antena transmisora deja de radiar. Finalmente, a partir de 9 GHz, la potencia que sale por el acceso acoplado vuelve a crecer. En esta zona se ha superado la frecuencia de corte de otro modo: el TE₂₀, responsable de este acoplo.

i) zona de corte

Según se vió en el primer apartado, la frecuencia de corte del TE₁₀ para la guía de onda utilizada (sin perturbación planar) era:

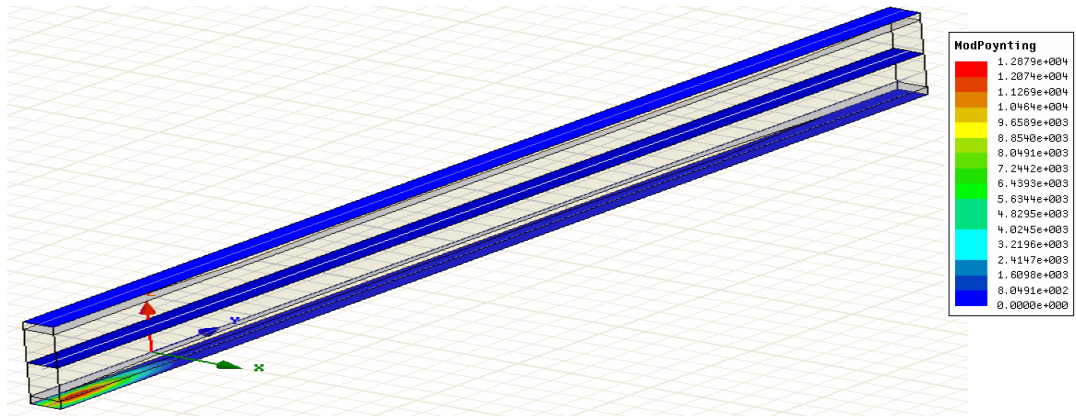
$$f_{c,10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 22.86 \cdot 10^{-3} \sqrt{2.2}} = 4.42 \text{GHz}$$

Sin embargo, desde esa frecuencia hasta $f = 4.8$ GHz, se observa que el parámetro S₁₁ toma valores cercanos a 0 dB, mientras los demás parámetros S toman valores mucho menores: toda la potencia se refleja en el puerto de salida. Esto significa que el modo no puede propagarse a lo largo de la estructura: el acoplador no sale de su zona de corte hasta $f = 4.8$ GHz, que es superior a 4.42 GHz. En realidad lo que ocurre es que debido a la perturbación que representa el slot, el modo que debe propagarse a lo largo de la guía no es el modo TE₁₀ sino el TE₁₀ perturbado. Su frecuencia de corte es ligeramente superior.

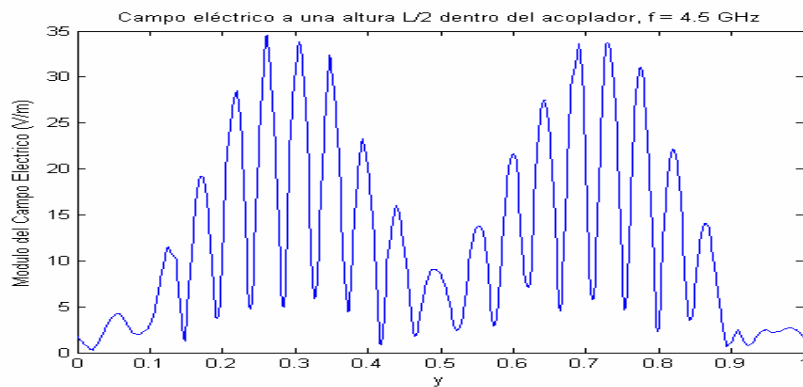
Para profundizar el análisis de lo que ocurre en esta región de corte, se presenta a continuación el campo dentro del acoplador para $f = 4.5$ GHz (Figura 3.23)

La figura 3.23-a muestra una representación en colores del campo eléctrico en la estructura. La escala de colores permite determinar cualitativamente las zonas en las cuales el campo eléctrico es mayor o menor: el rojo está relacionado con valores de campo elevados mientras que el azul indica valores pequeños. La figura 3.23-b representa la magnitud del campo eléctrico en el eje \hat{y} a una altura L/2 del acoplador.

Se observa que la guía está coloreada de azul casi en su totalidad. Únicamente hay campo eléctrico a la entrada de la guía inferior pero se ve claramente que la potencia es reflejada y no avanza por la estructura. La amplitud de la curva del campo eléctrico muestra que los valores tomados por el campo (del orden de 30 V/m) son muy inferiores a los obtenidos a la frecuencia de diseño (del orden de 600 V/m como se aprecia en la figura 3.25-b), por el motivo que se acaba de aclarar. Además, no se forma el coseno como en el caso de $f = 5.5$ GHz.



a)



b)

Figura 3.23. Campo eléctrico dentro del acoplador para $f = 4.5$ GHz

Estos resultados se pueden ver también desde otro punto de vista: si se representa la potencia en cada guía dieléctrica (figura 3.24), se observa claramente que la energía se concentra únicamente al principio de la guía transmisora. La potencia en la guía superior es cero a lo largo de todo el eje \hat{y} .

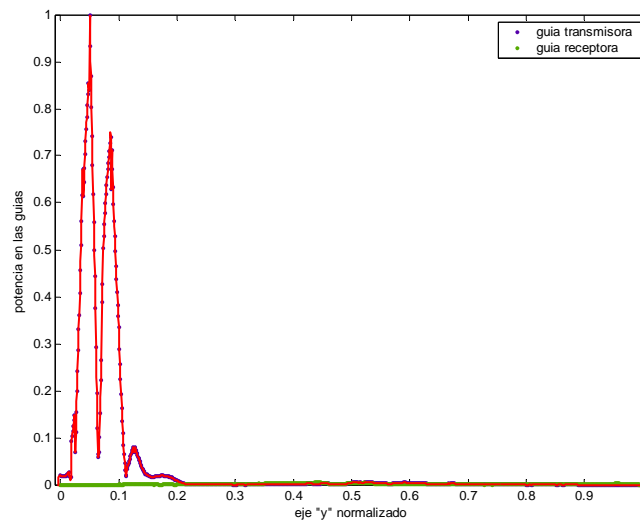
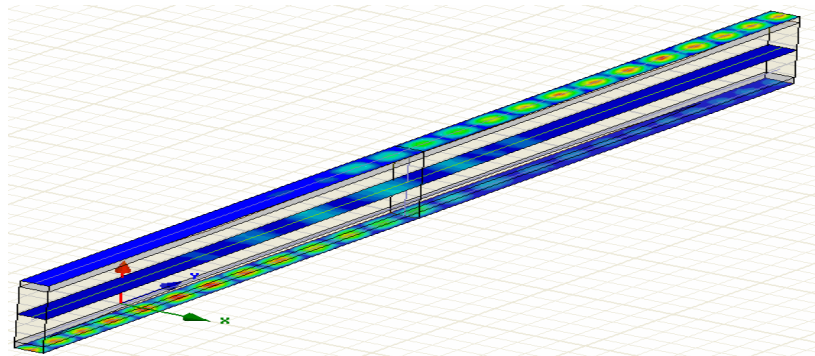


Figura 3.24. Transferencia de potencia entre las guías para $f = 6.5$ GHz

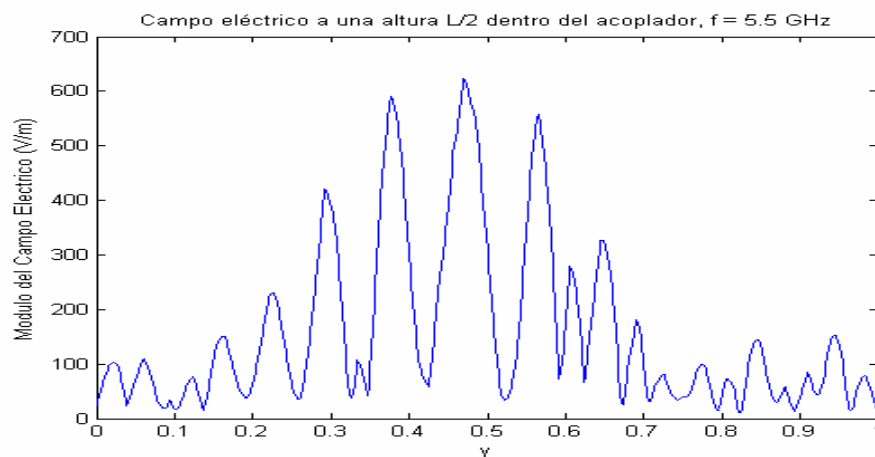
ii) zona de radiación

La zona de radiación es aquella que está alrededor de la frecuencia de diseño, es decir de 5.5 GHz. Es en esta región dónde se espera que se produzca el acoplo deseado, pues es dónde se cumplen las condiciones explicadas a lo largo de toda esta memoria.

La figura 3.25 muestra el campo a la frecuencia de diseño.



a)



b)

Figura 3.25. Campo eléctrico dentro del acoplador para $f = 5.5$ GHz

Gracias a la figura 3.25 es posible comprobar de manera muy visual el comportamiento predicho hasta ahora: en la guía inferior se observa cómo el campo eléctrico es muy elevado y por tanto también lo será la potencia. A medida que se avanza por el eje \hat{y} , los valores van disminuyendo (los colores pasan de ser cercanos al rojo a colores azulados). La explicación es que, en las antenas *leaky*, la potencia se radia a lo largo de la antena, quedando cada vez menos dentro de la guía. Esto coincide con la curva de potencia en el eje \hat{y} dentro de la guía que se presentó en la figura 3.16.

A una altura $L/2$, se observa que la parte central está más iluminada que los extremos. La figura 3.25 b representa precisamente la magnitud del campo eléctrico a una altura $L/2$ del acoplador. Se observa que efectivamente posee forma de un coseno.

A continuación se muestra un zoom de la figura 3.22-a alrededor de la frecuencia de diseño.

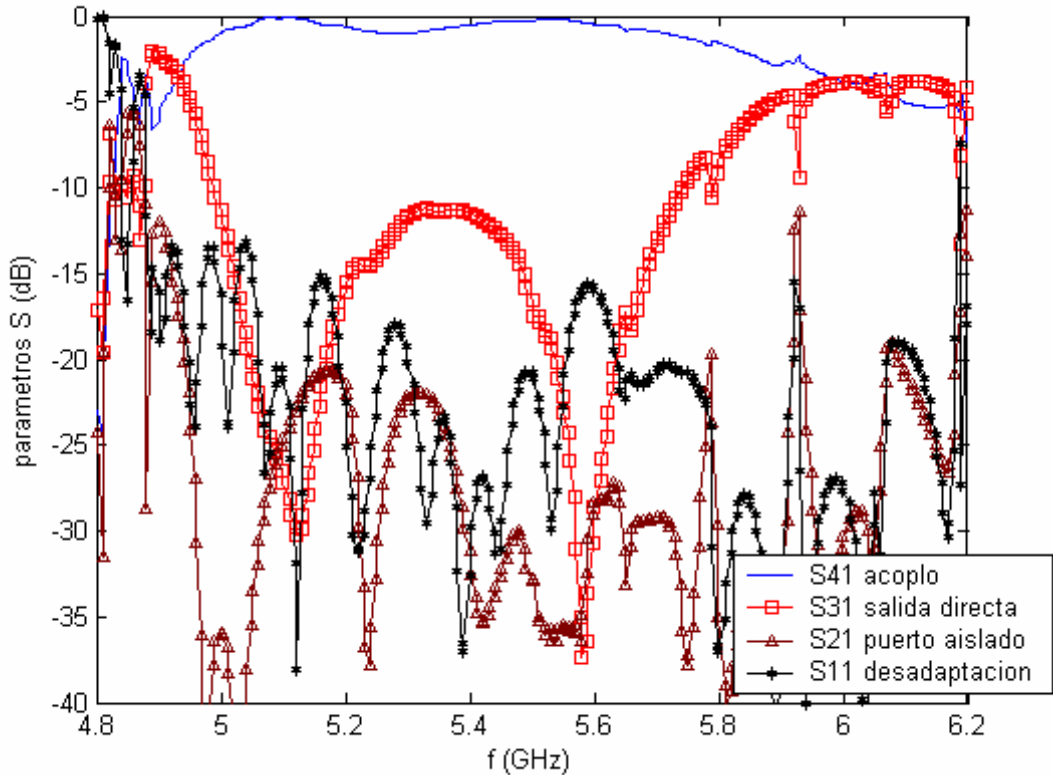


Figura 3.26. Parámetros S en la zona de acoplamiento por radiación leaky

Se observa en la figura que a la frecuencia de diseño (5.5 GHz) se obtiene un nivel de acoplamiento de casi 0 dB, mientras que por la salida directa apenas se obtiene señal. Así mismo hay que mencionar la adaptación del puerto de entrada y el aislamiento, estando ambos parámetros por debajo de -20 dB.

Es interesante explicar lo que ocurre en la banda de radiación, fuera de la frecuencia de diseño. Como el haz radiado desde la guía inferior no es captado por la guía superior, se genera una onda estacionaria entre las dos guías dieléctricas, que va rebotando de una guía a otra. En este caso, pueden suceder dos cosas, según la frecuencia sea inferior o superior a la de trabajo.

