

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



**Diseño de antena LWA en
tecnología planar con escaneo
rápido en frecuencia para
aplicaciones BLE**

TRABAJO FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

PRESENTA

JOAQUÍN GARCÍA FERNÁNDEZ

DIRECTOR: JOSÉ LUIS GÓMEZ TORNERO

Agradecimientos

Se cierra un ciclo de cuatro años, el ciclo en el que más he aprendido. Me gustaría agradecer, en primer lugar, a mi director de proyecto, José Luís Gómez Tornero, por su atención, por darme la oportunidad de ir a Edimburgo, pero, sobre todo, por esas clases tan inspiradoras que te hacen ver lo bonito y el porqué de lo que hacemos.

También a mi familia, abuelos, tíos, primos, a mi padrino Fernando, a Alberto, a Elvira y Antonio.

A Lewis, por todo el apoyo y los buenos momentos en nuestro piso. A Pablo y a Laura.

A todos mis compañeros, la parte más importante de estos cuatro años ha sido convivir con vosotros y saber ayudarnos en los buenos y malos momentos.

En especial, me gustaría darle las gracias a Alex Gil, por su ayuda en este TFG, pero sobre todo, por todos los años que hemos pasado, juntos decidimos venir aquí. A Sergio, por ser un verdadero ejemplo para mí, como persona y como amigo. A Alfredo, por esa personalidad que tantas risas nos ha dado. A Huéscar, por las noches de estudio y todos los momentos pasados juntos. A Jesús, por todas nuestras conversaciones motivadoras, y a Alex Sabater, por todas las charlas y confesiones del primer año, de las que tan buen recuerdo tengo.

A mis padres, Joaquín y Alicia, las dos personas de las que más orgulloso estoy.

A mi hermano Mario.

Índice general

1. Introducción	1
2. Modos de fuga o 'Leaky-Wave'	3
2.0.1. Líneas de transmisión 'stripline' y 'microstrip'	4
2.0.2. Modos de Superficie	7
2.0.3. Modos de fuga o 'Leaky-Wave'	9
2.0.4. Radiación en campo lejano de una antena 'Leaky-Wave'	19
2.0.5. Antenas 'Leaky-Wave' uniformes y periódicas	20
2.0.6. 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antennas'	22
2.0.7. Tecnología SIW('Substrate Integrated Waveguide')	26
3. Generación de 'Open Stopband' en estructuras periódicas para mejora de la dispersión de ángulo.	31
3.0.1. Naturaleza de la 'Open Stopband' en estructuras periódicas	32
3.0.2. Excitación de una 'Open Stopband' para mejora del escaneo espacial de antenas 'leaky-wave' en tecnología planar.	38
3.0.3. Implementación de vías cortocircuito para mejora en la dispersión de ángulo en 'Microstrip Leaky-Wave Antennas'.	41
3.0.4. Comprobación de la técnica propuesta en [6] para la mejora de la dispersión de ángulo en la banda de 3.4-3.7 GHz.	47

3.0.5. Aplicación de la técnica de escaneo rápido en frecuencia mediante la implementación de vías cortocircuito a una 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna' en FR4 para aplicaciones en banda BLE.	58
4. Conclusiones y líneas futuras	73
A. Esquema para indicar la correspondencia física de las variables de las simulaciones.	75
Bibliografía	77

Capítulo 1

Introducción

Este trabajo fin de grado se centra en el estudio y comprobación de una técnica de mejora del escaneo de una antena de tipo 'leaky-wave' diseñada para aplicaciones en la banda BLE ('Bluetooth low Energy').

BLE es una tecnología enfocada al desarrollo de redes de área personal, lo que le permite aplicación en múltiples campos comerciales como, por ejemplo, el diseño de sistemas de seguridad.

Otra aplicación interesante de la tecnología BLE la encontramos en los sistemas de localización. Aprovechar la capacidad de escaneo espacial con la frecuencia intrínseca de las antenas 'leaky-wave' en tecnología planar, además de su perfil reducido y bajo coste, ha sido objeto de estudio para la integración de estas en sistemas destinados a localización [5], [4] y [14].

En concreto, en [8] se diseña una agrupación de dos antenas 'leaky-wave' en tecnología planar para mejorar una propiedad importante en los sistemas de localización, que es la estimación de la dirección de llegada (DoA-'Direction of Arrival'). El motivo de utilizar dos antenas 'leaky' en lugar de una, es debido a que el campo de visión (FoV-'Field of View') de una antena 'leaky-wave' queda limitado por el rango de frecuencias en las que la onda guiada es una onda rápida o 'fast-wave'. El hecho de implementar un 'array' de dos antenas permite cubrir un dominio espacial grande, lo que es de interés en sistemas de localización.

Dentro de este marco aparece este trabajo fin de grado, en el cual, se estudiará una técnica de mejora de las prestaciones de escaneo de antenas 'leaky' en tecnología planar, con el fin de mejorar todo lo posible el campo de visión (FoV) de una sola antena, para así evitar en diseños futuros la implementación de 'arrays', ganando por tanto en tamaño, tiempo y coste.

Además, la ampliación del FoV de una antena también llevará asociada la separación espacial de los canales sobre los que se aplique la mejora, pudiendo, par una banda de trabajo fija, curbir más espacio y, por tanto, conseguir mejor cobertura en múltiples aplicaciones.

Capítulo 2

Modos de fuga o 'Leaky-Wave'

Este estudio utilizará una antena de tipo 'Leaky-Wave' planar en tecnología 'microstrip', el origen de las antenas basadas en modos de fuga o 'Leaky-Wave' se remonta a la década de los 40, cuando W.W. Hansen desarrolló una guía de onda con una apertura uniforme a lo largo de su estructura, tal y como se aprecia en la siguiente imagen.

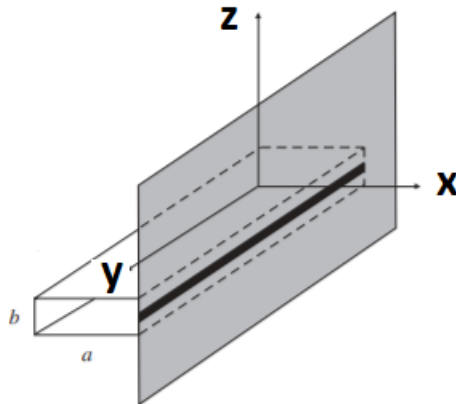


Figura 2.1: Primera antena 'Leaky-Wave', por W.W Hansen. [1]

2.0.1. Líneas de transmisión 'stripline' y 'microstrip'

Con el paso de los años, se comenzaron a desarrollar tecnologías como la 'stripline', esta es un tipo de línea de transmisión basada en una tira metálica situada entre dos líneas de masa, el material que da unidad al conjunto de los planos de masa y la tira es un sustrato dieléctrico con una cierta permitividad ϵ_r . La impedancia característica de la línea vendrá determinada principalmente por la anchura de la tira metálica, así como del espesor del sustrato y su permitividad relativa.

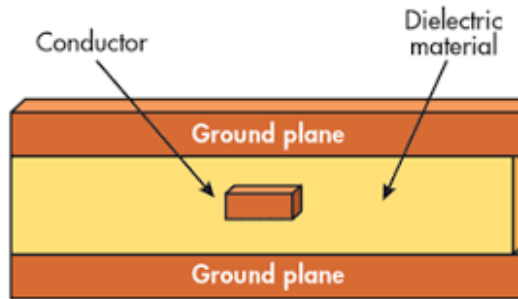


Figura 2.2: Esquema básico de la línea de transmisión 'Stripline'. [2]

Derivada de la 'stripline', surge la tecnología 'microstrip', la cual no comenzó a cobrar protagonismo hasta la década de los 60, la preferencia sobre la 'stripline' radicaba en la homogeneidad y simetría de la misma, esta simetría en su estructura hace que el campo eléctrico quede completamente contenido en el dieléctrico, evitando así la radiación en discontinuidades, que, a priori, no interesaba a la hora de realizar una determinada transmisión.

La línea 'microstrip' está compuesta por un único plano de masa, el cual se encuentra separado de la tira metálica por el sustrato. La anchura de la tira y el espesor del dieléctrico (así como el material del mismo), determinarán los principales parámetros de la línea. Si la tira es muy ancha, esta presentará una mayor capacitancia (imaginando la línea como unas placas paralelas acabadas en circuito abierto, se puede asociar la gran anchura a un condensador de alta capacidad), por la relación entre la capacitancia y

la impedancia característica se deduce que, a mayor capacitancia (y mayor anchura), menor impedancia característica (esta relación viene escrita a continuación, para el caso de una línea sin pérdidas).

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

Donde L es la inductancia de la línea y C la capacitancia.

Observando ahora la geometría de la línea 'microstrip', se puede razonar la variación de la impedancia característica desde el punto de vista del movimiento de la carga eléctrica.

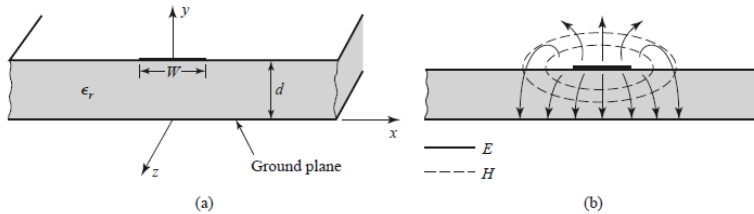


Figura 2.3: (a) Esquema básico de la línea de transmisión 'Microstrip'. (b) Diagrama de campos.[12]

Si se piensa en una tira estrecha, se puede ver esta estrechez como un impedimento para la carga en movimiento, los electrones en conducción fluyen con mayor dificultad por la tira si esta es muy estrecha, por lo que intuyéndolo de esta manera, también se puede razonar que la anchura y la impedancia serán parámetros inversamente proporcionales.

Otra propiedad de la línea 'microstrip' es la inhomogeneidad de su dieléctrico, en la figura (2.3, b) se aprecia que las líneas de campo pasan por dos medios distintos, el sustrato (de permitividad relativa ϵ_r) y el medio exterior (típicamente aire $\epsilon_r = 1$), esto introduce el concepto de permitividad relativa efectiva (ϵ_{reff}), la cual consiste en una ponderación de las permitividades relativas de los medios con los que interactúa el campo, donde el coeficiente o peso asociado a la permitividad de un medio será mayor si el número de líneas de campo pasan por este medio también lo es. Estudiando

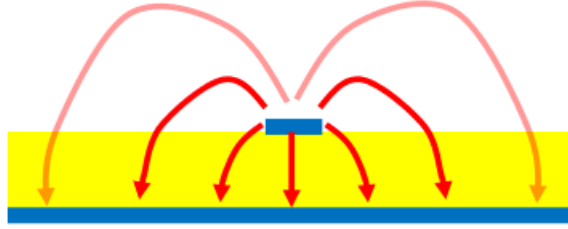


Figura 2.4: Líneas de campo eléctrico de una línea 'microstrip' para una cierta anchura w_1 .

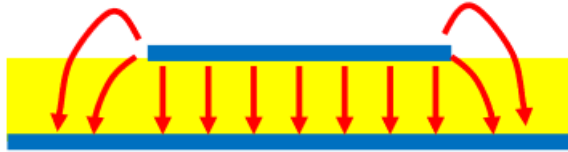


Figura 2.5: Líneas de campo eléctrico de una línea 'microstrip' para una cierta anchura $w_2 > w_1$.

cómo cambia el comportamiento de los campos con la anchura de la tira metálica:

Se aprecia que, a mayor anchura, la permitividad relativa efectiva ϵ_{reff} será mayor, pues el peso asociado al dieléctrico también lo será. Además, se deduce que, en un caso de anchura infinita (placas paralelas), las líneas de campo eléctrico estarán completamente contenidas en el dieléctrico, solo pasaran por dicho medio, llevando entonces la anchura de la tira a los límites, es posible determinar la siguiente acotación:

$$1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r(\text{dieléctrico}) \quad (2.2)$$

Al ser el medio inhomogéneo, la longitud de onda guiada seguirá la siguiente expresión:

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{reff}}f} \quad (2.3)$$

Esta tecnología es ligera y compacta, lo que también conlleva un menor coste si la comparamos con la tecnología basada en guías de onda. Con respecto a la 'stripline', la línea microtira posee menor espesor en el dieléctrico,

así como menos pérdidas, el ancho de banda de esta tecnología también mejora con respecto a la 'stripline'.

Su naturaleza abierta, considerada a priori una desventaja, comenzó a ser explotada en las décadas de los 60 y 70, esto conllevó una mejora en el desarrollo teórico a cerca del comportamiento de los modos de superficie y los modos de fuga o modos 'leaky-wave'.

2.0.2. Modos de Superficie

Estos modos de propagación se conocen como modos de superficie debido a que, observando esta la propagación de estos en una supuesta guía, se apreciaría una onda que se propaga por la superficie del dieléctrico (figura 2.6), por tanto, con la excitación de un modo de superficie en una guía dieléctrica, tendríamos una onda electromagnética propagándose por la guía en la dirección longitudinal. Si se observa el desarrollo de los campos en la dirección transversal a la guía, estos decaen exponencialmente con la distancia.

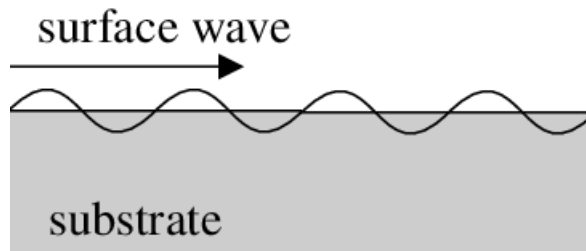


Figura 2.6: Ejemplo conceptual de la propagación de una onda de superficie.[1]

Un determinado modo de superficie lleva consigo una frecuencia de corte f_c , para frecuencias superiores a esta, el modo se propaga como una onda lenta o 'slow wave' ($\beta_0 > k_0$). Conforme bajamos en frecuencia y tras pasamos el límite de la frecuencia de corte, la constante de propagación comienza a crecer a medida que se disminuye la frecuencia, el modo de superficie presenta entonces, teóricamente, un comportamiento real e impropio, que se refleja en que el número de onda es puramente real, lo que modela una teórica ausencia de pérdidas.

Si se sigue bajando en frecuencia, se encuentra el punto f_s (donde 's' hace referencia a que este es un 'splitting point'). Matemáticamente, a partir de f_s la constante de fase de la estructura presenta dos comportamientos, caracterizados por una constante de propagación de la siguiente forma:

$$k_y = \beta_y \pm j\alpha_y \quad (2.4)$$

El primero de ellos es un comportamiento impropio similar al que ocurría entre f_c y f_s , por lo que no tiene sentido físico, su constante de propagación se corresponde con la solución positiva de la ecuación (2.4), ya que si estudiamos la solución modal del campo propagándose en la guía en función de la variable longitudinal 'y', la amplitud será creciente si la parte imaginaria si cogemos la solución positiva de k_y .

El comportamiento físicamente coherente (donde se refleja atenuación en la propagación guiada) es el reflejado por la solución negativa de (2.4), para este modo, habrá una frecuencia límite para la cual se cumpla que:

$$\beta_y = k_0 \quad (2.5)$$

El límite teórico de (2.5) supone la entrada en la región de onda rápida o 'fast wave region', donde la velocidad de fase de la onda es superior a la de la luz, donde la velocidad de fase es la velocidad a la que se propaga la fase de una determinada componente en frecuencia (suele ser diferente para cada frecuencia):

$$v_p = \frac{w}{\beta_y} \quad (2.6)$$

Donde β_y es la constante de fase de la onda guiada.