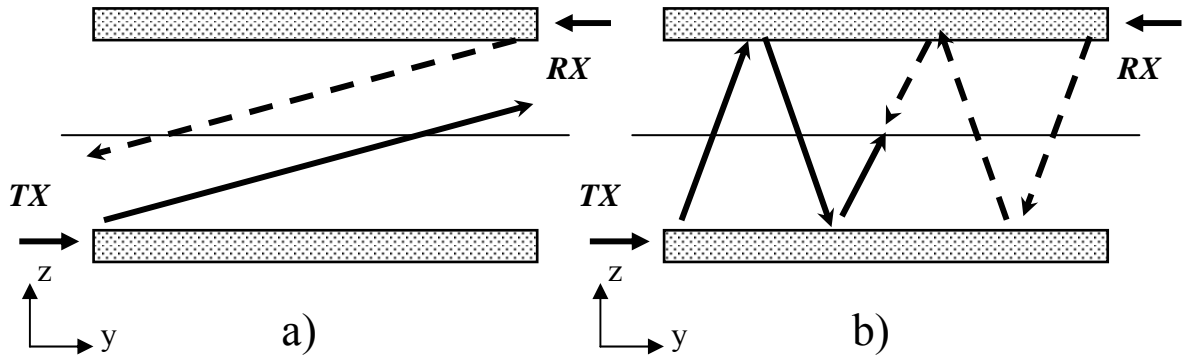


Figura 3.27. Efecto de acoplamiento por múltiples reflexiones.

Como muestra la figura 3.27-a, para frecuencias por encima de la frecuencia de máximo acoplamiento, los haces no se pueden interceptar, de manera que esa energía radiada que no se acopla se pierde en forma de radiación (o es absorbida) en los extremos del acoplador.

La figura 3.28 ilustra la transferencia de potencia entre guías a una frecuencia superior a la de diseño: $f = 6$ GHz.

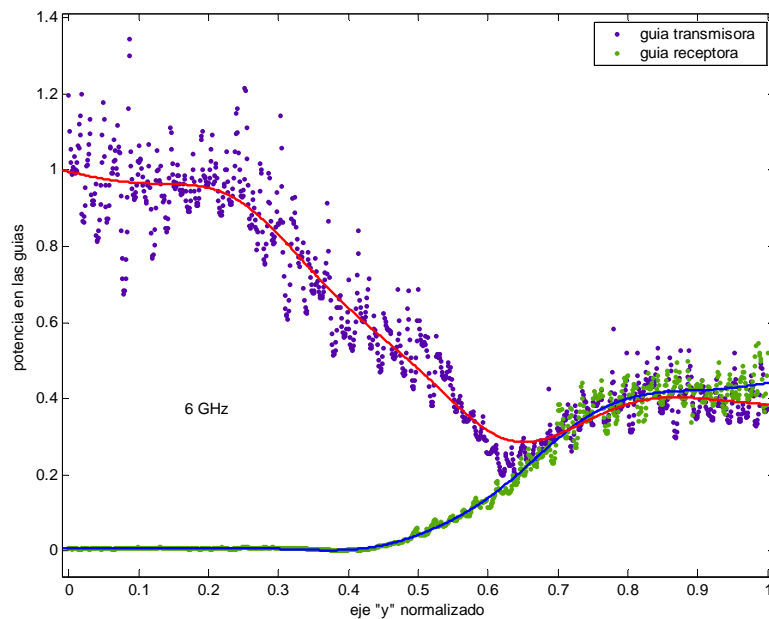


Figura 3.28. Transferencia de potencia entre las guías para $f = 6$ GHz

En este caso únicamente se acopla el 40 % de la potencia inyectada (correspondiente a los -4 dB que se aprecian en la figura 3.24 a 6 GHz). En cuanto a la potencia en la guía transmisora, no llega a ser cero al final de la guía: la eficiencia de la “antena” transmisora ha disminuido. Esto se debe a que, al aumentar la frecuencia, disminuye la tasa de radiación α por lo que, si se mantiene la longitud de la antena L_a , la

eficiencia decrece. Además, se observa un fenómeno curioso en esta curva: la potencia de la guía inferior no es monótona decreciente como era de esperar (ya que evidentemente la tasa de radiación α es siempre positiva) sino que crece ligeramente a partir de un cierto punto en el eje \hat{y} . La única forma de explicar esto es que, debido a la onda estacionaria que se forma, la potencia en el interior se distribuye por los cuatro puertos, de manera incontrolada.

Por otra parte, por debajo de la frecuencia de diseño, debido a que el ángulo de radiación es menor, se puede dar la situación mostrada en la figura 3.27-b. Se produce una coincidencia entre las huellas del transmisor y del receptor, no por visión directa como ocurre a la frecuencia de diseño sino por sucesivas reflexiones. Se puede dar así un máximo de acoplo a una frecuencia inferior a la frecuencia de diseño, tal y como se aprecia en los resultados mostrados en la figura 3.26 para $f = 5.1$ GHz.

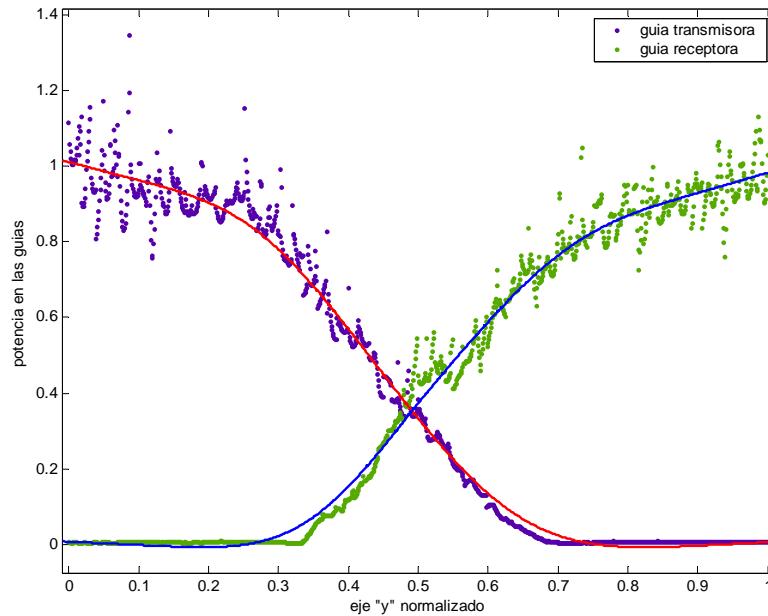


Figura 3.29. Transferencia de potencia entre guías $f=5.1$ GHz

La gráfica 3.29 es muy parecida a la 3.18 donde se representaba la transferencia de potencia entre guías a la frecuencia de diseño. De la misma manera que entonces, la transferencia se realiza de manera eficiente para $f = 5.1$ GHz. De hecho, en la figura 3.30 se puede comprobar cómo el campo eléctrico avanza por la estructura y viaja de la guía inferior hasta la superior.

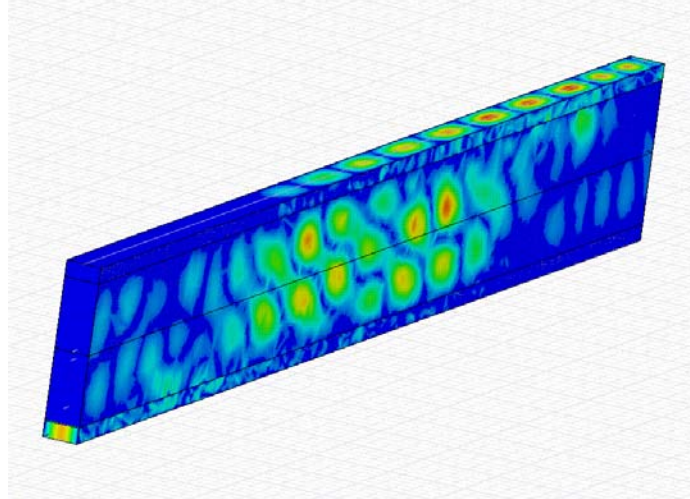
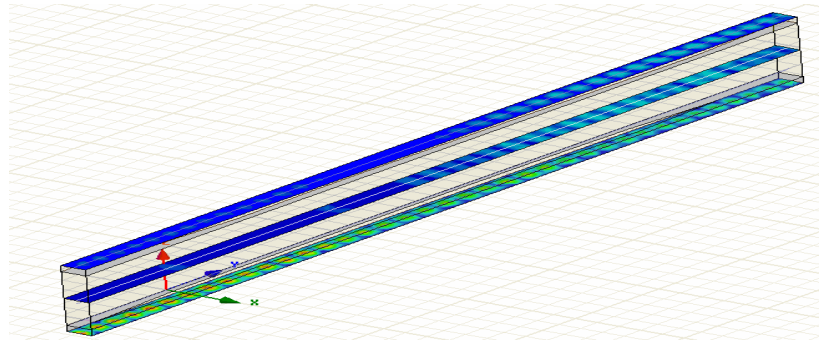


Figura 3.30. Acoplo de campo eléctrico en el acoplador. $f=5.1$ GHz

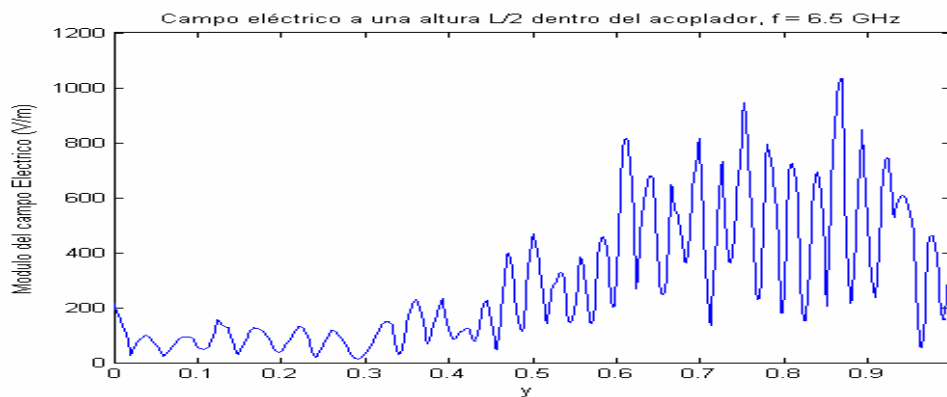
iii) *Surface Wave*

Al aumentar la frecuencia, aumenta ϵ_r de forma que la energía electromagnética va quedando cada vez más confinada en la guía, hasta llegar a 6.5 GHz, donde, según la gráfica 3.26, el modo TE_{10} perturbado entra en su zona de onda de superficie “*surface wave*”, también llamada “*slow wave*” o “*bounded wave*”. En esta zona, $\left| \frac{\beta_y}{k_0} \right| > 1$ y por tanto el modo deja de radiar. Por eso, a partir de esta frecuencia se observa un rápido descenso en la curva del acoplo, a favor del parámetro S relativo a la salida directa.

Para el caso de $f = 6.5$ GHz, los colores de la guía inferior indican que la energía se propaga a lo largo de esta guía ya que, por supuesto, esta frecuencia es superior a la frecuencia de corte del modo. Sin embargo, como 6.5 GHz es superior a la frecuencia de diseño, el ángulo de radiación es demasiado alto para que las huellas coincidan a la altura $L/2$. Efectivamente, se puede observar cómo la parte iluminada del plano $z = L/2$ no está centrada, sino que está desplazada hacia la parte final de la estructura. Además, debido a que ya no se cumplen las condiciones óptimas, el acoplo se ha reducido bastante con respecto al caso de la frecuencia de diseño, lo que se traduce en los colores de la guía superior. La curva del campo eléctrico en el eje \hat{y} muestra que el coseno se ha deformado. Esto es debido a que la energía que no ha conseguido acoplarse a la guía de arriba produce una onda estacionaria, cuyo patrón no tiene por qué ser de tipo coseno.



a)



b)

Figura 3.31. Campo eléctrico dentro del acoplador. $f = 6.5$ GHz

A esta frecuencia (6.5 GHz), el modo empieza a entrar en su zona de onda de superficie por lo que al final de la guía transmisora queda todavía bastante potencia que no ha sido radiada (figura 3.34). En cuando a la potencia en la guía superior, únicamente alcanza el 10%, que coincide con los -10 dB de la respuesta en frecuencia de la figura 3.26.