Si se continúa bajando en frecuencia, en zonas cercanas a esta frecuencia límite (la cual llamaremos f_p), la constante de propagación compleja reflejará el comportamiento físico de la onda en la estructura que se remarca en rojo en la figura (2.7), donde nos centraremos principalmente

en el comportamiento de la constante de propagación entre las líneas roja (derecha) y azul, aquí la constante de fase decrece y la de atenuación crece conforme disminuye la frecuencia, en este rango de frecuencias es donde principalmente aparecen las ondas de fuga.

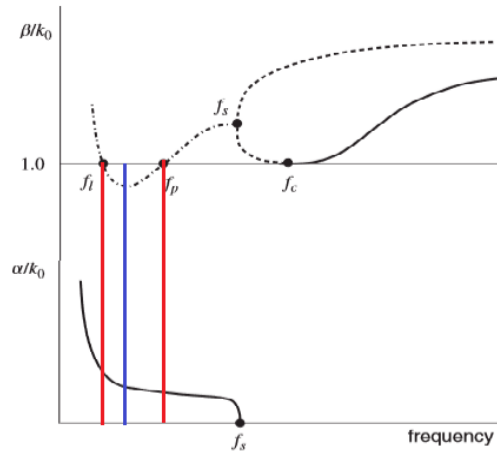


Figura 2.7: Constante de propagación de los modos de una determinada guía. [1]

2.0.3. Modos de fuga o 'Leaky-Wave'

El comportamiento físico de las ondas electromagnéticas remarcado en la Figura 2.7 en estructuras donde la onda es guiada, se corresponde físicamente con la fuga progresiva de la energía propagándose en la estructura en forma de radiación, estos modos de propagación se conocen como modos de fuga o 'leaky-wave'.

Dado que las ondas de fuga salen de la guía, tenemos entonces una guía de onda con aperturas que va radiando progresivamente a lo largo de su longitud a la vez que la onda se propaga en su interior. Debido a la fuga, la constante de propagación de estas ondas debe ser compleja, ya que es la única forma de que en la ecuación de campo eléctrico tengamos una caída exponencial de la amplitud con la distancia recorrida a lo largo de la guía.

La constante de propagación será entonces del tipo:

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \quad (2.7)$$

Donde es necesario remarcar que los ejes con respecto a la estructura se han definido de la misma forma que se encuentran en la Figura 2.1.

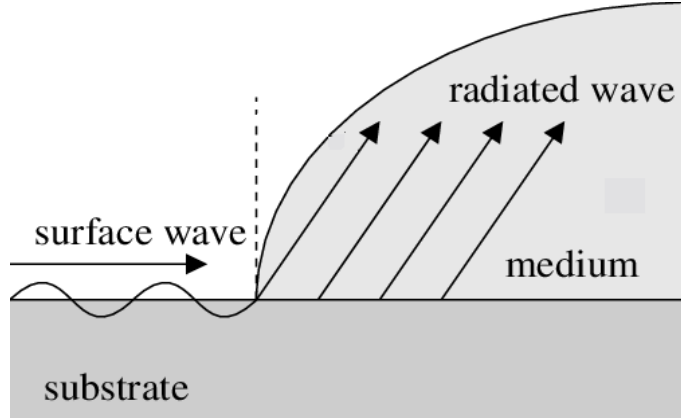


Figura 2.8: Comparación entre modos de fuga y modos de superficie.[1]

Comportamiento de las ondas de fuga

Partiendo entonces de la constante k_y (ecuación (2.7)), la cual predice la realidad, puesto que la onda guiada se atenúa, y sabiendo que esta atenuación es debida a la fuga de energía, es posible estudiar la constante de propagación en la dirección transversa (dirección z) a la dirección de propagación de la onda, lo cual es interesante para comprobar teóricamente si la atenuación de la onda progresiva se podría realmente asociar a la fuga de energía de la estructura en forma de radiación, ya que esto será así si el desarrollo de los campos en dirección z predicho por dicha constante es coherente con la realidad.

El cálculo de la constante de propagación k_z a partir de k_y es posible a través de la constante de propagación de la onda radiada en el espacio libre k_0 , la relación entre ellas sigue el triángulo vectorial de la Figura 2.9.

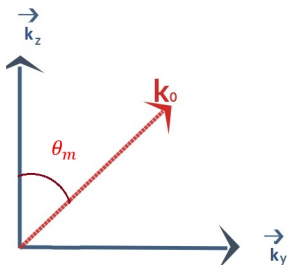


Figura 2.9: Relación geométrica entre los números de onda k_z y k_y con el número de onda en el espacio libre k_0 .

$$k_0^2 = k_y^2 + k_z^2 \quad (2.8)$$

$$k_z = \beta_z + j\alpha_z \quad (2.9)$$

Sobre los números de onda k_y y k_z se define el desarrollo del campo eléctrico fuera de la guía.

$$E(y, z) = A e^{-jk_z z} e^{-jk_y y} \quad (2.10)$$

Incluyendo en esta ecuación la solución (2.9) se observa cómo el campo crece en amplitud en la dirección z hasta infinito, lo cual, partiendo de la energía que se propaga en la estructura, no tiene sentido físico. Como era de esperar, se comprobó experimentalmente que esto no ocurría, que el campo crecía en la dirección ‘ z ’ hasta una cierta altura, a partir de la cual, comenzaba a decrecer exponencialmente.

Para explicar este crecimiento parcial del campo en la dirección transversa a la propagación es necesario razonar cómo saldrían estas ondas de la estructura. Si tenemos ondas que salen de la guía, podemos describir la propagación de estas por el espacio libre vendrá mediante la constante k_0 , que puede ser expresada en términos de la base vectorial de la Figura 2.9.

Sobre (2.9), se debe destacar el ángulo que forman k_z y k_0 , al cual se le nombrará como θ_m .

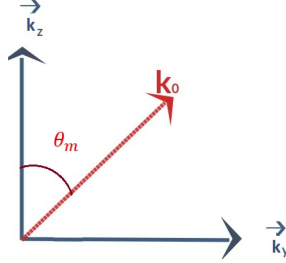


Figura 2.10: Ángulo de apuntamiento del haz principal.

El módulo de estos vectores controlará el ángulo de apuntamiento del vector resultante \vec{k}_0 .

Tomando el triángulo rectángulo formado por los vectores \vec{k}_0 , \vec{k}_y y \vec{k}_z podemos establecer la siguiente relación entre el ángulo de apuntamiento del haz principal y la constante de fase de la onda guiada en la estructura (k_y). Donde realmente, lo que físicamente determina el apuntamiento es la parte real de la constante de propagación (β_y), ya que el desfase entre dos puntos radiadores consecutivos es lo que determinará el ángulo de radiación.

Si la constante de fase de la onda guiada es grande (si β_y es grande), el desfase por unidad de longitud de la onda en la guía será mayor, esto girará el ángulo de apuntamiento hacia valores mayores (alejándose de 'Broadside' y acercándose a 'Endfire').

La explicación es sencilla, para llevarla a cabo, nos apoyaremos en la Figura 2.11, si la constante de fase es grande, así lo será el desfase entre dos puntos consecutivos de fuga de la onda hacia el exterior. Esto conlleva que la suma en fase de las ondas radiadas desde los puntos A y B no se da para la dirección en la que ambas recorren la misma distancia en el espacio (líneas rojas).

La diferencia de fase producida entre A y B ha de ser compensada, es

por ello por lo que las ondas salen en fase hacia una cierta dirección marcada por el ángulo θ_m , ya que el desfase de la onda radiada por B con respecto a la radiada por A es compensado por la distancia señalada en verde, resultando esto en que las ondas viajan en fase para una cierta dirección marcada por la constante de fase β_y .

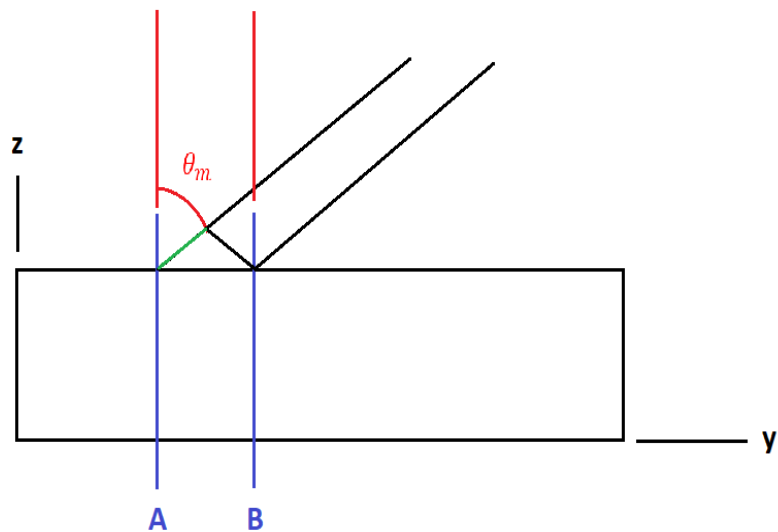


Figura 2.11: Esquema para explicar la suma coherente de las ondas fugadas en una cierta dirección, la cual será marcada por el ángulo θ_m

Por lo que la dirección de máxima radiación se dará para el ángulo que haga que la distancia que recorre de más (en el medio exterior) una determinada onda fugada A con respecto a su consecutiva B, presente un desfase total igual al desfase entre los puntos A y B que sufre la onda guiada.

Lo que se observa en la Figura 2.12 es que, a mayor mayor cambio de fase de la onda guiada en una determinada longitud, o lo que es lo mismo, a mayor valor de la constante de fase (β_y), mayor distancia ha de recorrer la primera onda fugada (A) para compensar el desfase con la segunda onda fugada (B), la cual tarda más en salir de la guía, esto lleva a concluir que la línea verde ha de ser más larga para compensar ese cambio de fase producido en la guía, lo que se traduce en un ángulo de apuntamiento del haz principal mayor con respecto a 'Broadside', ($\theta_{m2} > \theta_m$).

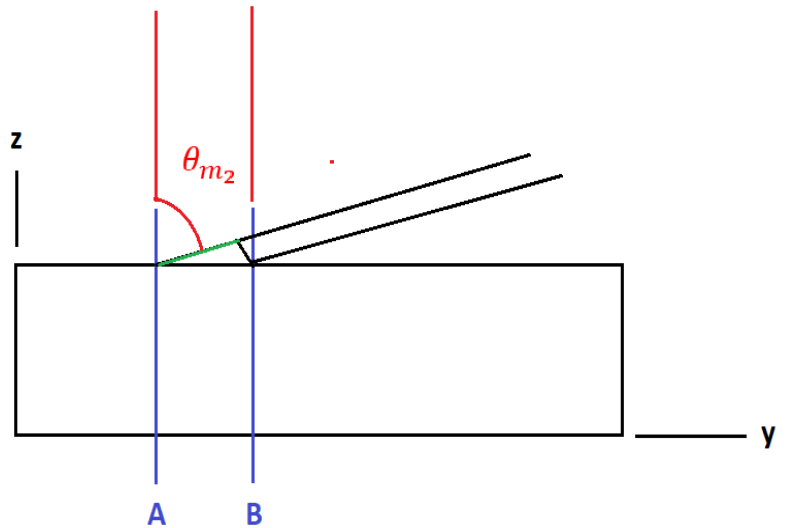


Figura 2.12: Esquema para explicar la suma coherente de las ondas fugadas en una dirección $\theta_{m2} > \theta_m$

Si entonces, el ángulo de apuntamiento aumenta conforme lo hace la

constante $\beta_y(\frac{rad}{m})$, y dicha constante se define físicamente a partir de:

$$\beta_y(\frac{rad}{m}) = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{2\pi f(\frac{rad}{s})\sqrt{\epsilon_r}}{c(\frac{m}{s})} \quad (2.11)$$

Si la constante de fase aumenta con la frecuencia en el rango donde se definen las ondas de fuga, véase la Figura 2.7 se observa que el aumento del ángulo de apuntamiento del haz principal θ_m es proporcional al aumento de la frecuencia de excitación de la estructura, por lo que el ángulo de apuntamiento de una antena 'leaky-wave' cambia con la frecuencia.

Es conveniente remarcar que este giro hacia ángulos positivos dentro del cuadrante (z,y) se da debido a que la dirección de propagación de la onda es en el sentido positivo de y, si la estructura se excitara en sentido contrario, conforme aumentara la constante de fase, el haz principal giraría en sentido contrario al mostrado en el desarrollo anterior.

Una vez conocida esta propiedad fundamental de las antenas 'leaky-wave', podemos relacionar el ángulo de apuntamiento con la constante de fase de la onda progresiva en la estructura basándonos en la figura (2.10).

$$\sin \theta_m = \frac{\beta_y}{k_0} \quad (2.12)$$

En la ecuación se observa que solo tiene sentido definir este ángulo si

$$\frac{\beta_y}{k_0} < 1 \quad (2.13)$$

Como la velocidad de fase de las ondas guiadas en la estructura es:

$$vp = \frac{\omega}{\beta_y} = \frac{\frac{2\pi * c}{\lambda}}{\beta_y} = \frac{c}{\frac{\beta_y}{k_0}} \quad (2.14)$$

Si $\frac{\beta_y}{k_0} < 1$, podemos concluir que para que exista onda propagándose en el espacio libre, y por tanto, se pueda definir el ángulo θ_m , la velocidad de fase de la onda guiada en la estructura ha de cumplir que:

$$vp > c \quad (2.15)$$

Este tipo de onda se conoce como onda rápida o 'fast wave', y es llamada así porque su velocidad de fase es superior a la velocidad de la luz.

Una vez se conoce que cumpliéndose la condición que marca la (2.13) se produce radiación hacia afuera de la estructura abierta, es posible dar una explicación cualitativa de ese crecimiento de los campos, no intuitivo a priori, en las zonas cercanas a la estructura.

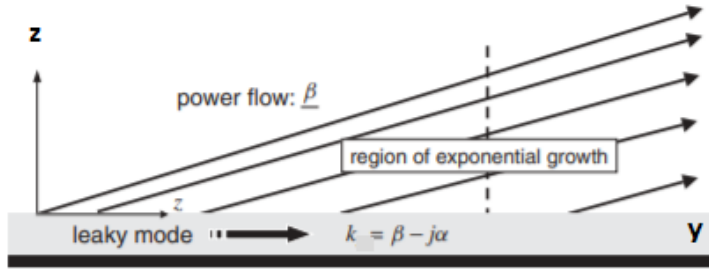


Figura 2.13: Modelo simple de rayos de la fuga de energía en una antena 'leaky-wave'. [1]

En la Figura 2.13 se intuye que el hecho de que la suma coherente de todas las contribuciones radiadas por la estructura se da para una cierta dirección (representada por el ángulo θ_m), hace que se pueda definir una zona 'iluminada' por la radiación de la estructura. En esta zona, la contribución de mayor amplitud será la que proviene del punto más cercano a la fuente de excitación de la guía, puesto que la energía va saliendo de la estructura mientras la onda guiada en su interior se propaga, atenuándose esta tal y como se muestra en la Figura 2.14.

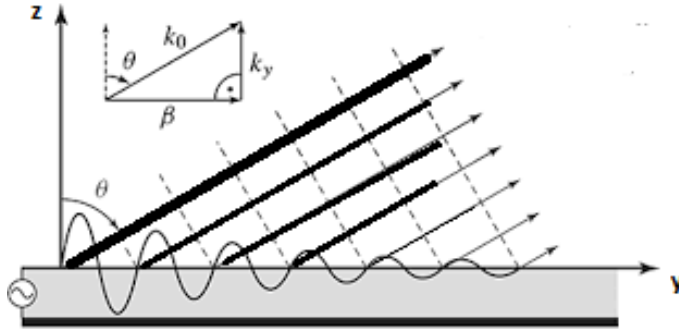


Figura 2.14: Diagrama simplificado con el fin de mostrar la fuga de energía y la aparición de una zona iluminada en la zona exterior a la antena.

El grosor de las líneas de la Figura 2.14 hace referencia a la intensidad de las distintas contribuciones, la cual es acorde en cada punto a la amplitud de la onda guiada en la estructura.

La primera contribución delimita la zona enfocada o iluminada por los rayos mostrados en la Figura 2.14, además, el hecho de que esta sea la contribución de mayor intensidad, hace que la amplitud del campo sea creciente hasta una cierta altura (límite de la región iluminada), lo que explica ese crecimiento impropio del campo que modelaba la constante k_z en la expresión (2.9).

A partir de altura límite, el campo presenta una caída exponencial con la distancia, por lo que las ondas de fuga se definen dentro de esta región donde los campos tienen un comportamiento creciente conforme nos alejamos de la antena, es decir, las ondas de fuga solo existen dentro de la zona iluminada, también conocida como cono de luz.

A modo de resumen de este apartado, se ha explicado que las antenas 'leaky-wave' son estructuras basadas en la propagación de ondas guiadas que, mediante aperturas que permiten la radiación de energía hacia el ex-

terior, para ello, la onda guiada debe ser una onda rápida (2.15), además, estas radian con un cierto ángulo que depende de la frecuencia, lo que nos ha llevado a definir una zona iluminada o cono de luz y a explicar el crecimiento del campo en zonas cercanas a la antena conforme nos alejamos de la misma.

La Figura 2.15 recoge de forma simplificada y cualitativa el mecanismo de radiación de una antena 'leaky-wave'.

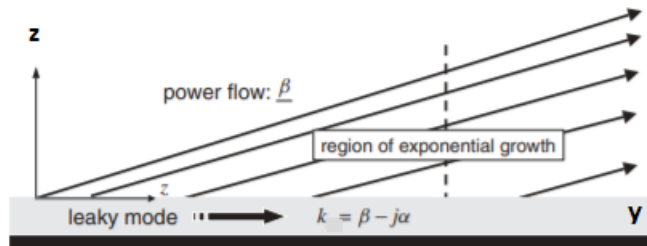


Figura 2.15: Esquema conceptual del mecanismo de radiación de una antena 'leaky-wave'.

Constante de propagación compleja de los modos de fuga

Tras explicar el mecanismo de radiación de las antenas 'leaky-wave' y fundamentar el crecimiento del campo en zonas cercanas a la estructura, históricamente fue necesario dar una base matemática precisa a las ondas de fuga, ya que el cálculo de las características de propagación (constante de propagación) de este tipo de ondas permitiría el diseño de estructuras basadas en ondas de fuga.

Nathan Marcuvitz fue quién se encargó de esto, explicando que estas ondas son soluciones modales de la estructura, como ocurre en cualquier guía de onda.

El desarrollo teórico de Marcuvitz permite obtener la constante de propagación de la onda guiada k_y , esta describe la propagación de la onda en

la guía abierta a través de la constante de fase y la constante de atenuación.

Constante de fase $\beta_y(\frac{rad}{m})$:

Indica cómo de rápido cambia la fase de una onda a lo largo del espacio (a lo largo de la dirección longitudinal en este caso), por tanto, es dependiente de la frecuencia, en la zona de operación de los modos de fuga, tal y como se aprecia en la Figura 2.7, esta variará de forma directamente proporcional con la frecuencia. Como ha sido comentado antes, del valor de esta dependerá el ángulo de apuntamiento del haz principal, lo que hace del escaneo espacial una propiedad de las antenas 'leaky-wave'.

Constante de atenuación $\alpha_y(\frac{nep}{m})$:

Esta constante indica cuánto se atenúa la onda a lo largo del espacio. Donde recordemos que un neperio es la medida relativa en tensión para la cual la amplitud de la onda cae en una proporción de e (2.718281...).

A través de esta constante es posible obtener de forma sencilla la constante k_z , como se demostró en la ecuación (2.8), donde es necesario comentar que la solución obtenida para k_z solo será válida para el cono de luz o región cercana iluminada por la antena.

2.0.4. Radiación en campo lejano de una antena 'Leaky-Wave'

Las ondas de fuga solo se definen en la zona iluminada o cono de luz cercano a la antena, por lo que estos modos solo existen en el campo cercano. A partir de una cierta altura, el crecimiento de los campos pasará a un desarrollo exponencial decreciente, la forma del diagrama de radiación en estas zonas alejadas de la antena, es decir, en el campo lejano, vendrá determinada por la forma de los campos en el cono de luz.

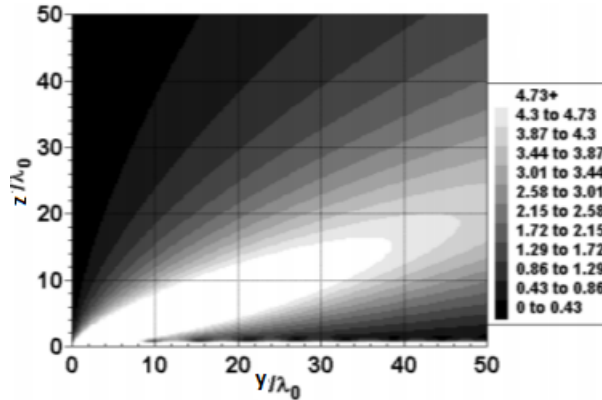


Figura 2.16: Amplitud del campo cercano de una antena 'leaky-wave' debida a la emisión de ondas de fuga.[17]. (Fig.4 de [17]).

2.0.5. Antenas 'Leaky-Wave' uniformes y periódicas

Si se atiende a la geometría de las antenas 'leaky-wave', estas pueden ser clasificadas en uniformes y periódicas. Las antenas 'leaky' uniformes son aquellas en las que, para la onda, la geometría no cambia a lo largo de su propagación guiada. La Figura 2.1 es un ejemplo de estructura uniforme, otro buen ejemplo para diferenciar entre ambos tipos se encuentra en la antena propuesta para este estudio, donde la periodicidad se implementa en la antena de la Figura 2.16, resultando en la estructura de la Figura 2.17, esto se lleva a cabo con el objetivo de provocar un 'bandgap' o 'stopband' en la propagación del modo TE_{10} de la estructura, dicho 'bandgap' es un suceso típico en estructuras periódicas que será tratado en el capítulo 3 de esta memoria.

Si la estructura es modificada periódicamente, como es el caso de la utilizada en este estudio, esta será entonces una antena 'leaky-wave' periódica. Básicamente, el mecanismo de funcionamiento de ambos tipos es igual, con la diferencia de que las estructuras periódicas pueden ser mo-

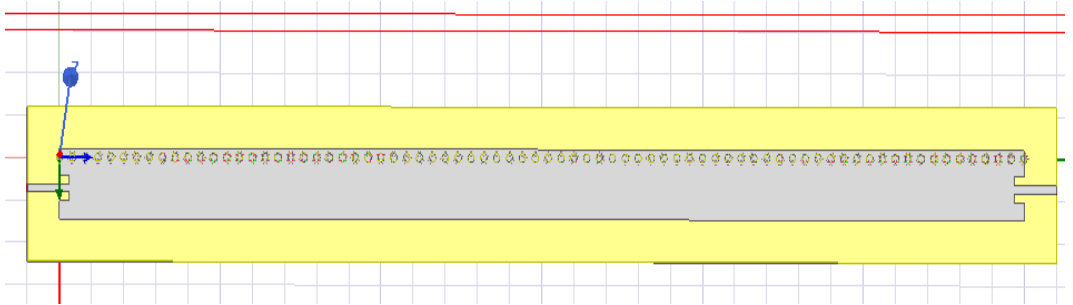


Figura 2.17: estructura 'leaky-wave' uniforme de tipo half-width.

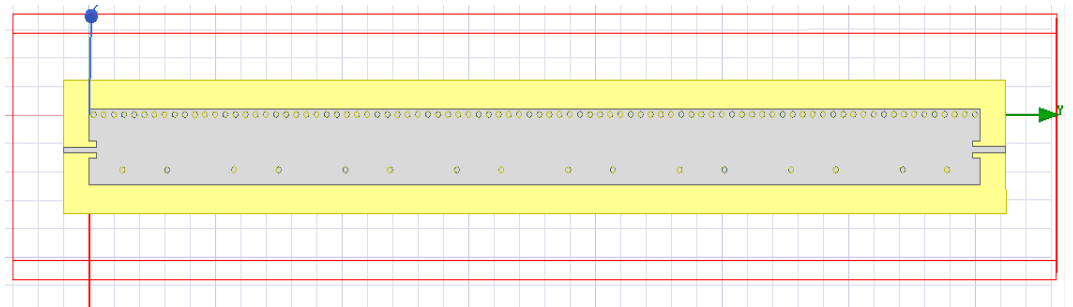


Figura 2.18: Antena 'leaky-wave' resultante de periodizar la estructura de la Figura 2.16.

deladas matemáticamente por el teorema de Floquet, el cual describe una función periódica y continua a trozos (que se corresponde físicamente con las soluciones modales de la estructura periódica) a partir de una suma de funciones lineales con sus respectivos coeficientes reales asociados.

Debido a esta propiedad de las estructuras periódicas, estas pueden ser analizadas como una superposición infinita de armónicos de floquet (cada uno de ellos etiquetado con un coeficiente real n , acorde con el orden de vibración del armónico).

$$E(x, y, z) = \sum_{-\infty}^{+\infty} = A(x, z)e^{-jkn_y} \quad (2.16)$$

$$k_n = k_0 + n \frac{2\pi}{p} \quad (2.17)$$

La ecuación (2.8) muestra el número de onda del n -ésimo modo de Floquet, en esta se aprecia que los modos de Floquet son infinitos, pero discretos, es decir, tienen unas formas concretas de vibrar, establecidas por el periodo de la estructura o tamaño de la celda unidad, esta es una propiedad intrínseca en la naturaleza, la materia, en general, presenta unos estados concretos de energía (y por tanto, de frecuencia) en relación al sistema en el que se define.

La estructura periódica radiará a lo largo de su longitud cuando alguno de los modos de Floquet sea una onda rápida o 'Fast-wave', normalmente el diseño de la estructura suele ser tal que:

$$-k_0 < \beta_{-1} < k_0 \quad (2.18)$$

Una de las consecuencias de periodizar la estructura es la aparición de un 'bandgap' o 'stopband', este es un rango de frecuencias en el que la potencia radiada decae repentinamente, esta caída es debida a las reflexiones que se producen periódicamente en las discontinuidades entre las celdas unidad de la antena. Y es, en el estudio de esta propiedad, en lo que se centra este trabajo, el fundamento teórico de la misma, así como su origen, serán explicados en el capítulo 3.

2.0.6. 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antennas'

Esta variación de la antena 'leaky-wave' convencional en tecnología 'microstrip' se diferencia en su perfil reducido a la mitad, esto se consigue mediante la implementación de una fila de pines cortocircuito a lo largo de la antena.

Mientras que una línea 'microstrip' típica radia por sus bordes gracias a su naturaleza abierta, y la propagación guiada por esta solo es posible para unas vibraciones concretas (modos de la estructura), si se observa entonces el modo de primer orden de una línea 'microstrip' diseñada para dar lugar

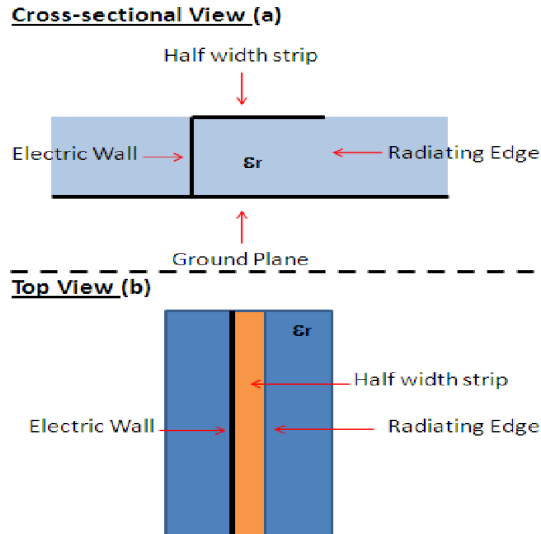


Figura 2.19: (a) Esquema simplificado del corte transversal de una 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna'. (b) Vista en planta. (Fig.1 de [13]).

a ondas de fuga.

Se aprecia que esta vibración de primer orden tiene un tamaño de $\frac{\lambda_g}{2}$, en concreto, todas las ondas que pueden propagarse tienen un tamaño que es múltiplo entero de $\frac{\lambda_g}{2}$, ya que cuando el tamaño de la onda cumple esta relación con el tamaño de la estructura, las discontinuidades entre el medio de la línea 'microstrip' y el medio exterior coinciden con los nulos del campo, haciendo que este resuene transversalmente a modo de cuerda fija por sus extremos, ya que la reflexión en la discontinuidad será máxima, esta resonancia transversal permite la propagación guiada, si además, la onda es una onda rápida o 'fast-wave', parte de esta se fugará en las discontinuidades.

Si se compara el modo de primer orden de una MLWA ('Microstrip Leaky-Wave Antenna') con el de una HWMLWA ('Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna').

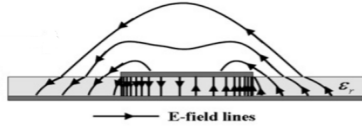


Figura 2.20: Corte transversal de una antena 'Leaky-Wave' basada en tecnología 'Microstrip'.

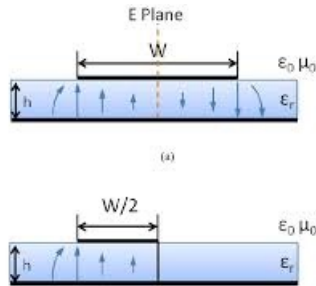


Figura 2.21: Comparación de la distribución de campos de una línea 'Microstrip' convencional con una 'Half-Width'. (Fig.1 de [11])

Se aprecia que el modo que está resonando tiene una longitud de onda $\frac{\lambda_g}{4}$, que, a priori, no resonaría en una línea 'Microstrip' convencional, y es, con la fila de pines cortocircuito, como se consigue reducir el perfil a la mitad.

Al ser estos postes metálicos y conectar ambos planos conductores, cuando son vistos por la onda, esta se refleja con un desfase de $-\pi$ radianes. Si estos postes están lo suficientemente cerca entre ellos en comparación con el tamaño de la onda, tendremos reflexión total en cualquier punto de la fila.

Siendo entonces esta fija una pared para nuestra onda progresiva, es decir, el conjunto de postes actúa como un PEC ('Perfect Electric Conductor'), llevando este asociado condiciones de contorno de pared eléctrica, donde el campo eléctrico tangencial a la pared es nulo. A efectos de pro-

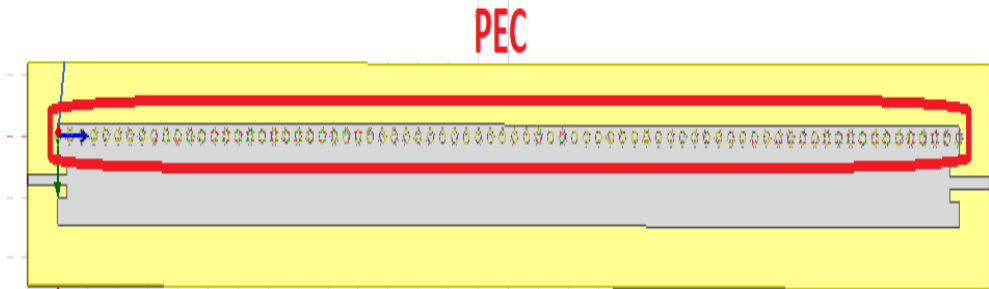


Figura 2.22: Fila de postes formando un PEC, lo que permite reducir el perfil a la mitad.

pagación, cuando la onda ve un PEC, como ya se ha comentado, habrá reflexión total con un desfase de π radianes.