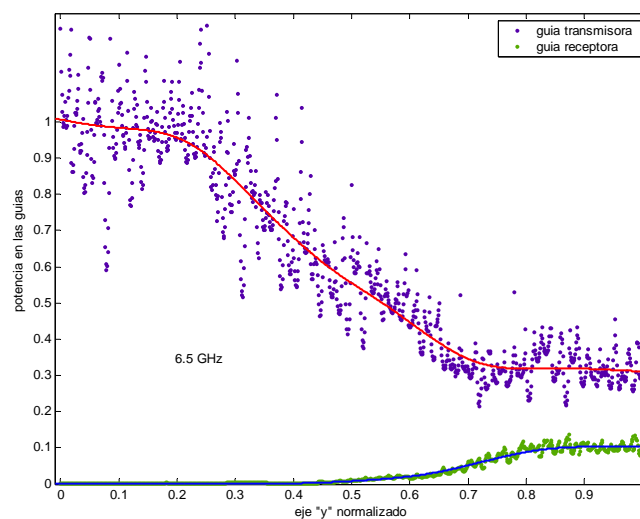


Figura 3.32. Transferencia de potencia entre las guías para $f = 6.5$ GHz

iv) Aparición del modo TE₂₀

Como es sabido, la frecuencia de corte del TE₂₀ es dos veces la del TE₁₀, es decir

$$f_{c,20} = 2 \cdot \frac{1}{a\sqrt{\mu\epsilon}} = 2 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{22.86 \cdot 10^{-3} \sqrt{2.2}} = 8.84 \text{GHz} \quad (3.13)$$

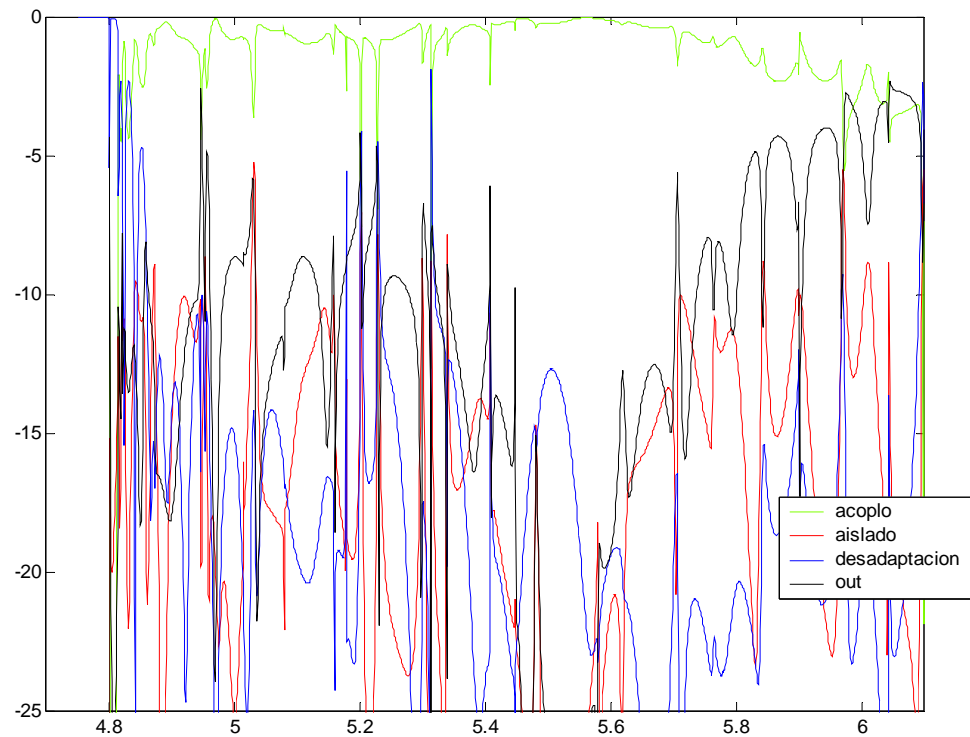
A partir de esta frecuencia (aproximadamente porque el modo en cuestión no es exactamente el TE₂₀ sino el TE₂₀ perturbado), este segundo modo está en su zona de radiación, por lo que el acoplo vuelve a subir a expensas de la salida directa. Como el patrón modal del TE₂₀ no es simétrico, este modo radia sin necesidad del mecanismo de radiación por asimetría. Esta es la causa de que, al contrario que en el rango de 4.8 a 6.5 GHz, en esta última región de funcionamiento, la radiación sea incontrolable.

Falta por mencionar una característica de diseño sin la cual la respuesta en frecuencia obtenida no sería tan buena. Para minimizar los efectos negativos que provoca la onda estacionaria cuando la energía no consigue acoplarse completamente a la guía superior, deben introducirse condiciones de absorción en los extremos del acoplador. De esta forma la energía no acoplada no se quedará rebotando a lo largo del acoplador indefinidamente.

La condición de absorción puede implementarse en la práctica de dos maneras diferentes. La primera consistiría simplemente en dejar los extremos del acoplador abiertos. Esto puede suponer un inconveniente en cuanto a interferencias ya que se estaría radiando energía al exterior lo que puede suponer un problema para los dispositivos que rodeen al acoplador. Por otra parte, el acoplador estaría siendo expuesto a posibles ondas electromagnéticas provenientes de otras fuentes cercanas. De manera general, y en la medida de lo posible, los dispositivos de telecomunicaciones deben estar apantallados impidiendo tanto la radiación como la captación de energía electromagnética.

La segunda manera sería añadir unas cargas absorbentes. Debido al material de que están hechas estas cargas absorben la energía y evitan los inconvenientes anteriores.

Para ilustrar la mejora comentada, se representa a continuación la respuesta en frecuencia obtenida mediante un acoplador con las mismas dimensiones geométricas que el acoplador definitivo, con la única diferencia de que ahora se han incluido paredes metálicas en los extremos.



3.33 Respuesta en frecuencia del acoplador sin condiciones de radiación en los extremos.

En la gráfica se observa que la respuesta es menos nítida. Aparecen picos que representan grandes diferencias en los valores de los parámetros S para variaciones pequeñas de frecuencias. Estos picos no son predecibles y son debidos a la aparición de ondas estacionarias, que deben evitarse en la medida de lo posible.

En este caso, una vez que la energía radiada no captada por el receptor llega al final de la estructura ($y = L_a$, siendo " L_a " la longitud de la antena), la onda electromagnética rebota en estas paredes y vuelve así dentro del acoplador, rebotando entre las dos guías, avanzando en sentido contrario. Este efecto se ilustra en la figura 3.34-a.

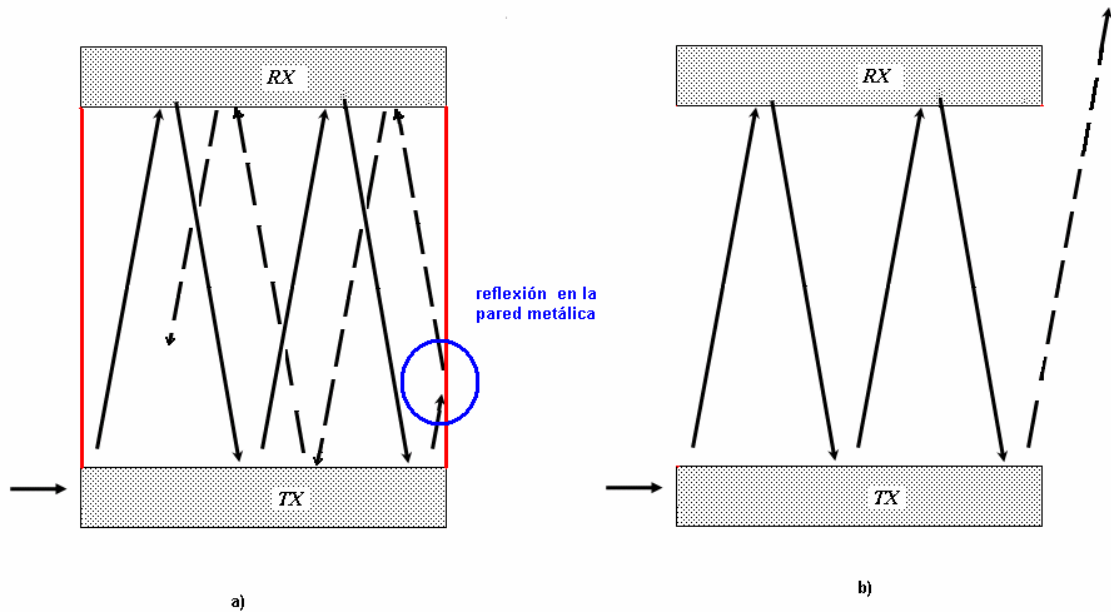


Figura 3.34. Condiciones de radiación en los extremos.

Esta onda es entonces incontrolable y contribuirá en la creación de una onda estacionaria cuya energía saldrá por alguno de los cuatro puertos, siendo muy difícil de controlar por cual de ellos lo hará. La figura 3.34-b ilustra el caso del acoplador definitivo: la energía no acoplada se pierde por radiación al exterior o es absorbida por un material absorbente.

El hecho de que no haya paredes metálicas en los extremos del acoplador hará que no tenga porqué cumplirse la condición de unitariedad para los parámetros S_{11} , S_{21} , S_{31} y S_{41} . Para que esto fuera así, habría que definir otros dos puertos (uno a cada lado del acoplador) a los cuales asociaríamos otros dos parámetros S. En ese caso, teniendo en cuenta los seis parámetros S sí que se cumpliría la unitariedad.

III.III.- CONTROL DEL NIVEL DE ACOPLO

El objetivo que se propone ahora es diseñar acopladores con niveles arbitrarios de acoplo. De hecho según la aplicación considerada, hará falta un nivel de acoplo diferente con lo que la flexibilidad sobre esta característica es muy importante.

Según el apartado anterior, cuando el acoplador no está bien diseñado, por ejemplo si no se elige el desplazamiento horizontal entre guías dieléctricas correctamente, el nivel de acoplo se reduce. Pero evidentemente esta no es una forma conveniente de controlar el nivel de acoplo ya que lo que ocurre en estos casos es que hay una cierta cantidad de potencia que, habiendo sido radiada por la antena transmisora

no es captada por la receptora. Esta energía se queda rebotando dentro de la estructura creando una onda estacionaria, que como ya se ha comentado se debe evitar porque es incontrolable y estropea la respuesta en frecuencia, que se vuelve muy “ruidosa”. La única forma de evitar la aparición de esta onda estacionaria es que toda la potencia radiada sea absorbida. Entonces la única forma de reducir el nivel de acoplo es reducir la energía radiada o lo que es lo mismo reducir la eficiencia de la antena transmisora. Además, de esta forma, la energía que no se recupera en el acceso acoplado sale por el acceso de salida directo, de forma que el acoplador funciona como un divisor de potencia.

Supóngase un caso general en el que la antena transmisora posee una eficiencia η_{tx} y la antena receptora una eficiencia η_{rc} . Por definición esto quiere decir que el porcentaje de potencia inyectada en la guía inferior, la fracción de potencia que saldrá fuera de la guía será η_{tx} y de esa potencia radiada sólo una fracción igual a η_{rc} será captada por la antena receptora. Por tanto, para hallar la fracción de potencia acoplada con respecto al total de potencia inyectada dentro del acoplador, basta con multiplicar la eficiencia de ambas antenas.

$$\begin{array}{ccc}
 \eta_{tx} = \frac{P_{radiada}}{P_{inyectada}} & \longrightarrow & P_{acoplada} = (\eta_{tx} \cdot \eta_{rc}) \cdot P_{inyectada} \quad (3.14) \\
 \eta_{rc} = \frac{P_{acoplada}}{P_{radiada}} & &
 \end{array}$$

Si se utilizan las mismas dimensiones para el slot de la guía transmisora que para el de la guía receptora, con una eficiencia $\eta_{tx} = \eta_{rc} = \eta$, el acoplo será igual a η^2 .

Por el contrario, si se diseña el slot de la guía receptora de forma que tenga una eficiencia cercana al 100%, entonces la fracción de potencia acoplada será igual a la eficiencia del transmisor puesto que toda la energía radiada por el transmisor será absorbida por el receptor.

La conclusión es que para poder controlar el nivel de acoplo en el dispositivo que se está diseñando basta con conseguir diseñar una antena *leaky* transmisora con eficiencia correspondiente al nivel de acoplo diseñado y otra antena receptora con una alta eficiencia, que absorba todo lo que la antena transmisora radie.

Recordando la siguiente relación:

$$\eta = 1 - e^{-2\bar{\alpha}La} \quad (3.15)$$

es posible constatar que la eficiencia de radiación de una antena *leaky-wave* depende tanto del valor medio de la tasa de radiación del modo de fuga $\bar{\alpha}$ como de la longitud de la antena L . Existen por lo tanto dos maneras de controlar la eficiencia de una antena: variando su longitud o cambiando el *slot* de forma que la tasa media de radiación sea más elevada.

Para demostrar que es realmente factible diseñar acopladores *leaky* con niveles de acoplo arbitrarios, se diseñarán otros dos acopladores, con niveles de acoplo del 60 y del 25 %.

A.-Diseño de un acoplador con 60% de eficiencia

Para obtener las dimensiones del slot de la antena transmisora con eficiencia del 60% y ángulo de apuntamiento de 43° , se utilizaron los programas LWA_designer y LAYOUT. Estas dimensiones pueden ser consultadas en el anexo 1.

A continuación se realiza una simulación de esta antena recién diseñada mediante HFSS. La siguiente gráfica muestra el porcentaje de potencia reflejada a la entrada (es decir la desadaptación), potencia a la salida de la antena transmisora y potencia radiada.