Si se atiende ahora al recorrido de la onda, si la anchura de esta línea es la mitad que la de una convencional, esta medirá $\frac{\lambda_g}{4}$, lo que hará que el desfase sufrido en el recorrido marcado en rojo en la Figura 2.23 sea de $\frac{\pi}{2}$ radianes.

Tras esto, en la discontinuidad generada por la PEC, la onda sufre reflexión total con, además, inversión de fase (desfase de π radianes), esto queda reflejado por la línea verde trazada en la circunferencia goniométrica.

Debido a la reflexión, la onda se propaga en sentido contrario haciendo un recorrido de $\frac{\lambda_g}{4}$ hasta la siguiente discontinuidad, por lo que el desfase equivalente total del recorrido estudiado en la Figura 2.23 es de 2π radianes, diferencia de fase que es múltiplo de $\frac{\lambda_g}{2}$, por lo que la frecuencia para la que la estructura presenta un ancho de un cuarto de onda, gracias a la fila de postes PEC, puede resonar y dar lugar a propagación guiada por la estructura.

Al final del recorrido marcado en azul en la Figura 2.23, parte de la

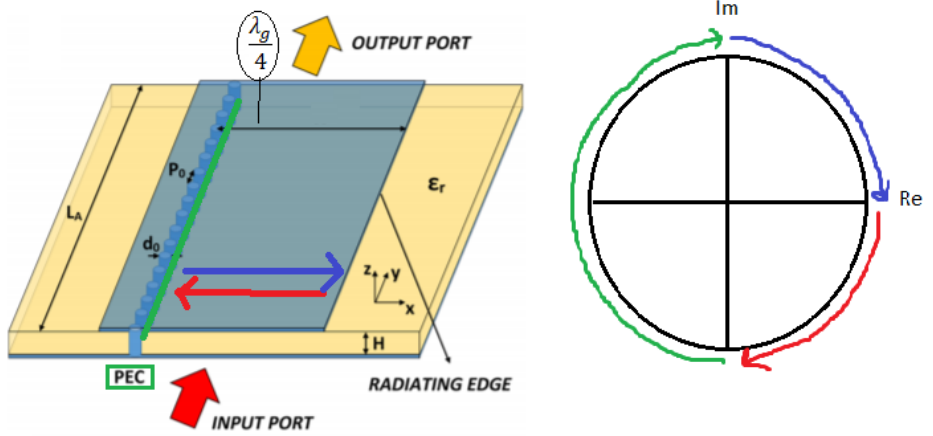


Figura 2.23: Esquema simplificado de una 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna'. [15]. [15].

onda se radia al medio exterior gracias a la naturaleza abierta de la tecnología 'Microstrip', y parte se sigue propagando debido a la reflexión en la discontinuidad.

2.0.7. Tecnología SIW ('Substrate Integrated Waveguide')

Una estructura SIW consiste, básicamente, en una guía de onda integrada en un sustrato dieléctrico. El comportamiento de guía de onda se consigue mediante la implementación de vías cortocircuito como las que forman la pared eléctrica (PEC) de la Figura 2.22, por tanto, una estructura SIW típica podría ser una línea 'Microstrip' en la que los postes conectan ambos laterales de la tira conductora con el plano de masa.

Los principales parámetros de una estructura SIW son los siguientes:

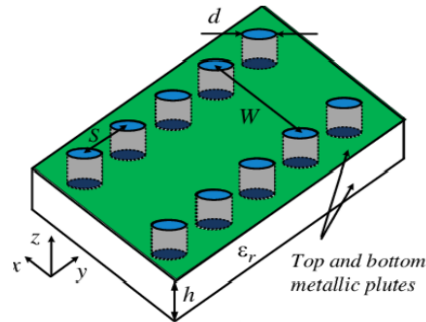


Figura 2.24: Esquema sencillo de una estructura SIW. (Fig. 1 de [9]).

- **w**: Anchura de la cavidad, la cual determinará su frecuencia de resonancia.
- **s**: Separación entre postes. En el caso de que queramos un comportamiento de pared eléctrica, esto es, reflexión total con desfase de $-\pi$ radianes al ver la pared, los postes deben estar suficientemente juntos (en comparación al tamaño de la onda). Para evitar el efecto de estas pérdidas hacia el otro lado de la pared, hay que tener en cuenta el diámetro de los postes y su relación con la separación.
- **d**: Diámetro de los postes. Para realizar un diseño adecuado y no tener fuga a través de las filas de postes, han de cumplirse las siguientes condiciones:

$$s \leq 2d \quad (2.19)$$

$$d \leq \frac{\lambda_g}{2} \quad (2.20)$$

Donde λ_g es la longitud de onda guiada (la cual depende de la constante dieléctrica del sustrato).

Las filas de vías cortocircuito evitan la existencia del modo transversal eléctrico magnético (TEM), los campos eléctrico y magnético propios de

este modo se definen únicamente en la dirección transversal a la de propagación, lo que posibilita estudiarlo mediante un análisis electrostático sencillo, esto indica que este es un modo de continua y, por tanto, los postes, al ser cortocircuitos, impiden su existencia, esto también ocurre para todos los modos TM('Transverse Magnetic'), en los que el campo magnético es transversal a la dirección de propagación.

Como ha sido comentado antes, en este estudio se parte de una HWMLWA como la de la Figura 2.23, sobre la cual se implementa una segunda fila de vías cortocircuitado, lo que dota a la estructura de propiedades de una SIW. La diferencia con respecto a un modelo típico de SIW es que la fila de pines implementada no actuará como pared eléctrica, si esto fuera así, la estructura solo presentaría un comportamiento puro de guía de onda.

La segunda fila de vías actuará por tanto como una superficie parcialmente reflectante o PRS('Partially Reflectant Surface'). En esta fila, las vías estarán lo suficientemente separadas como para permitir a la onda fugarse y, por tanto, aprovechar la naturaleza abierta de la tecnología 'Microstrip' y radiar energía al exterior. Este comportamiento recuerda un poco a la pared de una cavidad 'Fabry-Perot', donde a la vez que la oscilación sigue en el interior, en el exterior se observa una serie convergente de la potencia fugada.

La PRS de la estructura de la Figura 2.25 presenta la ventaja de que, para una cierta frecuencia y, por tanto, para un cierto ángulo de apuntamiento, es posible controlar el nivel de fuga o 'leakage level'. Por tanto, la constante de atenuación puede ser modificada de forma independiente a la constante de fase, gracias al ajuste de la distancia entre las vías de la PRS, tal y como se demuestra en [10].

Una vez conocida esta estructura, debemos situarnos en el punto de partida de este estudio, en el cual se modifica una antena de tipo HWMLWA en una de tipo SIW como la de la Figura 2.25, con el objetivo de estudiar una posible mejora en la dispersión del ángulo de apuntamiento del haz principal con la frecuencia.

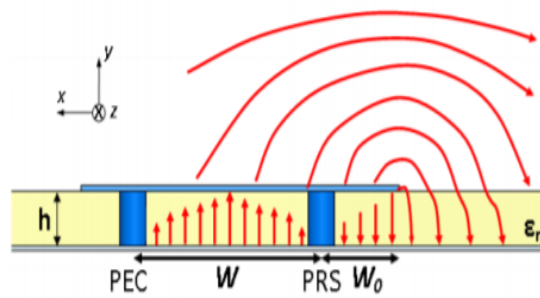


Figura 2.25: Corte transversal de una MLWA con PRS implementada a través de la fila de vías. (Fig. 2 de [10]).

Capítulo 3

Generación de 'Open Stopband' en estructuras periódicas para mejora de la dispersión de ángulo.

El hecho de implementar vías cortocircuito en una antena 'leaky-wave' de tipo 'half-width' en tecnología 'microstrip' permite tener libertad en el control del nivel de fuga para un cierto valor de constante de fase β_y , y por tanto, para un cierto valor de frecuencia y ángulo [10], además de esta gran ventaja, el hecho de modificar esta implementación lleva consigo la periodización de la estructura.

Tal y como se adelantó en la sección 2.0.5 del capítulo 2, un suceso en estructuras periódicas es el de la aparición de un 'bandgand' o 'stopband' en una determinada banda de frecuencias dentro de la región 'fast-wave' del modo TE_{10} de la antena.

3.0.1. Naturaleza de la 'Open Stopband' en estructuras periódicas

Como es bien sabido, la frecuencia de corte de un determinado modo de propagación en antenas 'leaky-wave' es aquella cuya diferencia de fase por unidad de longitud es tal que las distintas contribuciones de fuga a lo largo de la antena viajan en fase en la dirección 'broadside'.

Un inconveniente típico de las estructuras periódicas es la fuerte caída de la potencia radiada para frecuencias a las celdas unidad tienen un tamaño múltiplo de $\frac{\lambda}{2}$.

Si se estudia la estructura como una línea de transmisión en la cual, las discontinuidades entre celdas unidad son modeladas por impedancias (discontinuidades que no ocurren en una estructura uniforme), y se estudia el comportamiento del modo en la guía de forma cualitativa.

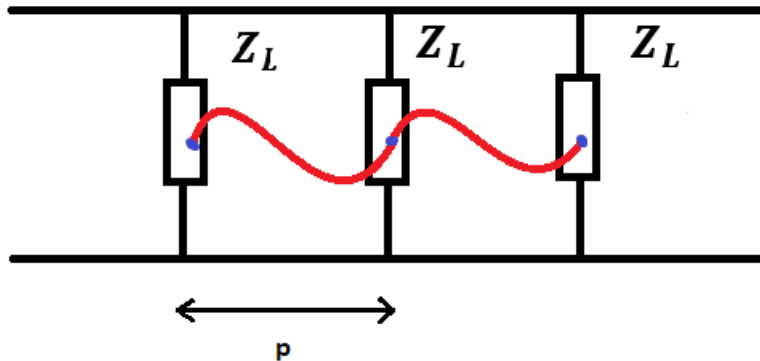


Figura 3.1: Circuito equivalente simplificado de una estructura. periódica

Debido al tamaño de la onda con respecto a p y a las discontinuidades, se encuentra un comportamiento de onda estacionaria dentro de cada cel-

da unidad. Si ahora nos fijamos en la onda roja de la Figura 3.1, la cual asociamos a la vibración longitudinal del campo eléctrico en la estructura, se aprecia un mínimo de tensión en cada impedancia, por lo que tenemos una situación de cortocircuito en cada una de las interfaces.

Como en esta situación, la onda de tensión presenta un nulo en cada discontinuidad, esta vibra a modo de una cuerda fija por sus extremos, maximizándose, de esta forma, la reflexión en la discontinuidad. Este nulo además equivale a un mínimo de tensión, por lo que las impedancias que modelan las discontinuidades de la estructura periódica son vistas como cortocircuitos, y por tanto, no existe radiación. Esto nos lleva a concluir que la impedancia vista desde el puerto de entrada es puramente reactiva, por lo que entonces, toda la potencia debe ser reflejada hacia la fuente, a este hecho es posible darle coherencia si se piensa en el recorrido de las ondas reflejadas en las discontinuidades.

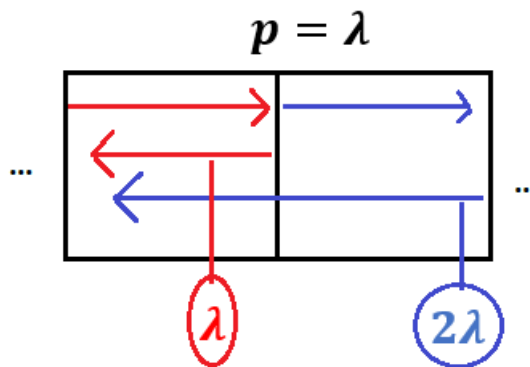


Figura 3.2: Ondas reflejadas en fase debido al tamaño de la celda en relación con la frecuencia del modo guiado.

Como se comentó en la sección 2.0.5, los modos de propagación en estructuras periódicas pueden ser estudiados como una superposición infinita de armónicos, conocidos como modos de Floquet. Volviendo a hacer

referencia a las ecuaciones estudiadas anteriormente:

$$E(x, y, z) = \sum_{-\infty}^{+\infty} = A(x, z)e^{-jkny} \quad (3.1)$$

$$\beta_n = \beta_0 + n\frac{2\pi}{p}; n \in N \quad (3.2)$$

Esto nos lleva a concluir que la 'Stopband' se debe abrir de forma periódica, y que, por tanto, todos los armónicos cuya frecuencia entre en resonancia con la celda unidad periódica darán lugar a esta reflexión fuerte de la potencia entregada a la guía.

En la Figura 3.2 se aprecia que todas las reflexiones producidas en cada una de las discontinuidades se suman en fase hacia la fuente, lo que entra en coherencia con la impedancia reactiva vista desde el puerto de entrada de la estructura.

Se ha de mencionar que la impedancia es puramente reactiva en un caso ideal, en el cual, la longitud de la estructura es infinita. En la práctica, con longitud finita y una determinada impedancia de carga, algo de potencia alcanzaría la carga, pero igualmente, la mayoría de potencia sería reflejada en fase hacia la fuente para las excitaciones que den lugar a este comportamiento en estructuras periódicas.

Si ahora miramos desde el punto de vista de la constante de propagación compleja, la tiene una parte imaginaria que modela las pérdidas por radiación, se aprecia que, cuando ocurre este suceso, la constante de atenuación α_y toma un valor prácticamente nulo, quedando una constante de propagación puramente real, ya que no existe radiación por onda de fuga en este contexto.

$$\alpha_y = 0 \quad (3.3)$$

$$k_y = \beta_y \quad (3.4)$$

Atendiendo ahora a la constante de fase de la guía (β_y) para las frecuencias en la que esta reflexión se da hacia la fuente, en la Figura 3.1 se aprecia que la onda progresiva pasa a tener un comportamiento de onda estacionaria,

esto nos lleva a explicar que, para el rango de frecuencias en el que se da la caída de potencia radiada debido a la resonancia en la celda unidad, la constante de fase no presenta la variación típica con la frecuencia de la 'fast-wave region', que será recordada en la Figura 3.3.

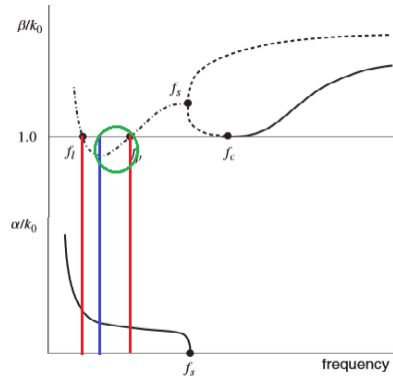


Figura 3.3: Solución matemática de la constante de propagación longitudinal (Figura 2.7). En verde aparece remarcado el rango de frecuencias en el que se definen los modos de fuga.[1]

Cuando ocurre entonces, esta caída de potencia repentina, la constante de fase de la guía deja de crecer con la frecuencia, se para su comportamiento creciente con la frecuencia, presentando un comportamiento plano, el cual es coherente con el comportamiento resonante de las ondas en las celdas unidad periódicas, pues para estas frecuencias, la onda no presenta un comportamiento progresivo, es decir, no es una 'travelling wave'.

La Figura 3.4 muestra entonces como la constante de fase modela físicamente el hecho de que la fase de la onda guiada deja de crecer con la frecuencia, debido a las resonancias en las celdas unidad.

Es por esto por lo que, a este suceso, se le conoce como 'Open Stopband', debido a que el comportamiento creciente de la constante de fase con la frecuencia en la región 'fast-wave', se para en el rango de frecuencias en el que ocurre esta caída drástica en la potencia radiada.