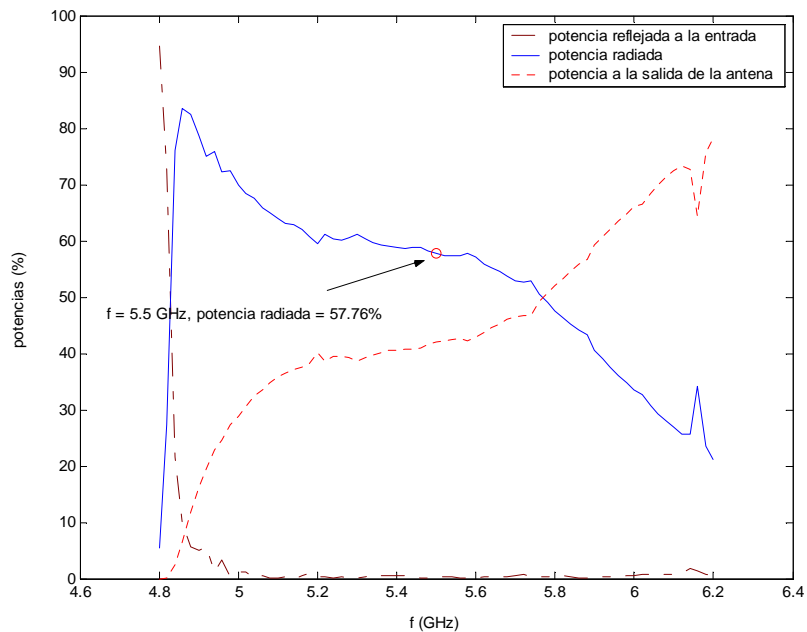


Figura 3.35. Respuesta en frecuencia de la antena con eficiencia de 25%

Con este diseño, a la frecuencia de 5.5 GHz, el porcentaje de potencia radiada por la antena transmisora será únicamente de 57.76 %.

La antena receptora utilizada en este nuevo acoplador será la misma que la empleada en el acoplador inicial, puesto que su eficiencia es del 98 % y por tanto puede considerarse que absorberá toda la potencia que radie la guía inferior. Además, se verifica la condición de fase ya que ambas antenas tienen un ángulo de apuntamiento de 43° .

En este punto es interesante analizar lo que ocurriría si la antena transmisora y receptora tuvieran el mismo *slot* y por tanto las mismas características: eficiencia del 60% y ángulo de radiación 43° . En la siguiente figura se compara la respuesta en frecuencia del acoplador con la antena transmisora y receptora iguales con el caso de que la antena receptora tenga una eficiencia cercana al 100%. Además de los parámetros habituales (porcentaje de potencia que se refleja a la entrada, que sale por la salida directa, aislada y acoplada) se incluye una curva denominada "total" y que no es más que la suma de las cuatro anteriores. Esta magnitud aporta una información importante: si no toma un valor próximo a 100% querrá decir que hay parte de la potencia inyectada en el acoplador que no sale por ninguno de sus puertos. La única posibilidad que queda es entonces que esta potencia se esté escapando (o siendo absorbida) por los laterales del acoplador. Como ya se explicó, esta energía es la que está rebotando a lo largo de la estructura porque ha sido radiada por la antena transmisora pero no ha conseguido guiarse en la guía superior. Por lo tanto, un valor pequeño de la curva denominada "total" indicará que se está produciendo un fenómeno de onda estacionaria considerable. Al contrario, un valor elevado significará que el acoplador funciona correctamente.

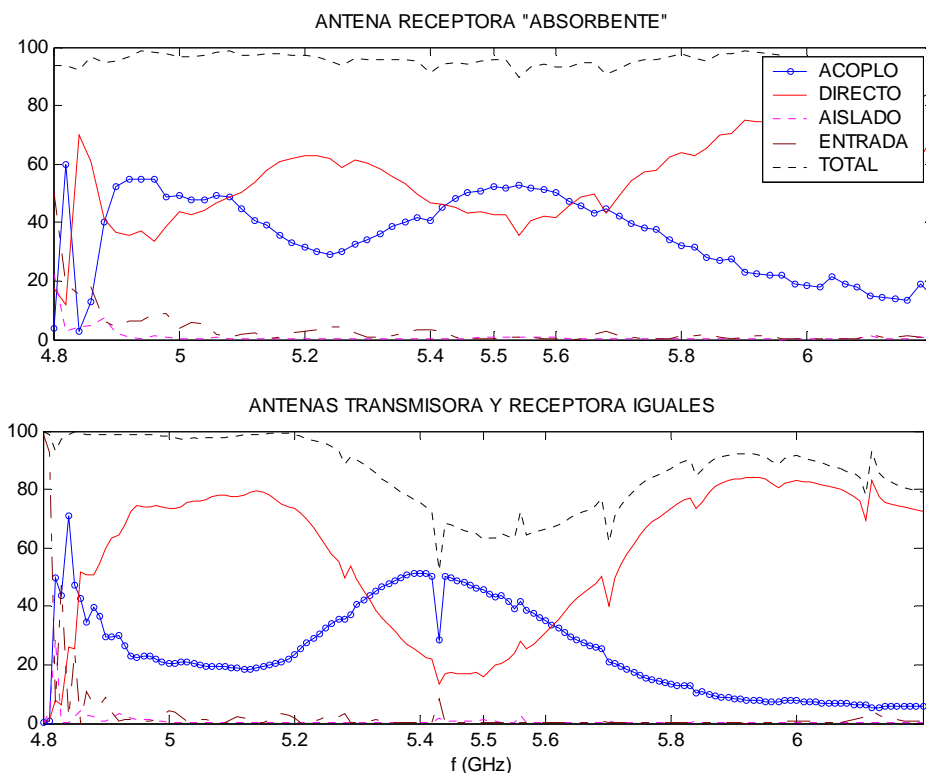


Figura 3.36. Comportamiento en frecuencia del acoplador con antena transmisora de eficiencia 60%. a) antena receptora con eficiencia 98% b) antena receptora con eficiencia 60%

Como se esperaba, la respuesta en el caso de la antena receptora “absorbente” es la deseada: la potencia acoplada es prácticamente igual al 60% y la suma de las potencias en cada acceso tiende al 100%. Sin embargo, en el caso de que la antena receptora tenga un 60% de eficiencia, disminuye el nivel de acoplo y aumenta considerablemente el fenómeno de onda estacionaria. Además, la curva se vuelve menos suave.

Para profundizar en la comprensión del funcionamiento de este acoplador, se muestra a continuación unas gráficas donde quedan representadas las potencias dentro de cada guía, a lo largo del eje \hat{y} para la frecuencia de trabajo, 5.5 GHz.

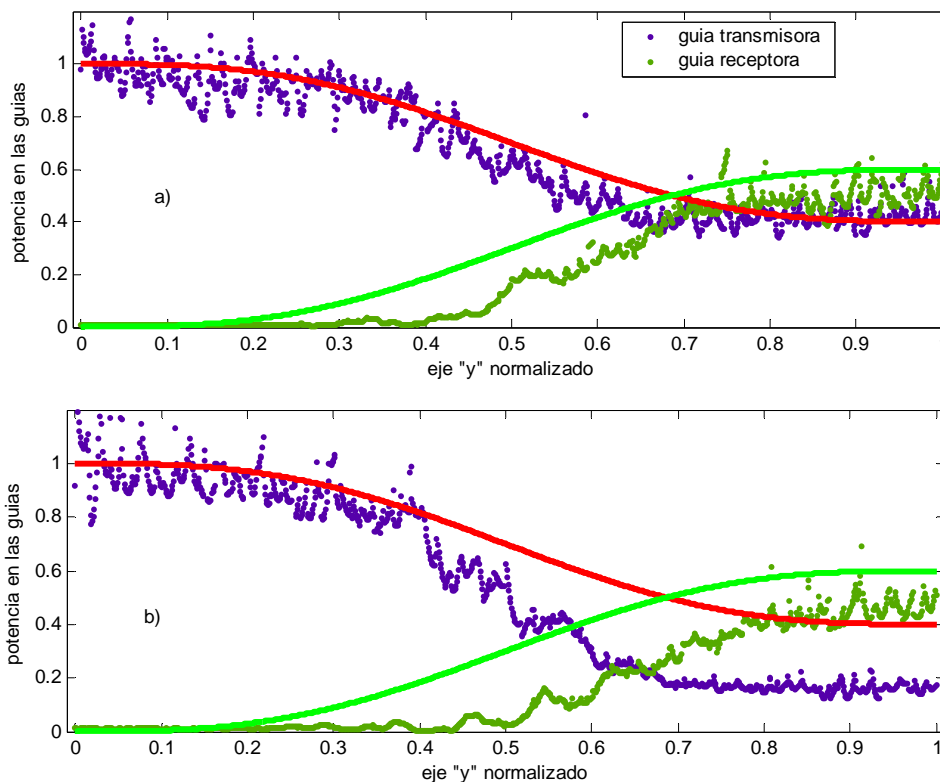


Figura 3.37. Transferencia de potencia entre las guías para el acoplador con antenas de eficiencia 60% a) antena receptora “absorbente” b) antena receptora de eficiencia 60%

Las curvas en trazo continuo representan la curva teórica calculada con la expresión (3.11) donde se ha sustituido la eficiencia por 0.6 mientras que los puntos corresponden a los resultados obtenidos con HFSS

Para el caso de la antena receptora “absorbente” (figura 3.37-a), los puntos siguen con bastante fidelidad a la curva teórica. La potencia en la guía transmisora decrece a lo largo del eje “y” hasta llegar al 40% que es el porcentaje correspondiente a la potencia en la salida directa. Por su parte, la potencia en la guía transmisora empieza a crecer hasta llegar al 60% que es el nivel de acoplo deseado.

Para el caso de que la antena receptora tenga una eficiencia del 60% (figura 3.37-b) la distribución de puntos se desvía de la esperada. Tanto para la guía transmisora como para la guía receptora, los valores obtenidos mediante la simulación son inferiores a los esperados teóricamente. La potencia que no está en ninguna de las dos guías terminará saliendo por los extremos del acoplador, puede ser considerada como pérdidas.

En realidad se podría conseguir que la estructura con las dos antenas iguales funcionara correctamente (es decir que se produjera un acoplo del 60% de la potencia inyectada y no apareciera el fenómeno de onda estacionaria) si se inyectara una cantidad de energía igual al 40 % por el acceso aislado.

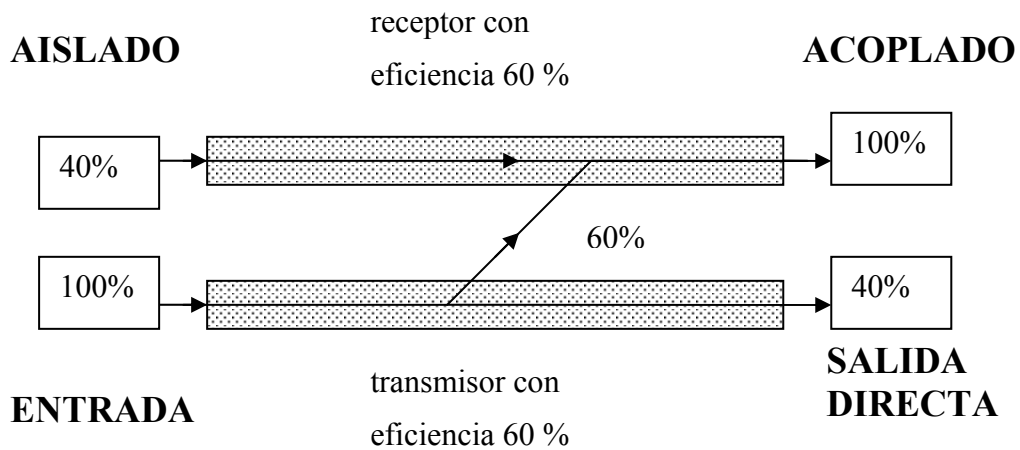


Figura 3.38. Acoplador de 60% de eficiencia actuando como combinador

En esta configuración, el acoplador funciona como un combinador. El acceso aislado se utiliza ahora como una segunda entrada. Para que, teóricamente, el acoplador no tenga pérdidas y se comporte correctamente, la potencia inyectada por el puerto aislado debe corresponder al 40% de la potencia inyectada por el puerto de entrada. De esta forma, en el acceso acoplado se recogería una señal que sería la combinación de la señal introducida por el puerto de entrada y por el puerto aislado, ponderadas con los coeficientes correspondientes:

$$señal_acoplada = 0.4 \cdot señal_puerto_aislado + 0.6 \cdot señal_entrada \quad (3.16)$$

La salida directa recogería el 40% de la potencia inyectada por la entrada que no ha sido radiada.

B.-Diseño de un acoplador con 25% de eficiencia

Como segundo ejemplo, se diseñará un acoplador con un nivel de acoplo del 25 %.

Siguiendo los mismos pasos que en el caso anterior, la antena diseñada tiene esta respuesta en frecuencia.

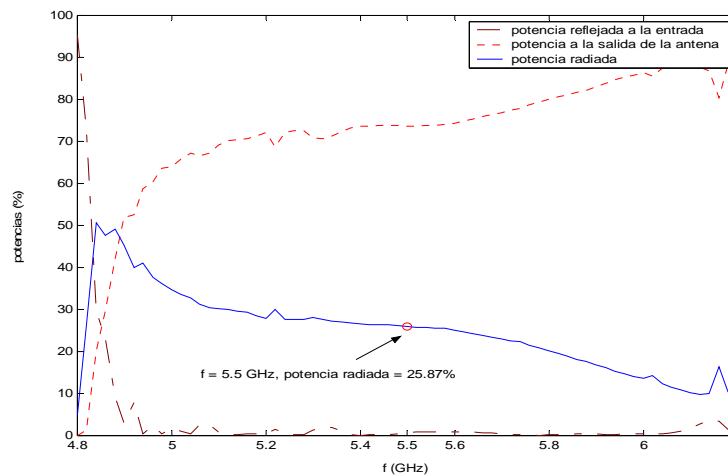


Figura 3.39. Respuesta en frecuencia de una antena con eficiencia 25% a 5.5 GHz.