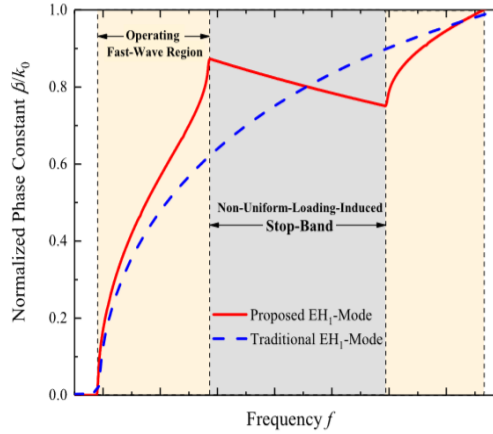


Figura 3.4: Curva azul: Constante de fase del modo de vibración EH_1 en 'fast wave region'. Curva roja: Comportamiento de la constante de fase del modo EH_1 debido a la 'Open Stopband' generada, donde un, existe un rango de frecuencias en el que potencia radiada decae fuertemente debido a las reflexiones en fase hacia la fuente. (Fig.1 de [6]).

La 'Open Stopband' trae consigo la peculiaridad de que, para frecuencias cercanas a esta, la constante de fase de la onda guiada varía más rápido en comparación a cómo variaría si la geometría de la estructura no diera pie a la aparición del 'bandgap'.

Esto es debido al cambio drástico del comportamiento en módulo de la estructura, si subimos en frecuencia poco a poco hacia un supuesto 'bandgap', pasaremos repentinamente de tener una onda progresiva que se fuga por el borde de la línea, a tener una reflexión muy fuerte de potencia hacia la fuente, esto indica entonces que nuestro circuito es muy sensible a cambios con la frecuencia, reflejándose así en el comportamiento en fase de la estructura.

Esta relación entre los comportamientos de módulo y fase de un sistema se aprecia de forma muy visual, por ejemplo, observando una respuesta

paso banda genérica de una determinada estructura RLC. En la siguiente respuesta, para dos frecuencias similares, el filtro se comportará de forma parecida, esto se aprecia fácilmente en su respuesta suave en módulo.

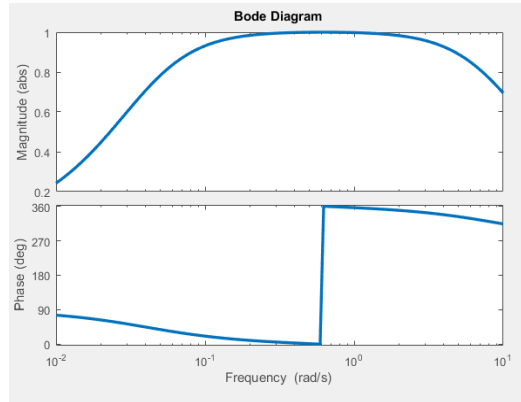


Figura 3.5: Filtro RLC con respuesta suave.

Comparando la anterior respuesta con la de otro filtro RLC de respuesta más abrupta.

Se aprecia que, para dos frecuencias muy próximas, es decir, para dos ondas muy parecidas, el circuito responde de forma muy distinta. La explicación para que, para dos vibraciones similares, obtengamos respuestas muy distintas, es que el comportamiento en fase del sistema sea muy sensible con la frecuencia, ya que en ese caso, con un ligero cambio en la frecuencia, la distribución de fases cambia completamente. Esto ocurre con el filtro de la Figura 3.6, en las frecuencias en torno a ese cambio brusco en la distribución de potencia, el comportamiento en fase del circuito es muy sensible (zonas remarcadas en rojo). Esto nos lleva a concluir que, un cambio brusco en la distribución de la potencia en una determinada estructura, se verá fuertemente reflejado en el comportamiento en fase de la onda propagándose por esta, ya que lo que hará que la potencia sea reflejada hacia el puerto de entrada o no, será que las reflexiones periódicas en la estructura se sumen en fase hacia la fuente.

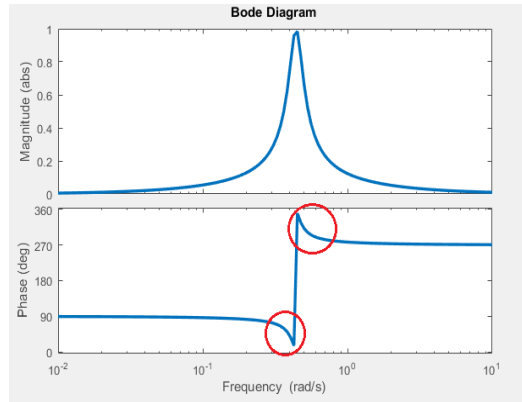


Figura 3.6: Filtro RLC con respuesta selectiva (Comportamiento en fase inestable con la frecuencia en las bandas cercanas al cambio brusco en la respuesta).

Esta propiedad de coherencia física de los sistemas explica que en las frecuencias cercanas a la 'Open stopband', la constante de fase de la antena 'leaky-wave' varíe más rápido con la frecuencia. Conforme nos acercamos en frecuencia a la situación física que produce el 'bandgap' (Figura 3.1), la estructura periódica presentará un fuerte rechazo de la potencia entregada de forma repentina, lo que llevará asociado que el comportamiento en fase sea muy sensible a los cambios de frecuencias en las bandas en torno al 'bandgap'.

3.0.2. Excitación de una 'Open Stopband' para mejora del escaneo espacial de antenas 'leaky-wave' en tecnología planar.

Como se ha estudiado en el capítulo 2, el ángulo de apuntamiento del haz principal de una antena 'leaky-wave' cambia con la frecuencia, esto queda bien reflejado en las figuras 2.11 y 2.12. Además, la relación entre el ángulo de apuntamiento y la frecuencia se escribe a partir de la constante de fase de la onda guiada β_y (ecuación (2.12)).

Si entonces, el ángulo de apuntamiento cambia con la frecuencia, es lógico pensar que el rango de ángulos posibles a cubrir con nuestra antena queda limitado a su ancho de banda de operación, es decir, al rango de frecuencias que cumple que la onda que se propaga por la estructura es una onda rápida o 'fast wave'. Este ancho de banda de operación de la antena queda fijado por la constante dieléctrica del sustrato:

$$f_c \leq f \leq \frac{f_c \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3.5)$$

Donde f_c es la frecuencia de corte del primer modo de fuga de nuestra antena microstrip y ϵ_r la constante dieléctrica del sustrato.

Cubrir el mayor espacio posible para un determinado rango de frecuencias es ventajoso para múltiples aplicaciones, ya que se optimiza el número de canales requeridos para dar cobertura a una determinada zona.

Si se atiende a la línea azul de la Figura 3.4, esta representa cómo se comporta el modo EH_1 con la frecuencia, aquí se puede ver cómo los valores que puede tomar la constante de fase de la 'leaky' quedan limitados al rango de frecuencias de la región 'fast wave', así como los ángulos. Con la generación de la 'Open Stopband', como ha sido comentado en la sección anterior, el comportamiento en fase del circuito es muy sensible a cambios con la frecuencia en rangos cercanos al rechazo fuerte de la potencia entregada a la guía, es decir, el circuito se vuelve muy sensible cuando cambios bruscos se aproximan, lo que se traduce en una variación más rápida de la constante de fase con la frecuencia (curva roja de la Figura 3.4).

Que la constante de fase del modo guiado varíe muy rápido con la frecuencia se traduce en que, con poco cambio de frecuencia, tendremos un desfase grande por unidad de longitud, y por tanto, el ángulo de apuntamiento del haz principal variará más rápido con la frecuencia. Si volvemos a las figuras 2.11 y 2.12, podríamos decir, a modo de ejemplo, que para una determinada frecuencia f , en una estructura que presenta un comportamiento como el de la curva azul de la Figura 3.4, la 'leaky' apuntaría con un ángulo θ_m .

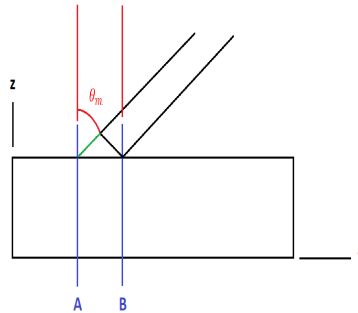


Figura 3.7: Ángulo de apuntamiento (θ_m) del haz principal para una determinada frecuencia f

Si la estructura es modificada periódicamente con el fin de generar un 'bandgap' para el modo operativo en cuestión, en este caso, si el 'bandgap' se sitúa en frecuencias superiores y próximas a f , para la misma frecuencia f , debido a la mayor sensibilidad del comportamiento en fase del circuito con la frecuencia, la constante de fase tomará un valor mayor, lo que se traduce en un ángulo de apuntamiento más lejano a 'broadside'. Este comportamiento queda reflejado en la curva roja de la Figura 3.4.

Es decir, para un supuesto rango de frecuencias entre el corte de la antena y f , en el caso periódico, donde existe un 'bandgap', es posible cubrir más espacio ($\theta_{m2} > \theta_m$), ya que al variar más rápido la constante de fase, también lo hará el ángulo de apuntamiento, siempre que esta banda se sitúe próxima al 'bandgap'.

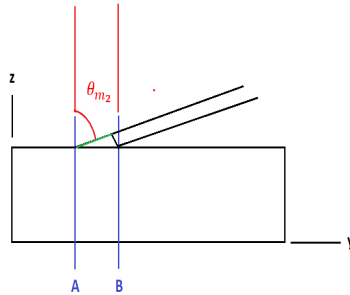


Figura 3.8: Ángulo de apuntamiento (θ_{m2}) del haz principal para el mismo valor f que en la Figura 3.7. ($\theta_{m2} > \theta_m$)

3.0.3. Implementación de vías cortocircuito para mejora en la dispersión de ángulo en 'Microstrip Leaky-Wave Antennas'.

Antes de comenzar con el desarrollo de esta sección, se remarca que, de aquí en adelante, todas las variables mencionadas en cada una de las simulaciones, se corresponderán con los parámetros físicos mostrados en el apéndice C.

Dado que la aparición de una 'Open Stopband' es un inconveniente común a la hora de diseñar antenas 'leaky-wave' periódicas, múltiples técnicas se han desarrollado con el fin de suprimirla [3][16].

Una de ellas es la desarrollada en [7]. Aquí, los autores proponen una celda unidad periódica como la de la Figura 3.9, compuesta por dos medios de transmisión distintos. Mediante las reflexiones producidas en los cambios de medio de la celda unidad, consiguen que en frecuencias en torno al corte de la 'leaky' no se de un retorno fuerte de potencia, eliminando, de esta forma, la 'Open Stopband' que les aparecía en 'broadside' debido al primer diseño que buscaron realizar.

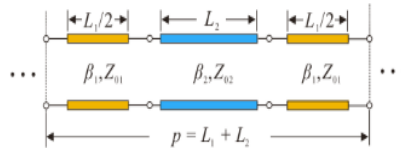


Figura 3.9: Celda unidad de la estructura propuesta en [7], donde, para frecuencias cercanas al corte, se diseña con el fin de suprimir la 'Open Stopband'.(Fig.1 de [7]).

Sin embargo, en este estudio, el interés reside en excitar una 'Open Stopband' en un cierto rango de frecuencias, con el propósito de operar en frecuencias próximas a esta, consiguiendo una mayor dispersión de ángulo con la frecuencia, cubriendo así, el mayor dominio espacial posible en una banda fija, lo que además daría más resolución espacial a los haces de las distintas frecuencias de operación.

Por tanto, se periodizará la estructura a mejorar en busca de una 'Open Stopband', para así optimizar sus prestaciones de escaneo con la frecuencia. Esta es una técnica de 'fast scanning', ya que permite escanear el espacio de forma muy rápida con la frecuencia, gracias a la propiedad de escaneo de las antenas 'leaky-wave'.

Danpeng Xie y Lei Zhu [6] estudiaron el efecto de periodizar una 'Half-Width-Microstrip Leaky-Wave Antenna' mediante la inserción de vías corcortocircuito, de esta forma, el periodo (T) de la estructura y la distancia entre vías, podría controlarse para qué frecuencias ocurre esta resonancia cuyas reflexiones derivan en un retorno fuerte de potencia hacia la fuente y por tanto, en la generación de un 'bandgap'.

Para dicho estudio, propusieron el siguiente diseño, donde vemos que la antena 'leaky' está compuesta de dos guías fundamentales (Figura 3.10).

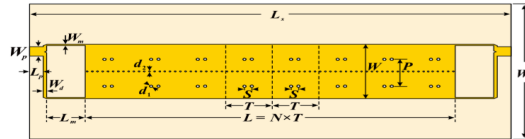


Figura 3.10: Esquema de la 'Microstrip Leaky-Wave Antenna' con vías cortocircuito propuesta en [6] para estudiar la mejora del escaneo con la frecuencia.(Fig. 10 de [6]).

Partiendo del estudio de [7], donde mediante la obtención del mismo desfase para ambos medios de la Figura 3.9 se conseguía eliminar un 'band-gap' en frecuencias en torno al corte de la antena, los autores de [6] trasladaron esta situación a la banda a la que ellos deseaban generar la 'Stopband', para comprobar, de esta forma, que este comportamiento se seguía manteniendo.

Esto lo probaron mediante la simulación de la estructura cuando todas las vías están situadas de forma equidistante unas con otras:

$$S = 0,5T \quad (3.6)$$

Donde S es la separación entre postes y T el tamaño de la unidad periódica. De esta forma comprobaron que, efectivamente, trasladando el comportamiento de [7] en torno a 'broadside' a la banda de 3.8 GHz, no aparece el 'bandgap', como se aprecia en la Figura 3.12.

Si comparamos este caso con el de la Figura 3.9, al ser todas las secciones de la celda unidad, el mismo medio (Z_w , Figura 3.11), para el caso uniforme ($S = 0,5T$), estaríamos bajo la condición de igual desfase entre secciones para frecuencias en torno al corte propuesta en [7] para la eliminación del

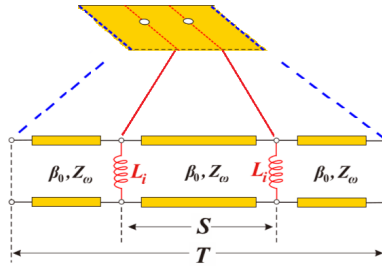


Figura 3.11: Celda unidad y circuito equivalente de la unidad del diseño propuesto en [6]. (Fig. 2 de [6]).

'bandgap'.

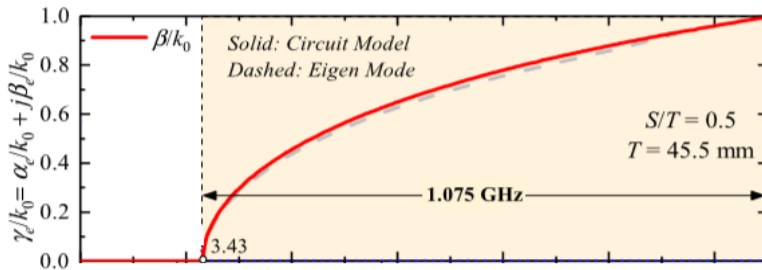


Figura 3.12: Constante de fase de la onda guiada cuando, sobre la frecuencia a la que se desea abrir el 'bandgap', se ha aplicado la condición de [6], que equivale a una separación entre vías de $S = 0,5$ en el diseño.(Fig.4 de [6]).

En la Figura 3.12 se comprueba que, trasladando el comportamiento que eliminaba el 'bandgap' en torno a 'broadside' a través de un diseño con $S = 0,5T$, no se excita ninguna 'Open Stopband' en la banda deseada, este hecho se aprecia en que la constante de fase de la onda guiada mantiene su comportamiento continuo y creciente con la frecuencia para toda la región 'fast-wave'.

A partir de aquí, como se esta situación física a la banda de interés, los autores concluyen que si los postes situados de forma equidistante estarían eliminando un 'bandgap', acercando los postes, se evitaría la interferencia destructiva provocada de las reflexiones hacia la fuente para la frecuencia a la que la celda unidad resuena (interferencia destructiva conseguida a partir de la condición de igual desfase entre tramos).