De nuevo se comparan los diseños del acoplador utilizando una antena receptora “absorbente” y otra con eficiencia del 25%. También se presenta la gráfica que permite observar la transferencia de energía entre guías.

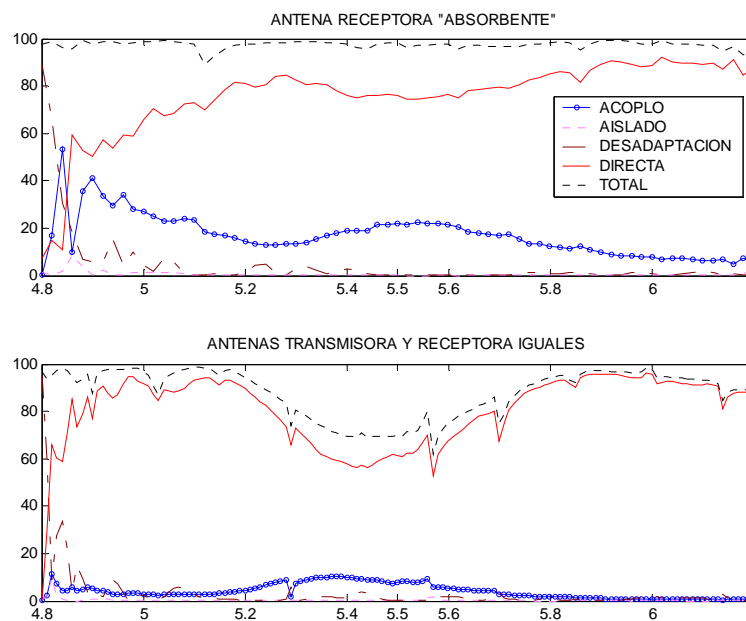


Figura 3.40. Comportamiento en frecuencia del acoplador con antena transmisora de eficiencia 60%. a) antena receptora con eficiencia 98% b) antena receptora con eficiencia 60%

Las conclusiones son las mismas que en el caso anterior. Cuando la antena receptora tiene una alta eficiencia, el acoplo es el esperado (25% a una frecuencia de 5.5 GHz) y la salida directa es su complementaria (la suma del acoplo y de la salida directa es de aproximadamente el 100%). Cuando la antena receptora tiene una eficiencia pequeña, el nivel de acoplo disminuye y la energía se desperdicia en forma de onda estacionaria.

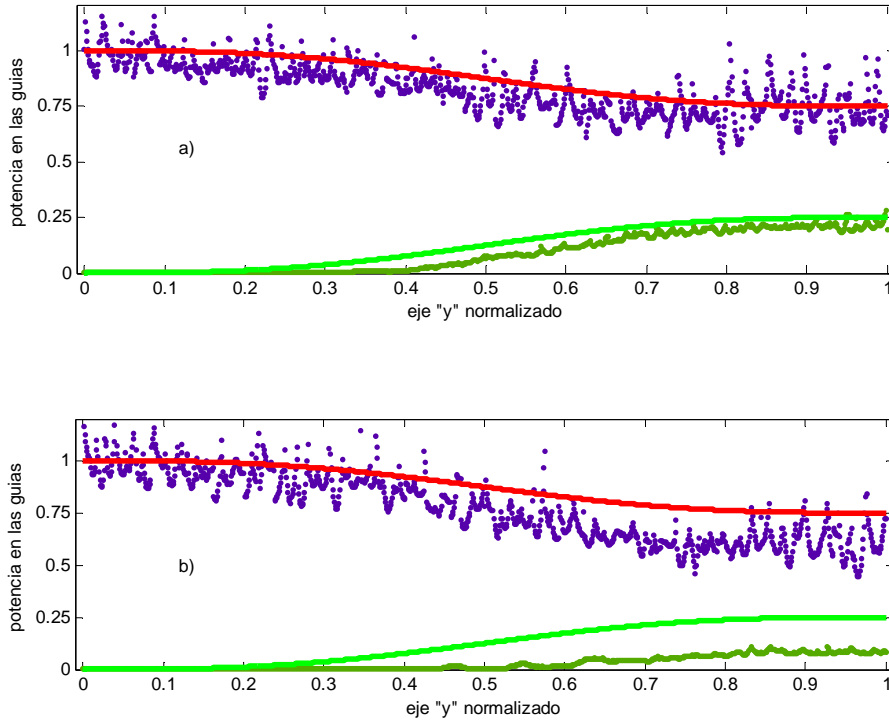


Figura 3.41. Transferencia de potencias en el acoplador de 25% de eficiencia
a) antena receptora “absorbente” b) antena receptora con eficiencia 60%

De nuevo se comprueba que si la antena receptora tiene una eficiencia de 25%, la potencia en las guías disminuye con respecto a los niveles esperados. El funcionamiento correcto se produce únicamente en la figura 3.41-a.

Para finalizar, se muestra una gráfica dónde se pueden comparar los niveles de acoplo de los tres acopladores diseñados.

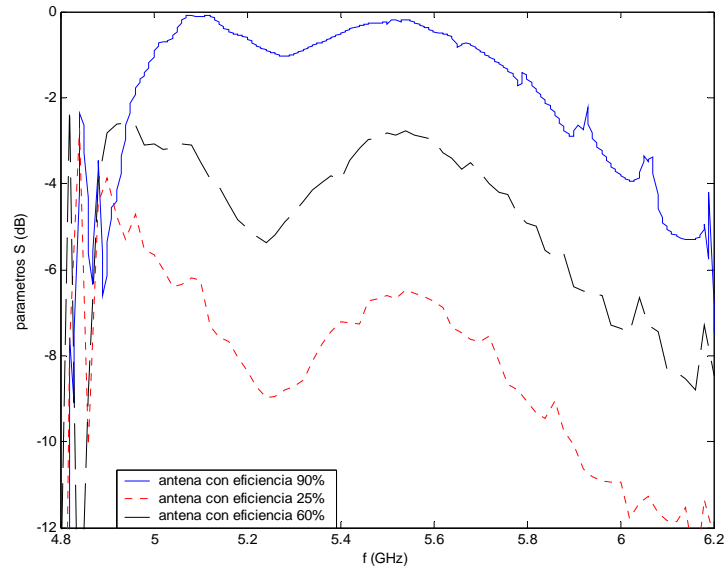


Figura 3.42. Diferentes niveles de acoplo

El objetivo de demostrar la flexibilidad de diseño en cuanto al nivel de acoplo ha sido conseguido.

III.IV.- CONTROL DEL ANCHO DE BANDA

El objetivo de esta tercera parte es diseñar un acoplador cuya respuesta en frecuencia sea más selectiva que la del diseño inicial, de forma que sea más parecida a la de un filtro. Para ello, se modificará el comportamiento en frecuencia de la antena transmisora, suspendiéndola a una altura H . Se pretende así crear un nulo de radiación a una determinada frecuencia.

La frecuencia central a la que se ha diseñado el *slot* y para la cual se ha ajustado el desplazamiento en el acoplador es de 5.5 GHz. El objetivo concreto que se propone es crear un nulo en 6 GHz, para conseguir una pendiente de bajada más acusada alrededor de la frecuencia de diseño.

Para conseguir el nulo de acoplo a 6 GHz en la estructura final del acoplador habrá que diseñar una antena transmisora con un nulo de radiación a esa misma frecuencia ya que, obviamente, si no se radia energía dentro del acoplador, no se producirá acoplo en la guía superior.

La nueva antena que se diseñará es idéntica a la primera que se diseñó pero con una diferencia: ahora la guía dieléctrica está suspendida en el aire a una altura de H mm.

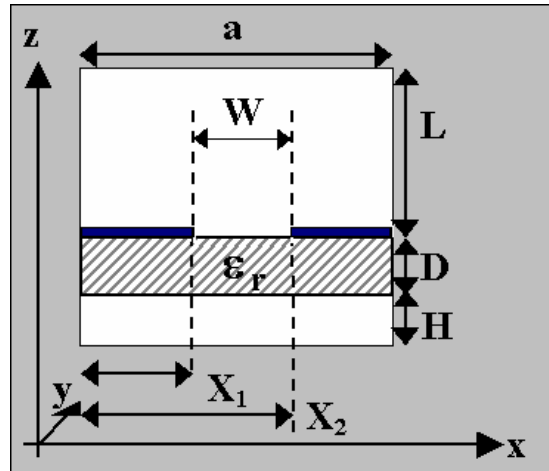


Figura 3.43. Dimensiones transversales de la antena suspendida en el aire.

Al suspenderla en el aire, no hay ningún motivo para que la antena radie al vacío por la parte superior y no lo haga por la parte inferior. Por eso, además de la onda que viaja por el dieléctrico, aparecerá otra trayectoria que iría por el vacío como muestra la figura 3.42. El camino de esta segunda depende del valor de H . Entonces, modificando el valor de H , se podrá conseguir que la diferencia de caminos entre el rayo que avanza dentro de la guía y el rayo que viaja por el aire sea tal que se produzca una interferencia destructiva a una determinada frecuencia. Esto producirá un nulo de radiación (toda la potencia saldrá por el puerto de salida).

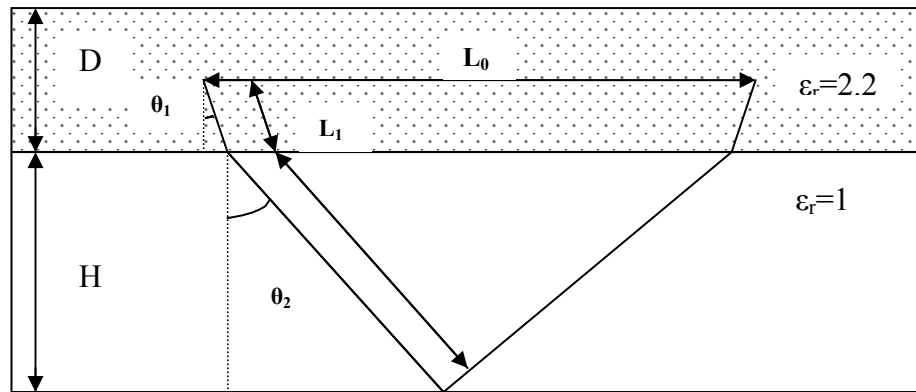


Figura 3.44. Esquema del principio de funcionamiento de la antena

A partir de esta figura pueden deducirse fácilmente las siguientes relaciones trigonométricas:

$$\begin{aligned} \operatorname{sen}(\theta_2) &= \frac{k_y}{k_0} & \operatorname{sen}(\theta_1) &= \frac{k_y}{k_0 \cdot \sqrt{2.2}} \\ \cos(\theta_2) &= \frac{H}{L_2} \Rightarrow L_2 = \frac{H}{\cos(\theta_2)} & \cos(\theta_1) &= \frac{D/2}{L_1} \Rightarrow L_1 = \frac{D/2}{\cos(\theta_1)} \end{aligned}$$

$$L_0 = H \cdot \tan(\theta_2) + 2 \cdot \left(\frac{D}{2} \cdot \tan(\theta_1) \right) \quad (3.17)$$

Para que se produzca una interferencia destructiva, la diferencia de camino entre la onda que viaja por el interior de la guía (L_0) y el camino que sigue la otra onda ($2 \cdot (L_1 + L_2)$) debe ser tal que la diferencia de caminos sea un múltiplo impar de π radianes.

$$fase_{ONDA1} - fase_{INDA2} = (2 \cdot n + 1) \pi$$

$$\left[2(k_y L_1 + k_0 L_2) \right] - [k_y L_0] = (2 \cdot n + 1) \pi \quad (3.18)$$

$$\left[2 \left(k_y \frac{D/2}{\cos(\theta_1)} + k_0 \frac{H}{\cos(\theta_2)} \right) \right] - [k_y (H \cdot \tan(\theta_2) + D \tan(\theta_1))] = (2 \cdot n + 1) \pi$$

Mediante un sencillo programa en Matlab, se implementan estas ecuaciones para obtener una estimación de los valores de H para los cuales se producen estas resonancias.

```
function [H] = hallarH(f, teta, D, res)

teta1 = teta/180*pi;
teta1 = asin(sin(teta1)/sqrt(2.2));
ko = 2*pi*f/0.3;
ky = ko * sin(teta1);

A = ky*(1/cos(teta2)-tan(teta2));
B = 2*ko/cos(tetaRad)-ky*tan(tetaRad);

desfase = (2*res+1)*pi;
H = (desfase - A*D/1000)/B*1000
```

Para $f = 6$ GHz, $teta = 56^\circ$, $D = 10.16$ mm, según este programa, se obtendría una primera resonancia para $H = 8.7412$ mm y una segunda para $H = 30.0406$ mm. Sin embargo, hay que tener en cuenta que se han seguido aproximaciones geométricas considerables. Además, la aproximación de rayos se suele utilizar a frecuencias bastante más altas que las utilizadas en este proyecto, por lo que es normal que las predicciones no sean exactas. Por consiguiente, se utilizará HFSS para hallar el valor exacto de H que provoca la resonancia.

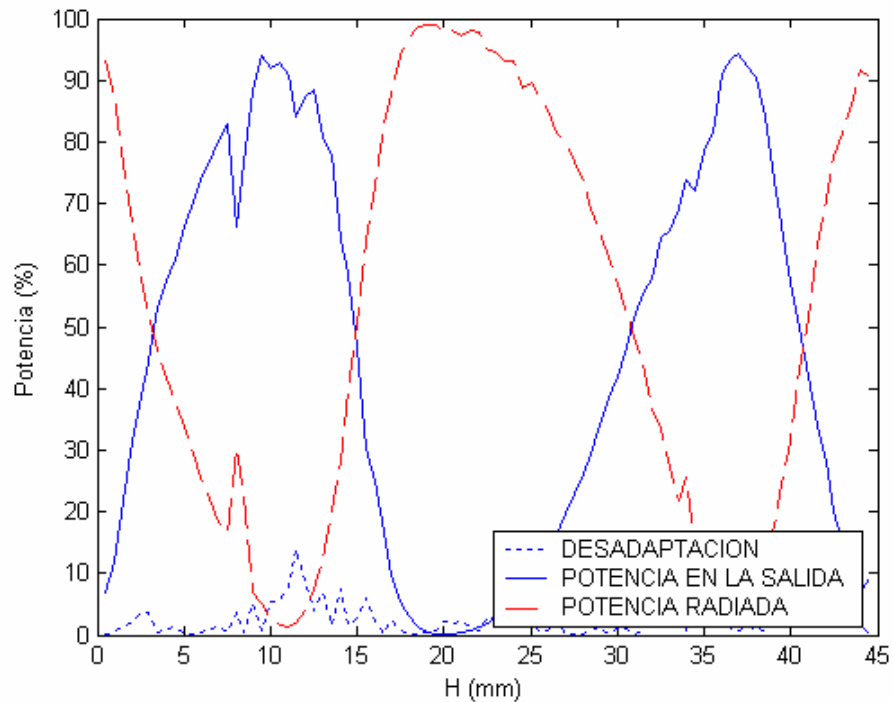


Figura 3.45. Comportamiento de la antena a 6 GHz, según el valor de H. (D=10.16 mm)

Se observa efectivamente un comportamiento periódico según se varía el parámetro H. Cuando se produce una interferencia constructiva, la curva de la potencia radiada alcanza un máximo mientras que para la interferencia destructiva, es la potencia de salida la que se maximiza puesto que toda la energía queda dentro de la guía, minimizándose la potencia radiada. Por tanto se pueden identificar las interferencias destructivas a través de los máximos en la curva que representa el porcentaje de potencia en la salida.

En la gráfica, que corresponde a una simulación a 6GHz, se observan dos máximos: el primero se produce para $H = 10$ mm y el segundo para $H = 37$ mm; valores que no se alejan mucho de las predicciones teóricas. En principio cualquiera de ellas serviría. Se elegirá la segunda.

La nueva antena tendrá las siguientes dimensiones: $D = 10.16$ mm y $H = 37$ mm y su respuesta en frecuencia se muestra a continuación.

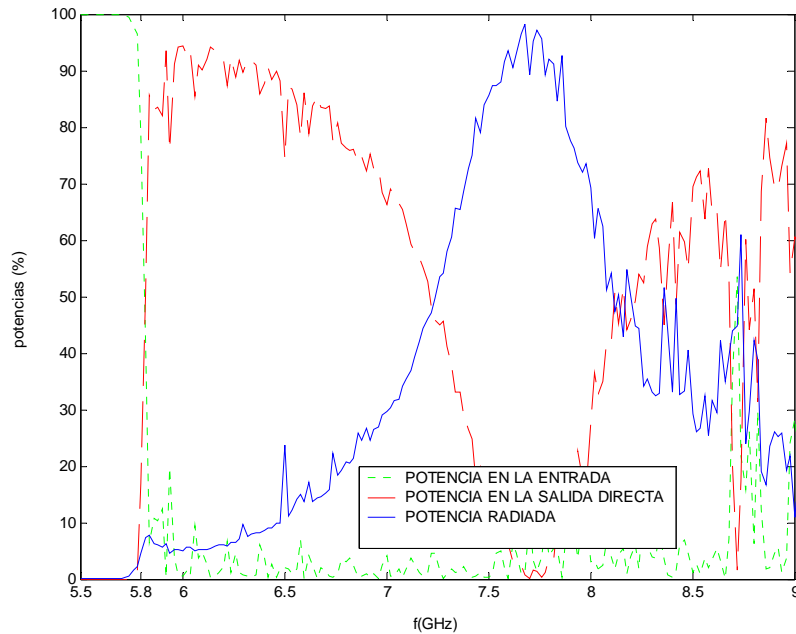


Figura 3.46. Respuesta en frecuencia de la antena con $D = 10.16$ mm y $H = 37$ mm.

Se comprueba que con estas dimensiones se obtiene efectivamente un máximo de potencia a la salida para 6GHz. También se observa que la respuesta en frecuencia se ha desplazado hacia frecuencias mayores: la frecuencia de corte que antes se encontraba a 4.8 GHz se halla ahora a 5.8 GHz. Esto se debe a que al introducir una región de aire por debajo del dieléctrico, la constante dieléctrica efectiva disminuye y por tanto las constantes de propagación disminuyen. Por tanto el siguiente paso tendrá como objetivo volver a bajar la respuesta en frecuencia.

Para ello, se puede aumentar D de forma que la constante dieléctrica efectiva vuelva a incrementarse: basta con encontrar el mínimo valor de D para el cual la frecuencia de corte sea inferior a 4.85 GHz (justo por encima de la frecuencia de corte, 4.8 GHz). Una posible forma de hallar este valor de D es hacer un barrido paramétrico según D y mostrar la potencia reflejada a la entrada a 4.85 GHz. Si la antena está en la zona de corte a esa frecuencia, el modo no podrá propagarse con lo que la potencia reflejada a la entrada será aproximadamente del 100%. A partir de un cierto valor de D , que es el se busca, la antena sale de la región de corte y por tanto se produce una caída brusca de la potencia reflejada.

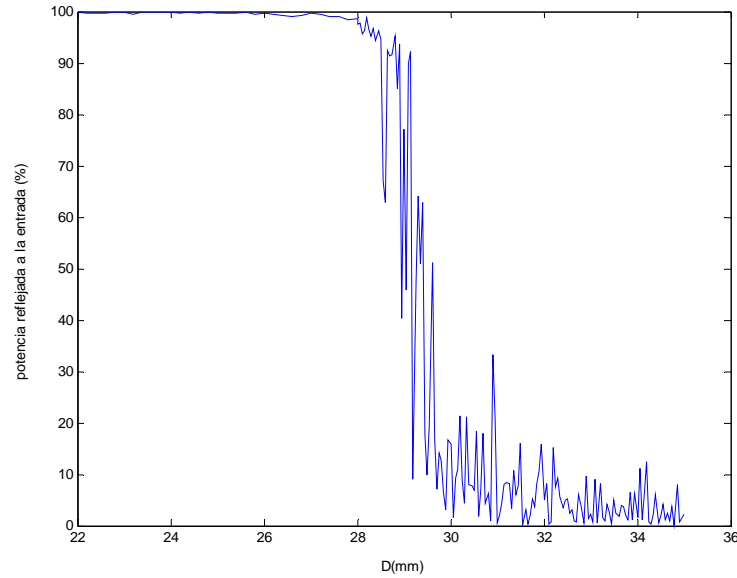


Figura 3.47. Porcentaje de potencia reflejada en la entrada con respecto a la potencia total inyectada, para una frecuencia de 4.85 GHz.

Según esta gráfica, el valor de D que se busca es $D = 30$ mm.

A continuación es conveniente verificar que los valores de $D = 30$ mm y $H = 37$ mm no van a afectar al comportamiento de la antena en la frecuencia de diseño, 5.5 GHz. Para ello, se obtiene la gráfica del comportamiento de la antena frente a H a una frecuencia de 5.5 GHz y un valor de $D = 30$ mm.

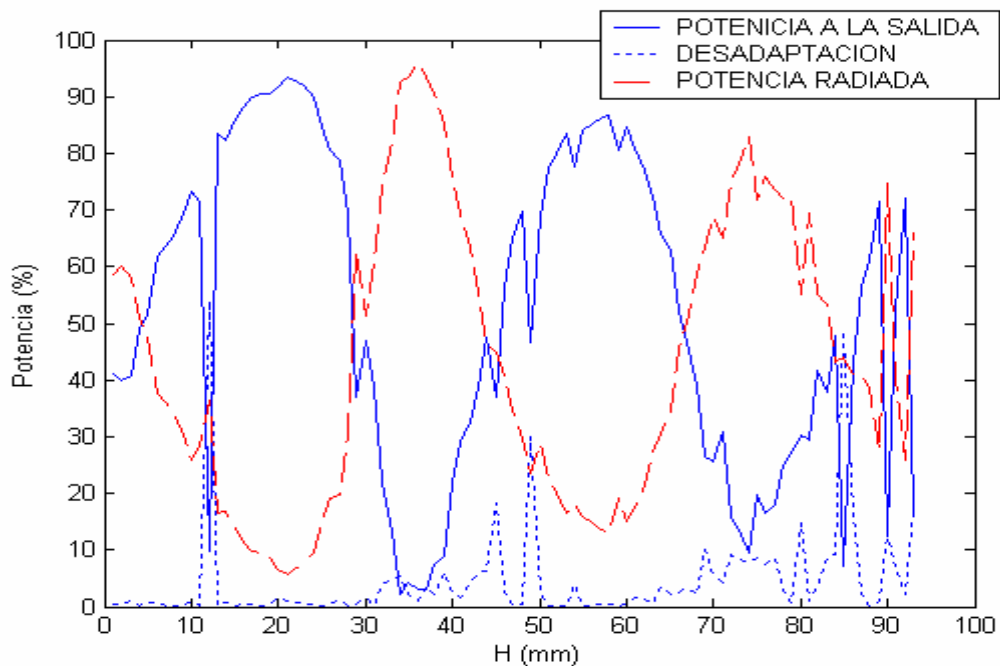


Figura 3.48. Comportamiento de la antena a 5.5 GHz, según el valor de H. ($D=30$ mm).

Puede comprobarse que a $H = 37\text{mm}$ se encuentra un máximo de potencia radiada, con lo que la modificación de la antena no va a perturbar el funcionamiento del acoplador a la frecuencia de diseño 5.5 GHz.

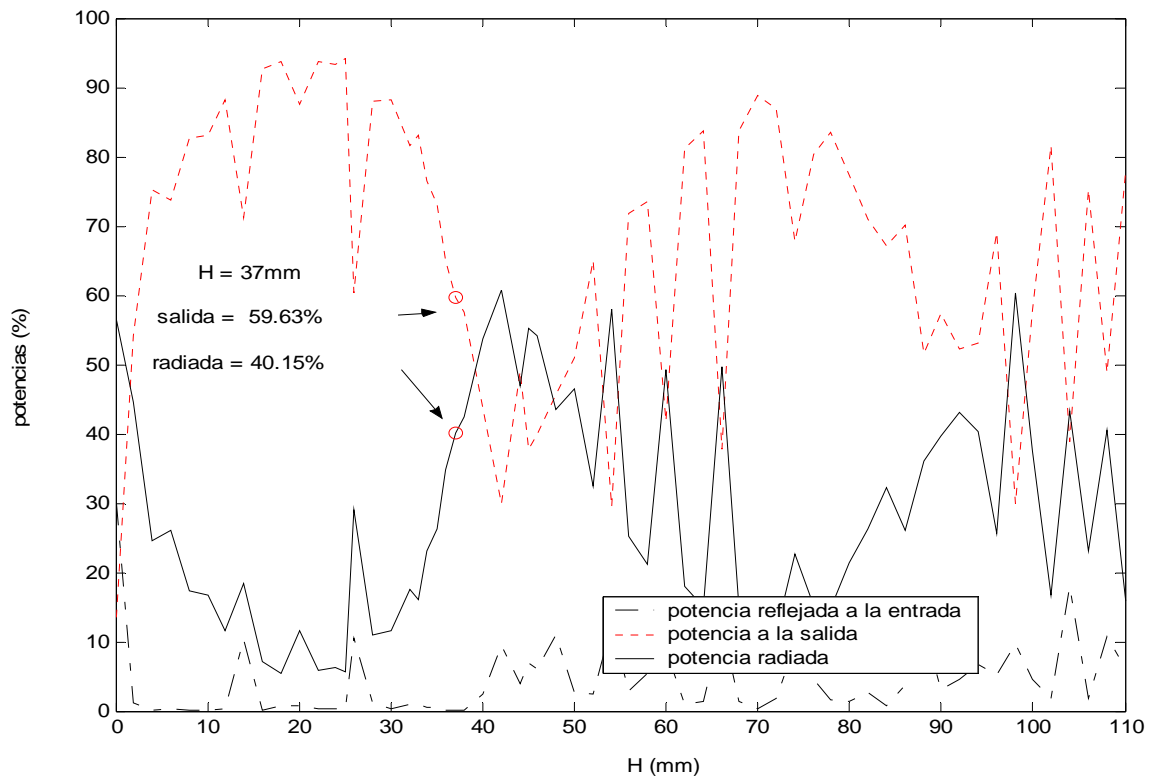


Figura 3.49. Comportamiento de la antena a 6 GHz, según el valor de H. ($D=30\text{ mm}$).