Si el suceso anterior ocurre ,entonces, acercando los postes entre sí, y por tanto alterando la condición de fase que suprime el 'bandgap' en [], este debe aparecer a la frecuencia a la que los postes, en su implementación uniforme ($S = 0,5T$), lo estarían eliminando. Si entonces se estudia la constante de fase de la onda guiada en estructura cuando acercamos los postes entre sí:

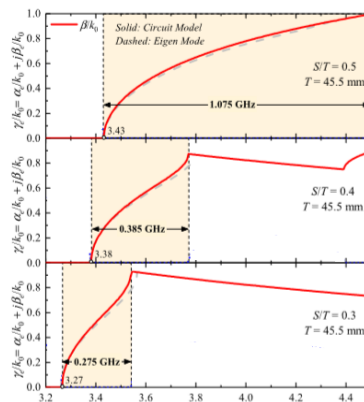


Figura 3.13: Cambio de la constante de fase β_y para las separaciones entre postes de $S = 0,5T$, $S = 0,4T$ y $S = 0,3T$. (Fig. 4 de [6]).

Se confirma que, al acercar los postes, se genera una 'Open Stopband' a la frecuencia a la que las vías cortocircuito consiguen eliminarla cuando están implementadas con una separación de $S = 0,5T$.

Tras ajustar el diseño, los autores de [6] consiguen una dispersión de ángulo de $0,135 \frac{\text{deg}}{\text{MHz}}$, con respecto a los $0,028 \frac{\text{deg}}{\text{MHz}}$ que se dan cuando $S = 0,5T$, o lo que es lo mismo, cuando no existe el 'bandgap' en las frecuencias inmediatamente superiores a las de interés.

El rango de interés en el que buscaron mejorar la dispersión de ángulo es el de 3.4-3.7 GHz, es por ello por lo que se excita la 'Open Stopband' en torno a 3.8 GHz.

Sin la mejora en la sensibilidad de la constante de fase de la 'leaky' con la frecuencia debido a la generación del 'bandgap', es decir, cuando $S = 0,5T$, entre 3.4 y 3.7 GHz, se conseguía un FoV de aproximadamente unos 22 grados, es decir, las frecuencias de 3.4 y 3.7 GHz estarían separadas 22 grados espacialmente.

Al provocar la 'Stopband' y, por tanto, mejorar la dispersión de ángulo con la frecuencia, para las especificaciones propuestas por los autores (Figura 3.14), se consigue un campo de visión (FoV) de unos 44 grados entre 3.4 y 3.7 GHz, lo que quiere decir que gracias a generar el 'bandgap' y trabajar en una banda próxima a este, para un mismo rango de frecuencias, se consigue cubrir el doble de espacio a la hora de radiar.

TABLE I
DIMENSION PARAMETERS OF THE NONUNIFORM-LOADED
EH₁-MODE MLWA

Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
W_m (mm)	0.2	W (mm)	42.0	L (mm)	346.4
L_m (mm)	16.5	P (mm)	33.6	N	8
W_p (mm)	5.0	T (mm)	43.3	W_s (mm)	100.0
L_p (mm)	5.0	d_1 (mm)	0.8	L_s (mm)	392.4
W_d (mm)	1.5	d_2 (mm)	0.6	S (mm)	13.0

Figura 3.14: Tabla de especificaciones del diseño propuesto en [6].

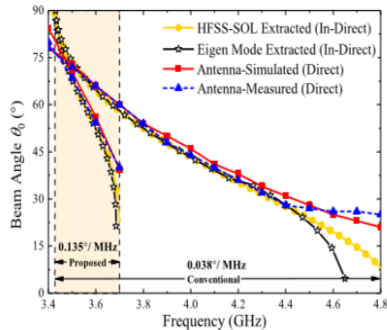


Figura 3.15: Mejora de la dispersión de ángulo con respecto a la configuración uniforme donde no existe un 'bandgap' en frecuencias superiores y cercanas a los canales 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz. (Fig.14 de [6]).

3.0.4. Comprobación de la técnica propuesta en [6] para la mejora de la dispersión de ángulo en la banda de 3.4-3.7 GHz.

El objetivo de este estudio es aplicar la técnica de mejora en la capacidad de escaneo con la frecuencia estudiada en esta sección a una HWMLWA ('Half-Width Microstrip Leaky-wave Antenna') para aplicaciones en banda BLE, como la de la Figura 3.16.

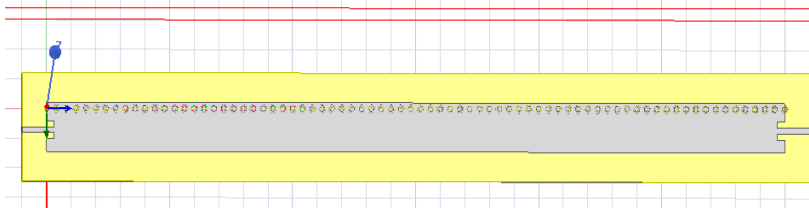


Figura 3.16: Antena 'leaky-wave' de tipo 'Half-Width' para aplicaciones en banda BLE.

Para ello, se ha comprobado el correcto funcionamiento de la técnica simulando una estructura similar a la que encontramos en la Figura 3.11.

En concreto, se ha simulado la mitad de la estructura propuesta por [6] (Figura 3.11), para así trabajar sobre un diseño similar a la antena 'leaky' de la Figura 3.16, que es sobre la cual, como objetivo final, se acabará aplicando la técnica de mejora de la dispersión de ángulo con la frecuencia.

Implementando la superficie parcialmente reflectante (PRS) en la estructura de la Figura 3.17, la cual da periodicidad a la estructura y permite ajustar en qué frecuencias generar el 'bandgap', se ha estudiado, en torno a las especificaciones de la Figura 3.14, el efecto de acercar los postes entre sí, y si este hecho genera una 'Open Stopband' en la banda deseada.

Simulación con HFSS para comprobar que, mediante la técnica propuesta en [6], se consigue un FoV en torno a 44 grados implementando una PRS en una estructura de tipo 'Half-Width'.

En este apartado se comprueba la validez de la técnica en la banda de 3.8 GHz, donde, mediante el diseño mostrado en la siguiente lista, debe cubrirse un Fov de 44 grados en la banda de 3.4 a 3.7 GHz.

Para ello se ha realizado un análisis discreto para las frecuencias de 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz.

Datos de la simulación 1:

- $\epsilon_r = 2,2$
- $h = 1,6mm$
- $W = 22,15mm$
- $D = 16,8mm$
- $d_1 = 0,8mm$
- $d_2 = 0,6mm$

- $T = 43,3mm$
- $S = 0,3T$
- $L = 352mm$
- $P_0 = 3mm$

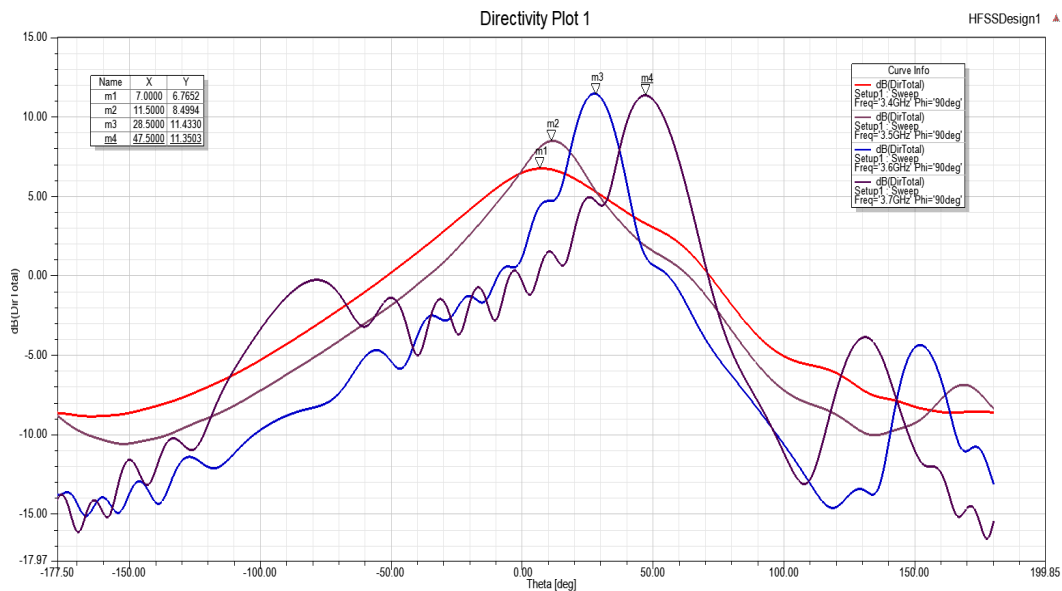


Figura 3.17: Simulación 1. Diagramas de radiación (directividad) para las frecuencias de 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz.

Donde se obtienen las siguientes prestaciones en cuanto a dispersión de ángulo:

Frecuencia	Ángulo de apuntamiento
3.4 GHz	7 grados
3.5 GHz	11.5 grados
3.6 GHz	28.5 grados
3.7 GHz	47.5 grados

Vemos que se consigue un FoV de 40.5 grados, lo que se asemeja bastante a la mejora obtenida en [6].

Pensando entonces en la naturaleza que da lugar a una 'Open Stopband', como esta ocurre debido a las resonancias de la onda progresiva con las discontinuidades periódicas de la guía, si se aumenta ligeramente el periodo de la estructura, esta resonancia se dará para una frecuencia menor, acercando así el 'bandgap' a nuestro límite superior (3.7 GHz), esto conllevará un aumento de la pendiente de la curva de fase de la onda guiada en la estructura, mejorando así el FoV.

Por tanto, en la segunda simulación, se ha aumentado el tamaño de la celda unidad hasta 44 mm.

Datos de la simulación 2:

- $\epsilon_r = 2,2$
- $h = 1,6mm$
- $W = 22,15mm$
- $D = 16,8mm$
- $d_1 = 0,8mm$
- $d_2 = 0,6mm$
- $T = 44mm$
- $S = 0,3T$
- $L = 352mm$
- $P_0 = 3mm$

En la Figura 3.19 se aprecia cómo aumentando ligeramente la periodicidad, se consigue bajar el 'bandgap' de frecuencia. Este cambio, además, no altera la frecuencia de corte de la guía, ya que esta viene determinada por la resonancia transversal de los modos a propagarse en la guía.

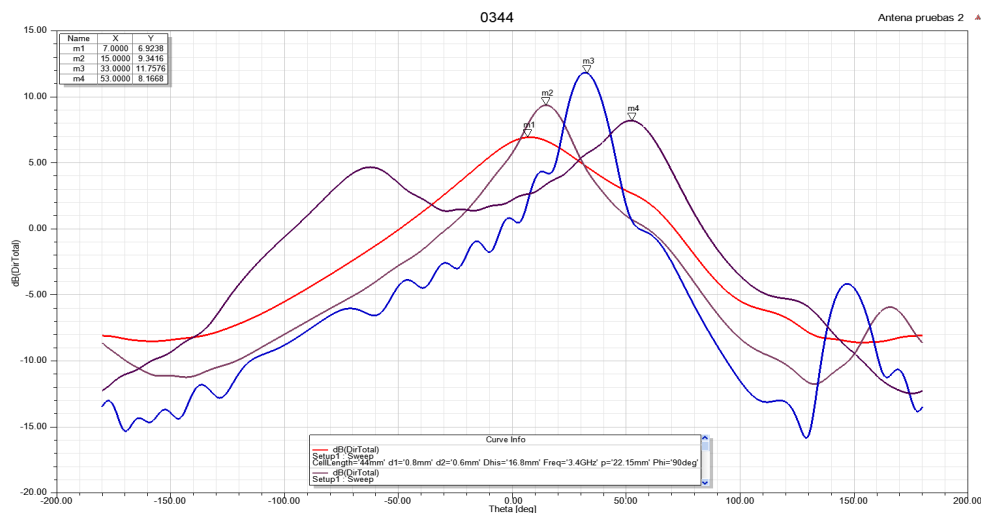


Figura 3.18: Simulación 2. Diagramas de radiación (directividad) para las frecuencias de 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz.

Frecuencia	Ángulo de apuntamiento
3.4 GHz	7 grados
3.5 GHz	15 grados
3.6 GHz	33 grados
3.7 GHz	53 grados

En esta simulación, además, se aprecia que el 'bandgap' se ha bajado hasta 3.7 GHz, lo que se refleja en el diagrama de radiación a 3.7 GHz (curva lila). Como se ha estudiado, a la frecuencia a la que ocurre este suceso, el sistema presenta fuerte rechazo a la potencia entregada y, por tanto, una eficiencia de radiación prácticamente nula ($\alpha_y = 0$). Esto nos lleva a comentar que el dato del ángulo de apuntamiento en la tabla para 3.7 GHz no es útil para una aplicación real de esta mejora.

Esta reflexión fuerte que vemos reflejada en el diagrama de radiación de 3.7 GHz en la Figura 19 también puede apreciarse en los parámetros de dispersión de la estructura, en concreto en el S_{11} , que indica, cuánta de la potencia introducida en la estructura se verá reflejada hacia el puerto de entrada (importante recordar que este parámetro está referido a la impedancia de 50 ohmios, es decir, la adaptación para una frecuencia se dará cuando, trabajando en esta, la onda vea 50 ohmios y por tanto no aprecie ningún cambio de medio en la interfaz de entrada a la guía).

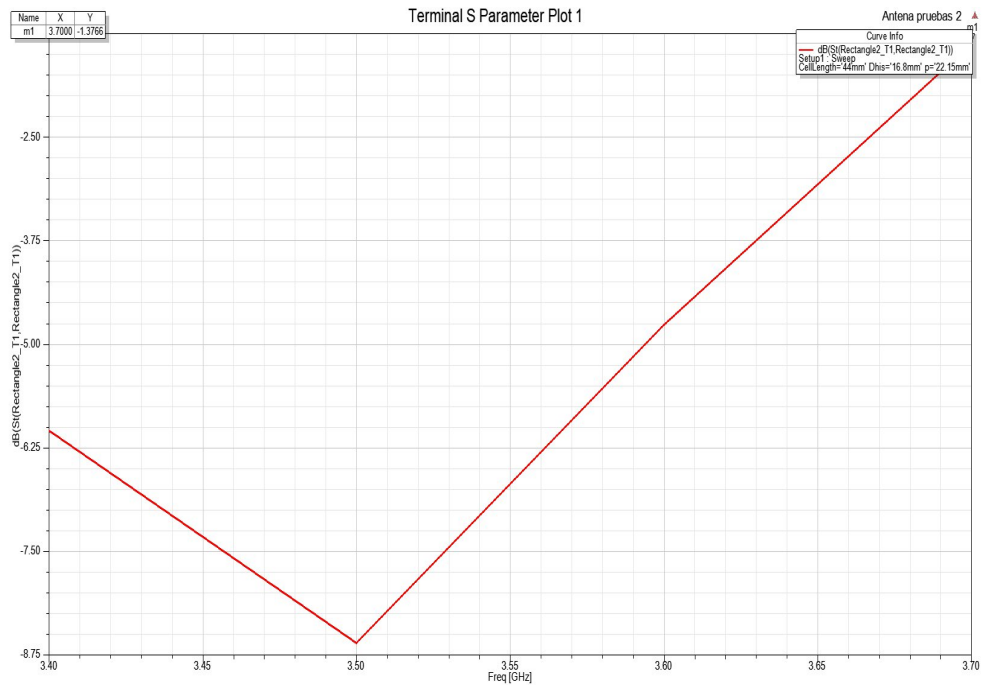


Figura 3.19: Simulación 2. Módulo del parámetro S_{11} para las frecuencias 3,4 GHz, 3.5 GHz, 3.6 GHz y 3.7 GHz.