A la frecuencia de 6 GHz, se advierte que el reajuste del valor de D ha hecho que la resonancia se mueva: el máximo de la potencia de salida se produce ahora para $H = 20\text{ mm}$. Para $H = 37\text{ mm}$, la potencia a la salida de la antena sólo representa el 59.63 %. Sin embargo, esto es suficiente para que el valor de acoplo disminuya a 40 %, lo que es menos de la mitad del 83 % que se obtenía en el diseño inicial.

Para conseguir un nulo a 6 GHz, según la gráfica se debería ajustar de nuevo el valor de H sobre los 20 mm. Sin embargo, esto puede hacer que la frecuencia de diseño se vea afectada, como puede verificarse en la siguiente gráfica donde $D = 30\text{ mm}$, $H = 30\text{ mm}$.

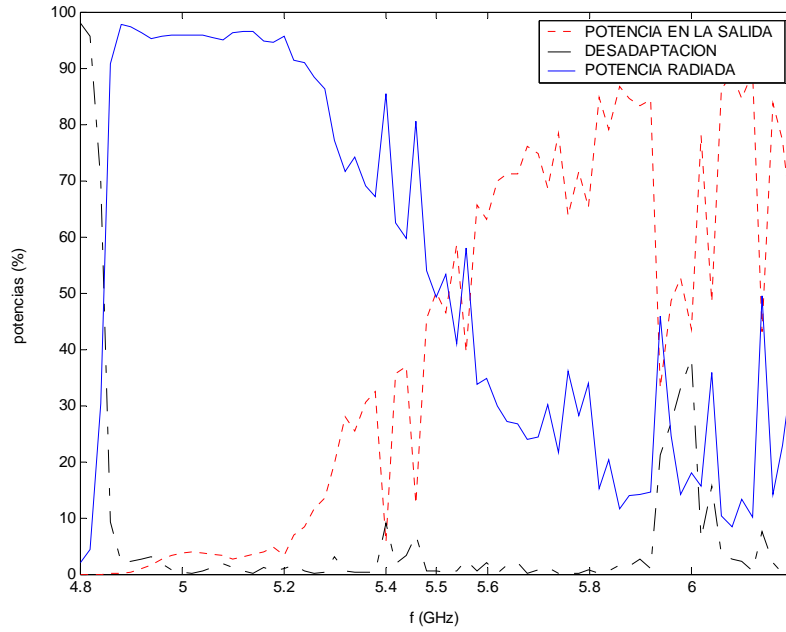


Figura 3.50. Respuesta en frecuencia de la antena con $D = 30$ mm y $H = 30$ mm.

En este caso, el nulo de radiación se produce efectivamente para una frecuencia de 6 GHz, que era el objetivo propuesto. Sin embargo, esto ha hecho que el nivel de radiación a 5.5 GHz baje también considerablemente, lo que provocará que, al introducir esta antena en el acoplador, el nivel de acoplo disminuya, que no era lo que se proponía. Por consiguiente, se optará por no reajustar el valor de H , manteniéndolo igual a 37 mm. El diseño final de la antena será entonces: $D = 30$ mm; $H = 37$ mm.

La respuesta en frecuencia de esta antena final se muestra en la figura 3.51.

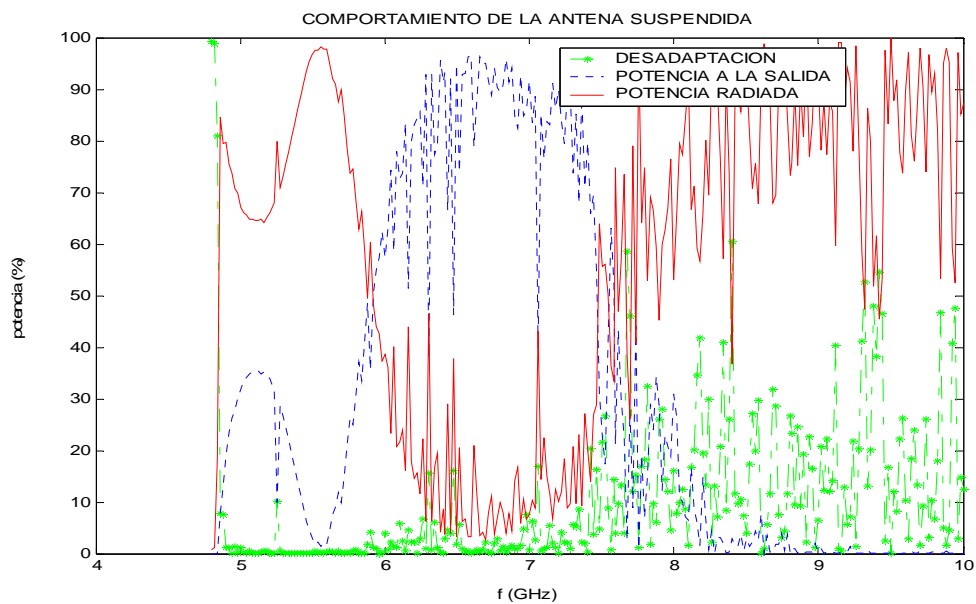


Figura 3.51. Respuesta en frecuencia de la antena final. $D = 30$ mm y $H = 37$ mm.

Esta respuesta en frecuencia es la que se buscaba. El nivel de radiación de esta antena a la frecuencia de diseño, 5.5 GHz es muy alto y disminuye rápidamente en frecuencia. La desadaptación en el rango de trabajo sigue siendo despreciable.

La figura 3.52 es una comparación entre la antena inicial (trazos discontinuos) y la nueva antena suspendida (trazos continuos) donde se aprecia la diferencia de pendientes de la curva correspondiente a la potencia radiada.

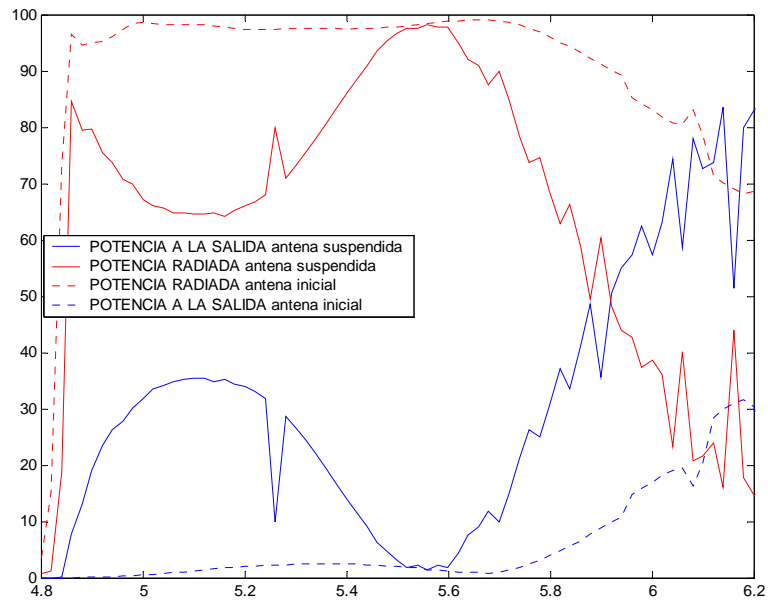


Figura 3.52. Comparación entre la antena básica, con poca selectividad frecuencial y la nueva antena suspendida, con mayor selectividad.

Una vez que se ha diseñado con éxito la antena transmisora, se simula el acoplador, que estará compuesto de esta antena suspendida en la parte inferior y de la misma antena “absorbente” utilizada en todos los acopladores anteriormente diseñados.

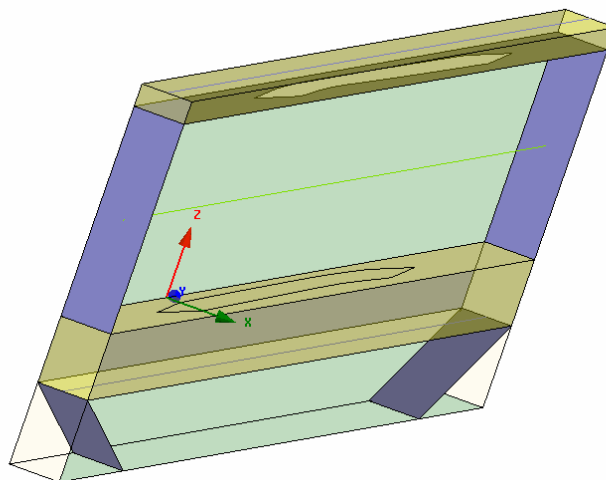


Figura 3.53. Configuración del acoplador con antena transmisora suspendida.

Las paredes oblicuas que se observan en la parte inferior del acoplador sirven para que la transición del modo en la guía dieléctrica a la guía suspendida en el aire sea lo menos traumática posible.

A continuación se presenta la comparación entre la respuesta en frecuencia del acoplador al utilizar la antenna básica y la nueva antenna.

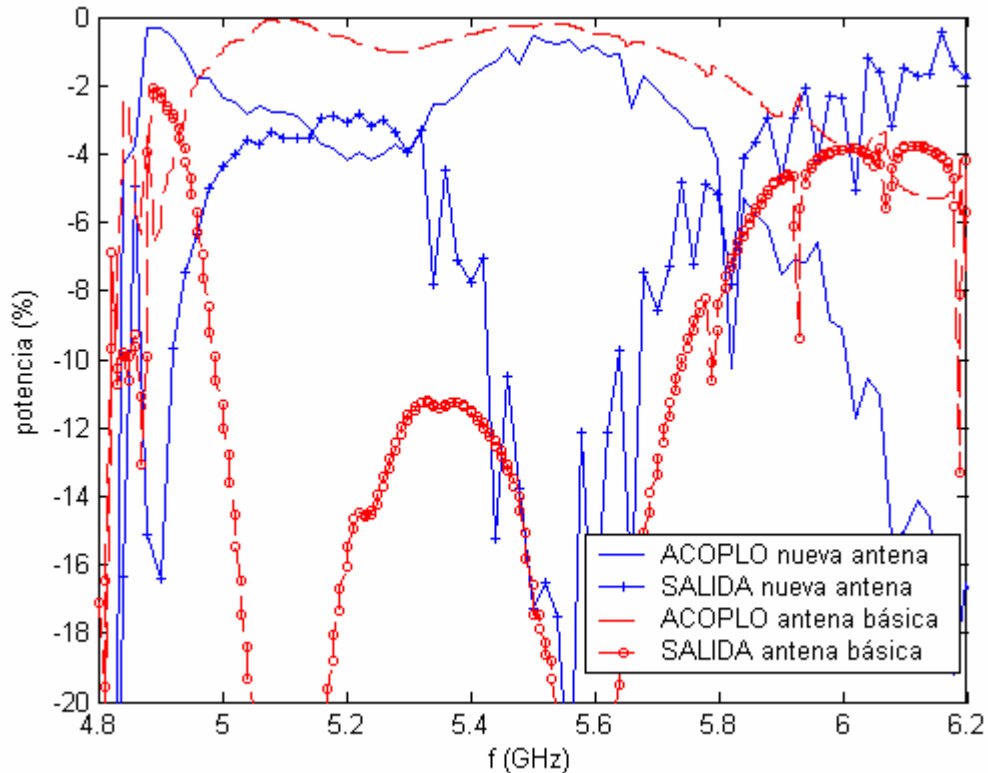


Figura 3.54. Comparación del comportamiento en frecuencia del acoplador con la antena básica y con la nueva antena diseñada.

Se comprueba que la respuesta es más selectiva en frecuencia: el nuevo acoplador tiene un comportamiento más parecido al de un filtro, que era el objetivo final de esta sección.

Sin embargo, también se aprecia que las nuevas curvas son menos suaves que las anteriores. Los picos que aparecen pueden ser debidos a que al modificar la configuración de la guía, los valores de α y β obtenidos mediante el diseño taper (se recuerda que el slot no ha sido modificado) han podido variar ligeramente. Esto se traduce en que la iluminación ya no es exactamente un coseno, como muestra la figura 3.55.

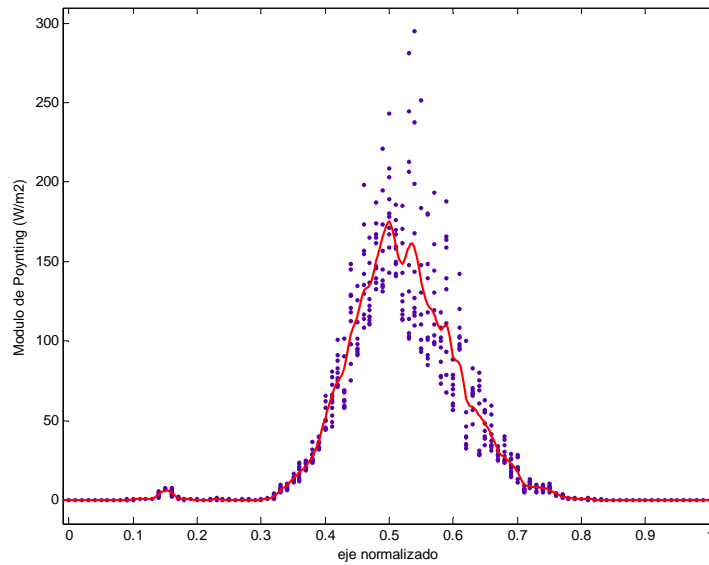


Figura 3.55. Módulo de Poynting en la parte superior de la antena ($D = 30\text{mm}$; $H = 37\text{ mm}$)

Esto hace que la iluminación del transmisor no se solape exactamente con la del receptor.

Para finalizar, se resumen los pasos seguidos para realizar el diseño del acoplador con configuración de la antena transmisora suspendida.

- **Paso 1:** hallar el valor de H para el cual se produzca una interferencia destructiva a 6 GHz.
- **Paso 2:** Comprobar el comportamiento en frecuencia de la nueva antena diseñada: $D = 10.16\text{ mm}$ y $H = 37\text{ mm}$.
- **Paso 3:** Reajustar el valor de D .
- **Paso 4:** Verificar que los valores de $D = 30\text{ mm}$ y $H = 37\text{ mm}$ no van a afectar al comportamiento de la antena en la frecuencia de diseño, 5.5 GHz.

Capítulo IV

Conclusiones y líneas futuras

En este proyecto se ha diseñado un nuevo tipo de acoplador: los acopladores *leaky-wave* en tecnología híbrida guía dieléctrica circuito impreso. Este nuevo dispositivo presenta ventajas frente a otros acopladores: facilidad de fabricación, dimensiones optimizadas...

El nuevo acoplador está concebido como una guía transmisora y otra receptora entre las cuales se transfiere la energía a condición de que se cumpla la condición de reciprocidad. El diseño del dispositivo consistió entonces en determinar las dimensiones que verificaran este principio.

Para ello, el primer capítulo estuvo dedicado a revisar los conceptos teóricos sobre antenas *leaky-wave*. Se demostró que el mecanismo de radiación era por asimetría y se explicó la principal ventaja de este tipo de radiación: la posibilidad de obtener iluminaciones arbitrarias mediante un diseño *taper*. Variando las dimensiones de la

perturbación planar (*slot* o *strip*) colocada en la parte superior de la guía, es posible controlar tanto la amplitud como la fase de la iluminación de la antena.

En el segundo capítulo, se mostraron los resultados obtenidos mediante simulaciones en HFSS para realizar y comprobar el diseño del acoplador. En un primer lugar, se profundizó en el estudio del campo cercano en las antenas *leaky-wave*. Se comprobó que el diseño *taper* permitía modificar la forma de los campos y la dirección de propagación por la que avanza la energía en su ascenso por las paredes del *stub*. Controlar el campo cercano es necesario para hacer que se cumpla el principio de reciprocidad sobre el que está basado el acoplador *leaky*.

Pero además se identificaron otros parámetros en la estructura que había que determinar correctamente para que la respuesta del acoplador fuese la deseada. Lo primero fue determinar las dimensiones de la guía dieléctrica para centrar el funcionamiento del dispositivo en la frecuencia de diseño. A continuación, se halló la mínima altura del acoplador que aseguraba que el acoplo no se producía por proximidad. El diseño *taper* que se llevó a cabo permitió una iluminación de tipo coseno. Finalmente se determinó el desplazamiento horizontal entre guías que optimizaba la respuesta del acoplador.

A continuación, se demostró que variando la eficiencia de la antena transmisora era posible controlar el nivel de acoplo. Además del acoplador inicial, con un nivel de acoplo cercano al 100 %, se diseñó también otros dos acopladores, con acoplos del 25 y del 60%.

Como último objetivo se propuso la modificación del ancho de banda. La idea fue suspender la antena transmisora a una altura H para conseguir un nulo de radiación a una cierta frecuencia de forma que la respuesta fuese más selectiva alrededor de la frecuencia de diseño. Aunque se consiguió aumentar sensiblemente la selectividad en frecuencia del acoplador, se encontraron ciertas limitaciones. El primer problema que se presentó fue que la forma de las curvas en la respuesta en frecuencia se volvía menos suave. El segundo problema fue que no se podía acercar el nulo de radiación a la frecuencia de diseño tanto como se quisiera porque esto afectaba a las frecuencias cercanas a donde se introducía el nulo de radiación.

Como trabajo futuro, se propone entonces una alternativa para conseguir selectividad en frecuencia y evitar estos dos inconvenientes. Consistiría en introducir dentro de la estructura unas láminas dieléctricas resonantes (figura 4.1) que pueden ser diseñadas de forma que reflejen toda la potencia de una onda que incida con un determinado ángulo a una frecuencia dada.

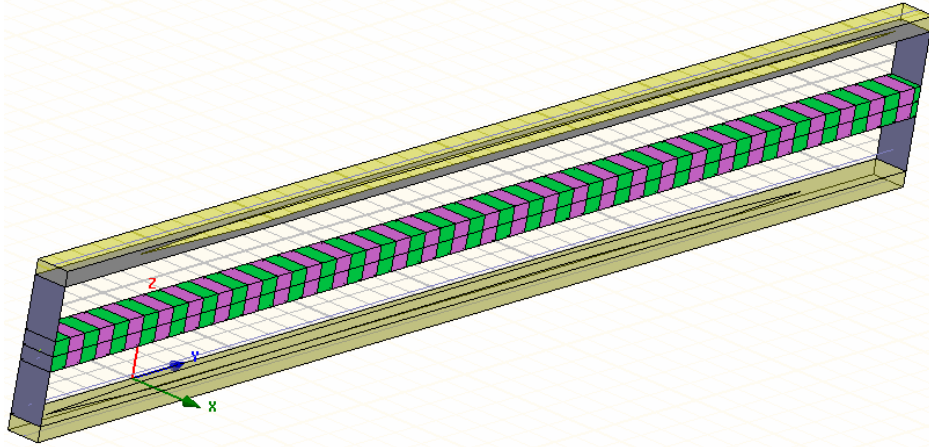


Figura 4.1. Acoplador con lámina dieléctrica.

Una de las ventajas de utilizar estas láminas dieléctricas es que es posible controlar el ancho de banda de las señales reflejadas: puede diseñarse la lámina de forma que este ancho de banda sea muy estrecho. Esto, en la respuesta en frecuencia del acoplador, se traduciría en la posibilidad de acercar mucho la frecuencia de rechazo a la frecuencia de diseño. Así, la selectividad del acoplador podría hacerse mayor que en el caso de utilizar la configuración de la antena suspendida. Además, como la opción de introducir una lámina dieléctrica no implicaría la modificación de la antena, es posible que las curvas obtenidas fueran más suaves ya que, para las frecuencias que no fueran rechazadas por la lámina, las condiciones serían las mismas que en el caso del acoplador inicial, por lo que no existiría motivo para que la forma de las curvas empeorara.

En definitiva, este proyecto fin de carrera propone un nuevo dispositivo del que quedan demostradas ciertas ventajas y flexibilidad. De los problemas encontrados en su diseño se perfilan algunas líneas futuras de investigación que podrían ser interesantes para mejorarlo.

Anexo I:

Dimensiones de los *slots* utilizados

Todos los *slots* utilizados han sido diseñados gracias al paquete CAD formado por: LWA DESIGNER, LAYOUT DESIGNER, PAMELA.

Dimensiones del *slot* de la antena para el acoplador inicial. Esta es la antena utilizada como receptora en todos los acopladores diseñados.

$f=5.5$ GHz eficiencia: 98% ángulo de apuntamiento: 43°

($a = 22.86$ mm, $D = 10.16$ mm, altura del stub = $L/2 = 45$ mm, $\epsilon_r=2.2$ $L_a = 10 \lambda = 545.45$ mm)

y(mm)	d(mm)	W(mm)
0,00	6,22	10,44
27,27	6,16	10,44
54,55	5,97	10,44
81,82	5,77	10,40
109,09	5,64	10,36
136,36	5,50	10,31
163,64	5,36	10,26
190,91	5,26	10,19
218,18	5,15	10,11
245,45	5,03	10,02
272,73	4,94	9,92
300,00	4,85	9,81
327,27	4,77	9,70
354,55	4,70	9,60
381,82	4,66	9,52
409,09	4,67	9,54
436,36	4,76	9,69
463,64	4,96	9,95
490,91	5,29	10,21
518,18	5,73	10,39
545,45	6,22	10,44

Dimensiones del slot de la antena con eficiencia 25%

$f=5.5$ GHz eficiencia: 25% ángulo de apuntamiento: 43°

(a = 22.86 mm, D = 10.16 mm, altura del stub = L/2 = 45 mm, $\epsilon_r=2.2$ La = 10 λ = 545.45 mm)

y(mm)	d(mm)	W(mm)
0,00	6	10.50
27,27	5.94	10.45
54,55	5.93	10.44
81,82	5.92	10.44
109,09	5.91	10.44
136,36	5.89	10.43
163,64	5.88	10.43
190,91	5.86	10.42
218,18	5.85	10.42
245,45	5.85	10.42
272,73	5.84	10.41
300,00	5.84	10.42
327,27	5.85	10.42
354,55	5.86	10.42
381,82	5.87	10.43
409,09	5.89	10.43
436,36	5.90	10.44
463,64	5.92	10.44
490,91	5.93	10.44
518,18	5.93	10.45
545,45	6	10.5

Dimensiones del slot de la antena con eficiencia 60%

$f=5.5$ GHz eficiencia: 60% ángulo de apuntamiento: 43°

(a = 22.86 mm, D = 10.16 mm, altura del stub = L/2 = 45 mm, $\epsilon_r=2.2$ La = 10 λ = 545.45 mm)

y(mm)	d(mm)	W(mm)
0,00	6	10.5
27,27	5.93	10.44
54,55	5.90	10.44
81,82	5.86	10.42
109,09	5.81	10.40
136,36	5.75	10.38
163,64	5.69	10.36
190,91	5.63	10.34
218,18	5.58	10.33
245,45	5.53	10.31
272,73	5.50	10.30
300,00	5.49	10.30
327,27	5.50	10.30
354,55	5.54	10.31
381,82	5.59	10.33
409,09	5.66	10.35
436,36	5.74	10.38
463,64	5.82	10.41
490,91	5.88	10.43
518,18	5.92	10.44
545,45	6	10.5

Referencias

1. A.A. Oliner, "Leaky-wave antennas" en *Antenna Engineering Handbook*, 3rd Ed., R. C. Johnson, Ed. New York: McGraw-Hill, 1993, ch.10.
2. I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, Ed. John Wiley & Sons, 2nd Ed., 2003, Ch.5, pp.209-240.
3. José Luis Gómez Tornero, Juan Pascual-García, Alejandro Alvarez Melcón, "A Novel Full-Wave CAD for the Design of Tapered Leaky-Wave Antenas in hybrid Waveguide Printed-Circuit Technology".
4. José Luis Gómez Tornero, Alejandro Alvarez Melcón, "Radiation Analysis in the Space Domain of Laterally-Shielded Planar Transmission Lines Structures", 1994 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, vol. 2, pp.1033-1036, 1994
5. Guglielmi M. And G. Boccalone, "A Novel Theory for Dielectric-Inset Waveguide Leaky-Wave Antennas", IEEE Trans. 1991 AP-49, pp.497-504, 1991.
6. J.L. Gómez , A. de la Torre, D. Cañete, M. Guglielmi and A.A. Melcón, "Design of Tapered Leaky-Wave Antennas in Hybrid Waveguide-Planar Technology for Millimeter Waveband Applications", IEEE Trans. Antennas Propagat., to be published, July 2005.
7. T. Yoneyama, N. Tozawa and S. Nishida, "Coupling Characteristics of Nonradiative Dielectric Waveguides", IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol.31, pp.648-654, August 1983.
8. T. Yoneyama and S. Nishida, "Dielectric Waveguide Coupling by Leaky Wave", in Proc. Int. Symp. Microwave and Commun., India, pp. 185-190, December 1981.

9. D.-C. Niu, T. Yoneyama and T. Itoh, "*Analysis and Measurement of NRD-Guide Leaky Wave Coupler in Ka Band*", IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol.41, No.12, pp.2126-2132, Dec. 1993.
10. E. W. Hue, S. T. Peng and A. A. Oliner, "*A Novel Leaky-Wave Strip Waveguide Directional Coupler*", in Topical Meet. Integrated and Guided Wave Opt., Salt Lake City, UT, paper WD2, January 1978.
11. T. Tamir, *Integrated Optics, Topics in Applied Physics 7*, Springer Verlag, 1975, Chapter 3, p.84.
12. T. Tamir and S. T. Peng, "*Analysis and design of grating couplers*", Appl. Phys., Vo. 14, pp.235-254, 1977.
13. R. Ulrich, "*Efficiency of optical-grating couplers*", J. Opt. Soc. Am., Vol.63, No.11, pp. 1419-1431, November 1973.