Si el 'bandgap' está situado en torno a 3.7 GHz en la simulación 2, si miramos la adaptación a 3.7 GHz de nuestra estructura, se aprecia cómo el retorno de potencia es muy fuerte, en concreto:

$$S_{11} = -1,3766(dB) \quad (3.7)$$

O lo que es lo mismo, aproximadamente un 73 por ciento de la potencia entregada se verá reflejada hacia el puerto de entrada. De esta forma, demostramos la coherencia entre la baja eficiencia de radiación y las reflexiones en fase hacia a fuente, que dan lugar a este 'bandgap' en la curva de propagación del modo de fuga.

Si al subir el periodo de la celda a 44 mm hemos acercado demasiado la 'stopband', afectando a una de nuestras frecuencias de trabajo, debemos reducir ligeramente este periodo, para que así el 'bandgap' esté lo más cerca posible sin afectar a la radiación en nuestra banda de trabajo.

Reduciendo ahora el tamaño de la celda a 43.7 mm.

Datos de la simulación 3:

- $\epsilon_r = 2,2$
- $h = 1,6mm$
- $W = 22,15mm$
- $D = 16,8mm$
- $d_1 = 0,8mm$
- $d_2 = 0,6mm$
- $T = 43,7mm$
- $S = 0,3T$

- $L = 352mm$
- $P_0 = 3mm$

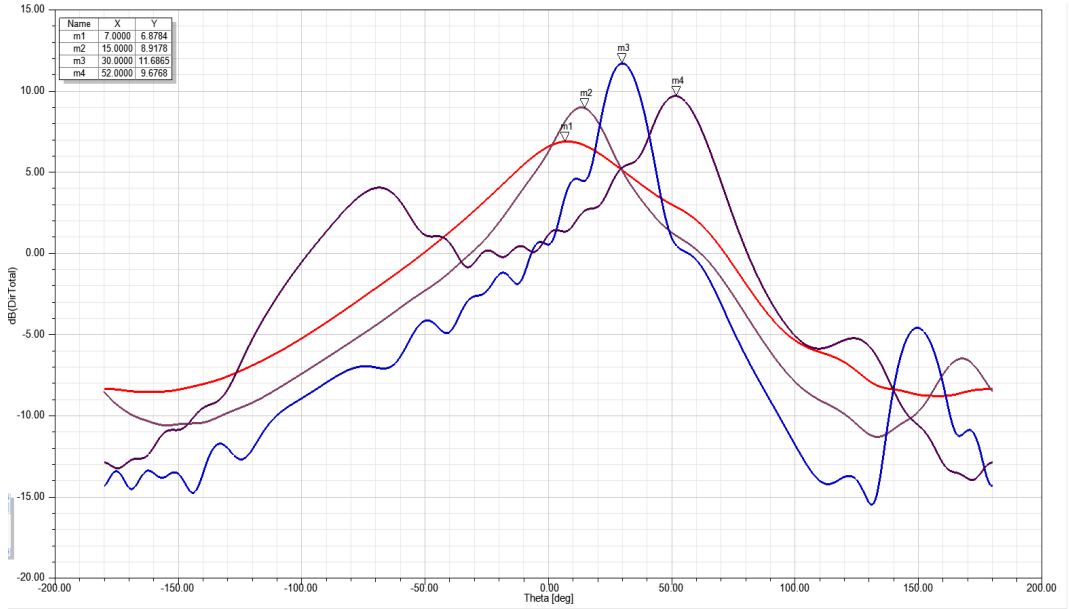


Figura 3.20: Simulación 3. Diagramas de radiación (directividad) para las frecuencias de 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz.

Frecuencia	Ángulo de apuntamiento
3.4 GHz	7 grados
3.5 GHz	15 grados
3.6 GHz	33 grados
3.7 GHz	52 grados

En la Figura 3.21 se aprecia cómo ha mejorado la fuga de energía para 3.7 GHz, esto es debido a que se ha reducido el periodo fundamental de la estructura, provocando así que la resonancia que genera la 'stopband' se de a una frecuencia ligeramente superior.

Aún así, el haz a 3.7 GHz sigue siendo mejorable, pues se aprecia un lóbulo secundario de tamaño considerable.

Si atendemos al parámetro S_{11} , se aprecia cómo para la excitación de la guía a 3.7 GHz sigue apareciendo una reflexión muy fuerte en el puerto de entrada.

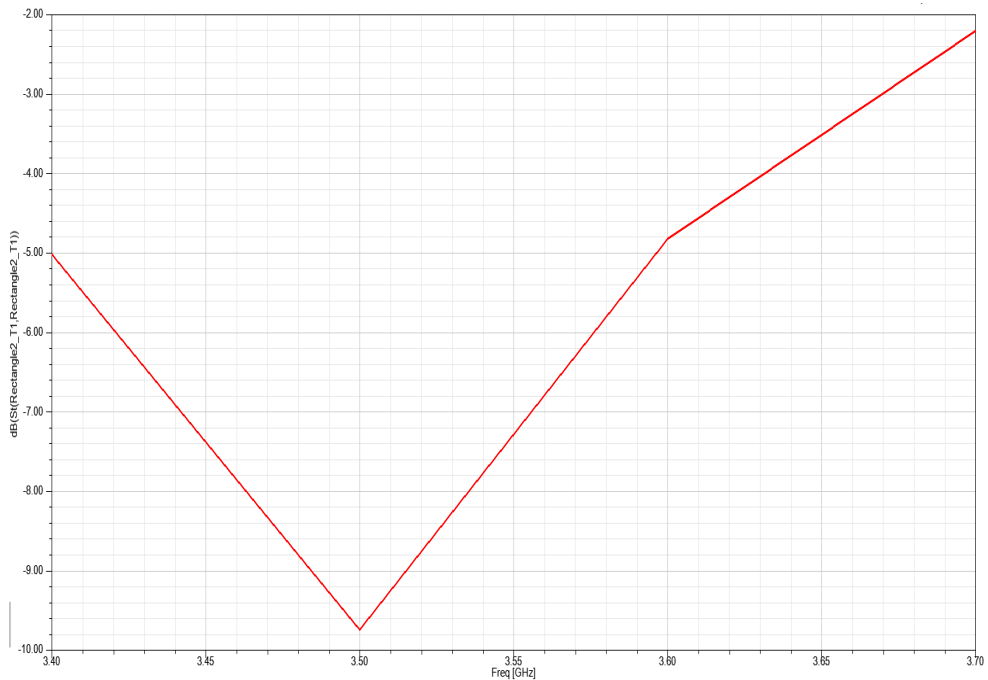


Figura 3.21: Simulación 3. Módulo del parámetro S_{11} para las frecuencias 3,4 GHz, 3.5 GHz, 3.6 GHz y 3.7 GHz.

Viendo que la estructura sigue presentando baja eficiencia de radiación para 3.7 GHz, el periodo de la estructura se vuelve a ajustar ligeramente, reduciendo su tamaño, para así alejar el 'bandgap' un poco más en frecuencia.

Datos de la simulación 4:

- $\epsilon_r = 2,2$
- $h = 1,6mm$
- $W = 22,15mm$
- $D = 16,8mm$
- $d_1 = 0,8mm$
- $d_2 = 0,6mm$
- $T = 43,5mm$
- $S = 0,3T$
- $L = 352mm$
- $P_0 = 3mm$

Frecuencia	Ángulo de apuntamiento
3.4 GHz	7.5 grados
3.5 GHz	15 grados
3.6 GHz	28.5 grados
3.7 GHz	50 grados

Vemos que, con un periodo ligeramente menor, en concreto de 43.5 mm, sí se ha conseguido una mejor eficiencia de radiación para 3.7 GHz.

Si comparamos este resultado con el de la simulación 1, la cual estaba basada completamente en la solución propuesta en [6], se aprecia como se ha conseguido optimizar ligeramente el FoV, de 40 grados en la primera simulación, a 42.5 grados en esta última, consiguiendo así cubrir en la banda de trabajo de 3.4 a 3.7 GHz, desde 7 hasta 50 grados aproximadamente.

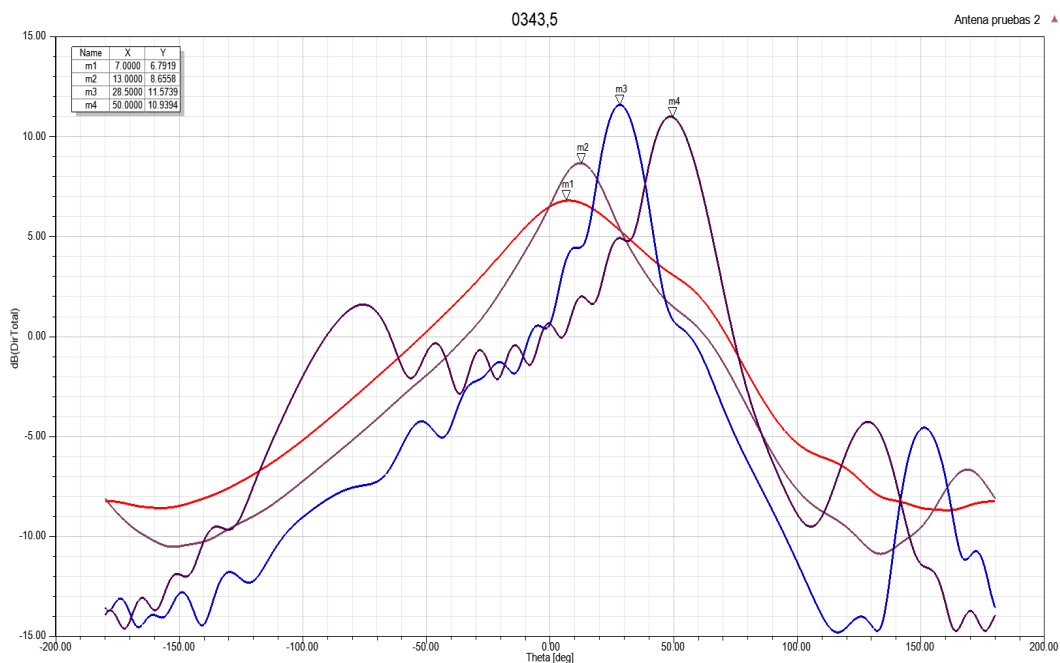


Figura 3.22: Simulación 4. Diagramas de radiación (directividad) para las frecuencias de 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz.

Si ahora se atiende al parámetro S_{11} (Figura 3.24), se aprecia cómo este se reduce hasta un valor de -3.3118 (dB), la reflexión hacia la fuente ya no es tan fuerte, lo que indica que, efectivamente, hemos alejado el 'bandgap' de esta frecuencia. Se aprecia además cómo el nivel del lóbulo secundario es menor que en el caso de la simulación 3, aunque sigue siendo significativo.

Esta adaptación sigue sin ser suficientemente buena, a pesar de ello, se obtiene una buena directividad para la frecuencia de 3.7 GHz. Alejando más el 'bandgap', se podría optimizar esta adaptación, a costa de escanear menos dominio espacial en la banda de 3.4 a 3.7 GHz.

Se ha comprobado la utilidad de esta técnica para los canales de 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz, los cuales se han conseguido separar espacialmente gra-

cias a la variación rápida de la constante de fase de la antena 'leaky-wave' con la frecuencia, dicha variación rápida se ha conseguido excitando un 'bandgap' en una frecuencia inmediatamente superior al rango de interés, consiguiendo finalmente un FoV de 42.5 grados entre 3.4 y 3.7 GHz.

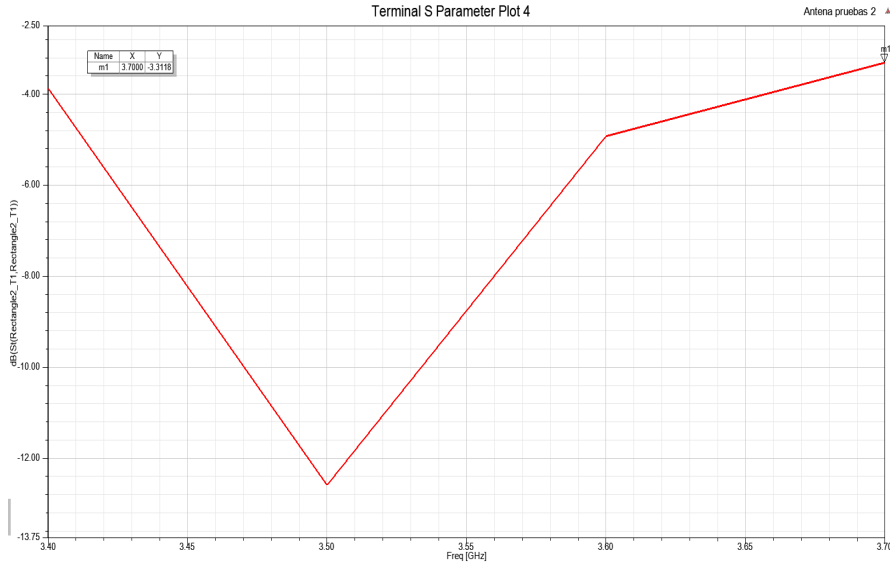


Figura 3.23: Simulación 4. Módulo del parámetro S_{11} para las frecuencias 3,4 GHz, 3,5 GHz, 3,6 GHz y 3,7 GHz.

3.0.5. Aplicación de la técnica de escaneo rápido en frecuencia mediante la implementación de vías cortocircuito a una 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna' en FR4 para aplicaciones en banda BLE.

Las frecuencias de trabajo a utilizar para aplicaciones en banda BLE ('Bluetooth Low Energy') son las siguientes:

- Canal 37: 2.402 (GHz)
- Canal 38: 2.426 (GHz)
- Canal 39: 2.480 (GHz)

La antena sobre la que se desea aplicar la mejora en frecuencia consigue escanear los canales BLE en los siguientes ángulos:

- Canal 37: 13.7 grados.
- Canal 38: 18.5 grados.
- Canal 39: 29 grados.

Las especificaciones de la antena 'leaky-wave' de tipo 'half-width' sobre la que se va a aplicar la técnica se adjuntan en la siguiente Figura.

- $\epsilon_r = 4,4$
- $h = 1mm$
- $W = 14,52mm$
- $D = 16,8mm$
- $d_0 = 1mm$
- $L = 430mm$
- $P_0 = 4mm$

En la siguiente figura vemos el diagrama de radiación en directividad para cada uno de los tres canales BLE, el cual, además, representaremos normalizado con el fin de ver bien el corte entre los haces de las distintas frecuencias.

Vemos que el FoV del diseño original es de unos 15 grados aproximadamente, y que, además, los canales 37 y 38 especialmente, están muy solapados en el espacio.

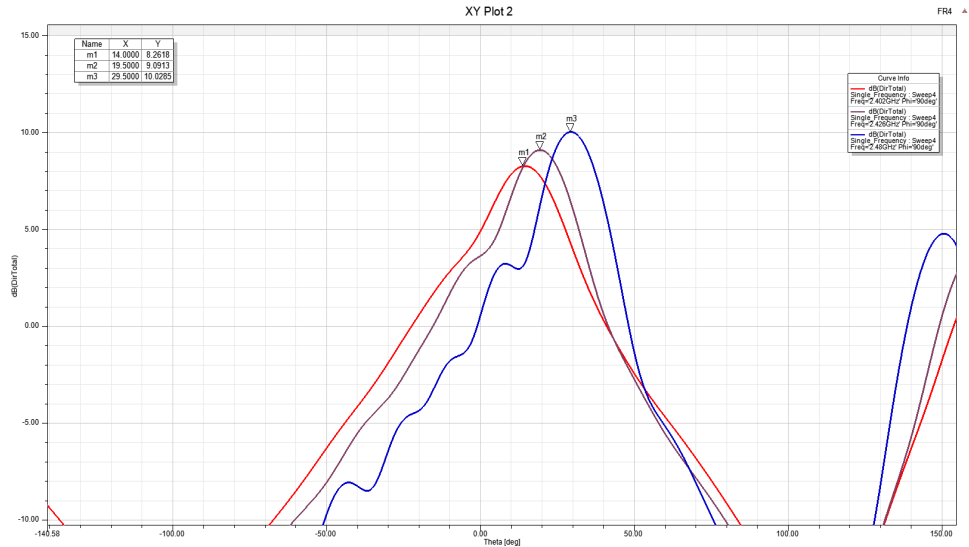


Figura 3.24: Diagramas de radiación(directividad) de los tres canales BLE de la 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna' original.

En la Figura 3.26 se aprecia cómo los haces se cortan entre sí para valores muy cercanos al máximo, característica que mejoraría si se consigue mejorar la dispersión de ángulo en la banda BLE.

Es importante remarcar que la separación entre el primero y el último de los canales BLE es de menos de 0.1 GHz, sabiendo que la técnica probada consigue un FoV de 42.5 grados para un rango de 0.4 GHz de ancho, a priori, podemos pensar que la variación de la constante de fase con la frecuencia no será lo suficientemente rápida como para separar mucho los canales 37, 38 y 39, ya que la mayor diferencia de ángulo entre dos canales consecutivos (0.1 GHz de ancho) fue de 22.5 grados.

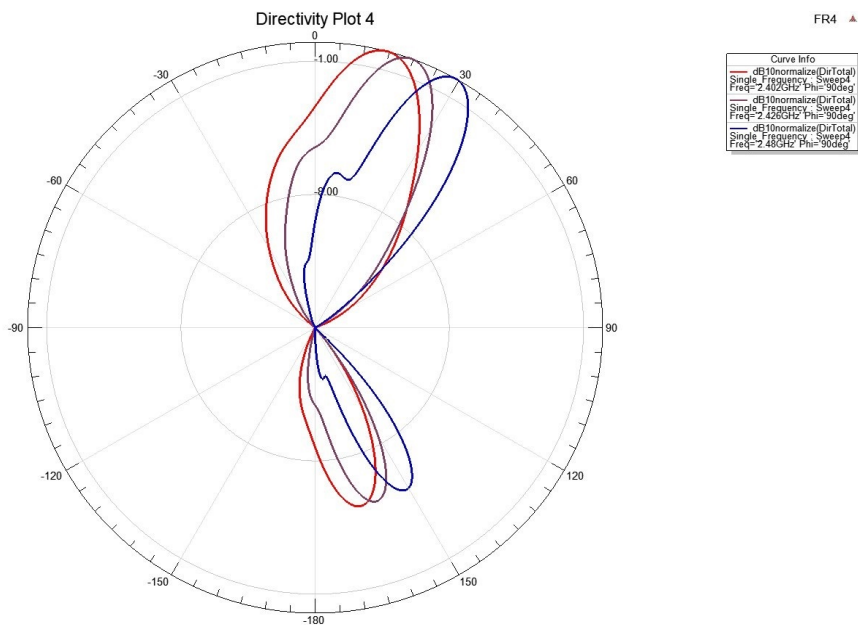


Figura 3.25: Diagramas de radiación (directividad) en coordenadas polares de los tres canales BLE de la 'Half-Width Microstrip Leaky-Wave Antenna' original.

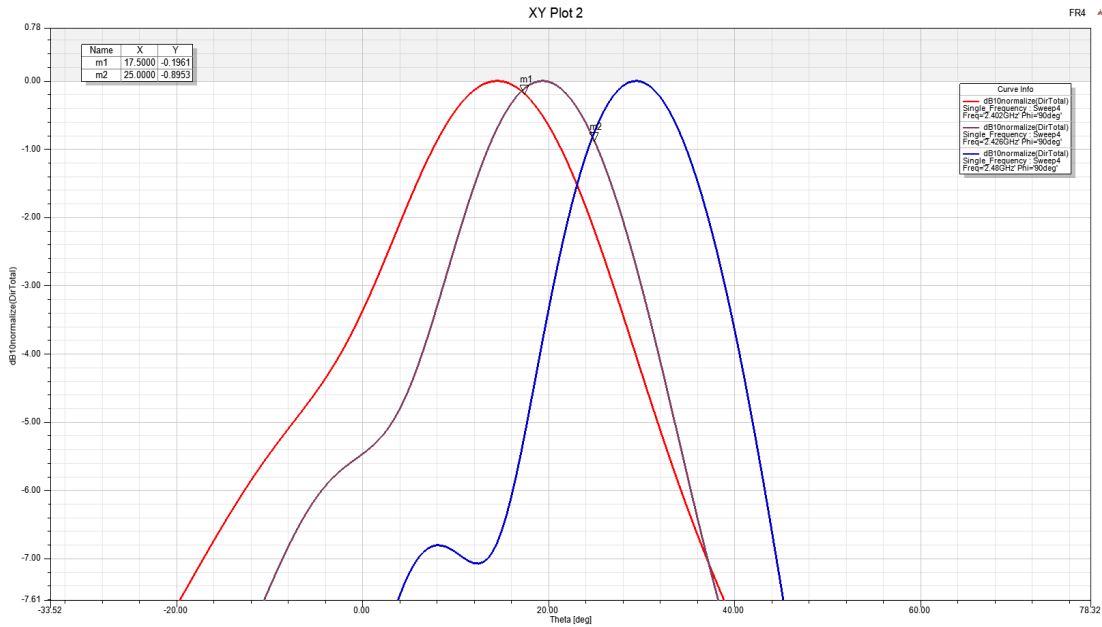


Figura 3.26: Ampliación de la Figura 3.26 con el fin de ver los cortes de los tres haces entre sí.

Optimización de la diferencia angular entre dos canales separados 0.1 GHz en la banda de 3.4-3.7 GHz para el diseño propuesto en [6].

Teniendo en cuenta que la máxima diferencia angular dentro del rango de 0.1 GHz (aproximadamente el rango que ocupan los tres canales BLE), fue de 22.5 grados y que, ahora, el sustrato implementado es FR4, presenta una constante dieléctrica mayor ($\epsilon_r = 4,4$), esa diferencia de 22.5 grados en el rango de 0.1 GHz incrementaría ligeramente (ya que el sustrato presenta mejores características), por lo que ya podríamos hablar de una mejora ligera en el FoV de los canales BLE.

Para conseguir el mayor FoV posible en la banda BLE, se ha trabajado de nuevo sobre el diseño propuesto en [6] con el objetivo de separar lo máximo posible dos canales consecutivos, para así, poder trasladar esta

mejora de forma óptima a la banda BLE.

Para ello, manteniendo el ancho de la antena con unas dimensiones similares(para mantener a los modos de la guía por encima del corte, con el haz del primer canal, además, en torno a 15 grados), se ha jugado con la distancia entre las vías (PRS) y la PEC.

Datos de la simulación 5:

- $\epsilon_r = 4,4$
- $h = 1,6mm$
- $W = 19,15mm$
- $D = 14,524mm$
- $d_1 = 0,8mm$
- $d_2 = 0,6mm$
- $T = 49mm$
- $S = 0,3T$
- $L = 352mm$
- $P_0 = 3mm$

En esta simulación podemos comprobar como el 'bandgap' se encuentra muy próximo a 3.7 GHz. Entre los haces de 3.5 GHz y 3.6 GHz se observa una diferencia angular de 20.5 grados, si ahora acercamos hasta 3.7 grados, la diferencia espacial de estos canales mencionados será mayor, pues, como ya sabemos, conforme nos acercamos en frecuencia al 'bandgap', la constante de fase se vuelve más inestable con la frecuencia.

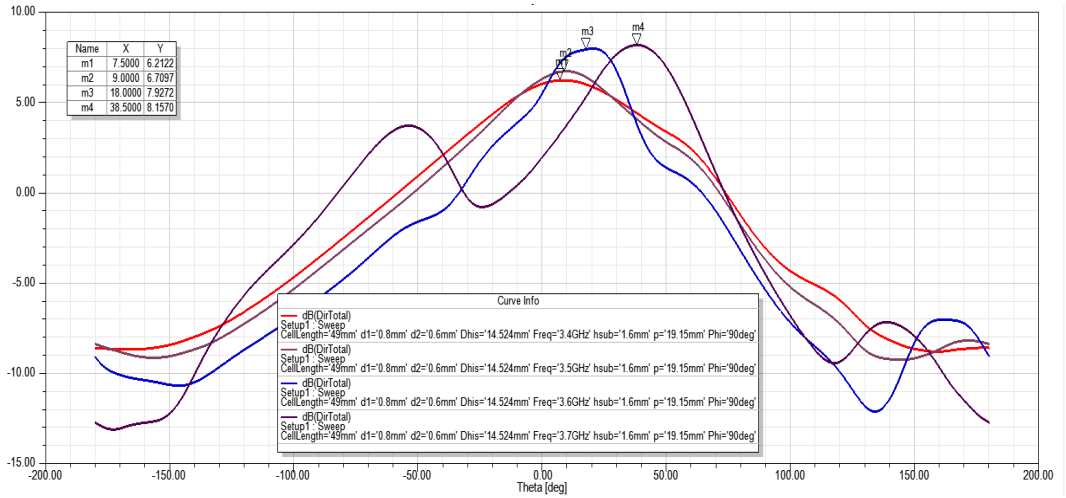


Figura 3.27: Simulación 5. Diagramas de radiación (Directividad), de los canales 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz.

Con el fin de situar el 'bandgap' muy próximo a los canales de 3.5 y 3.6 GHz, en la simulación 6 se aumenta la longitud de la celda unidad y, por tanto, la periodicidad de la estructura, para que las resonancias que dan lugar a la 'Stopband' se den para frecuencias menores y, por tanto, de esta forma, esta baja hasta los 3.7 GHz.

Datos de la simulación 6:

- $\epsilon_r = 4,4$
- $h = 1,6mm$
- $W = 19,15mm$
- $D = 14,524mm$
- $d_1 = 0,8mm$
- $d_2 = 0,6mm$
- $T = 52mm$

- $S = 0,3T$
- $L = 352mm$
- $P_0 = 3mm$

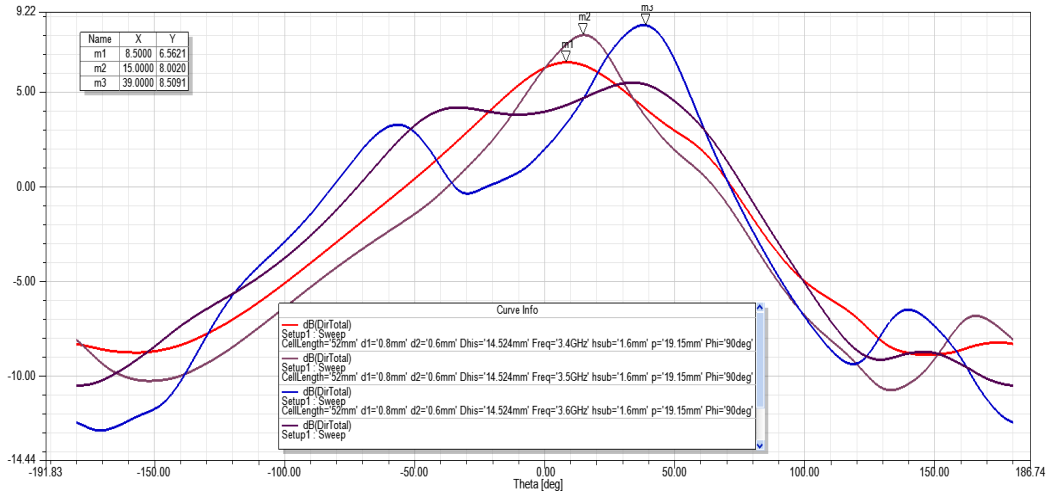


Figura 3.28: Simulación 6. Diagramas de radiación (Directividad), de los canales 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 GHz.

En la Figura 3.29, donde se refleja el resultado de la simulación 6, se aprecia claramente como tenemos la 'Open Stopband' a 3.7 GHz y, el haz a 3.6 GHz ya comienza a deformarse y perder eficiencia de radiación, esto lo denota el lóbulo secundario.

El hecho de, primero, reducir la distancia entre la PEC y la PRS y, después, agrandar la periodicidad para acercar el 'bandgap' ha resultado en una diferencia espacial de 24 grados entre los haces de 3.5 y 3.6 GHz, lo que denota que el comportamiento en fase del circuito es ahora ligeramente más inestable en la banda de 3.5-3.6 GHz, lo que resulta en una mejor dispersión de ángulo para estas frecuencias.

Tras esta optimización en el rango de 0.1 GHz, en el siguiente apartado

se estudiará el traslado de estas especificaciones que mejoran el FoV entre 3.5 y 3.6 GHz a la banda BLE.

Aplicación de la técnica de escaneo rápido a la antena 'leaky-wave' en tecnología planar para aplicaciones BLE..

En esta sección de la memoria se muestran los resultados de la aplicación de la técnica de escaneo rápido en frecuencia sobre una antena 'leaky-wave' de tipo 'half-width' (Figura 3.16), en concreto, se buscan mejorar las prestaciones de la antena cuyas especificaciones fueron mostradas al comienzo de la sección 3.0.5.

- $\epsilon_r = 4,4$
- $h = 1mm$
- $W = 14,52mm$
- $D = 16,8mm$
- $d_0 = 1mm$
- $L = 352mm$
- $P_0 = 4mm$

Trasladando la situación física de la simulación 6 a la banda de 2.4-2.5 GHz en la estructura a mejorar (Figura 3.16), se obtienen las siguientes especificaciones (datos de la simulación 7):

- $\epsilon_r = 4,4$
- $h = 1mm$
- $W = 20,2mm$
- $D = 13,85mm$
- $d_1 = 1mm$
- $d_2 = 1mm$

- $T = 53,2mm$
- $S = 0,3T$
- $L = 352mm$
- $P_0 = 4mm$

Donde la alimentación de la estructura de la Figura 3.16 ha sido modificada, buscando una situación similar a la de [6], con el fin de conseguir una mejor adaptación en la banda BLE.

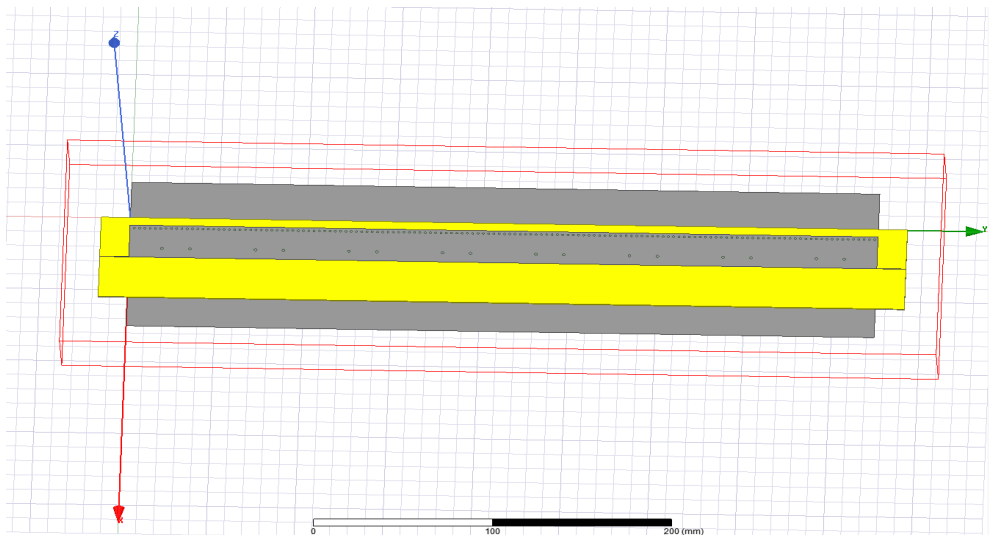


Figura 3.29: Modelo estructural del diseño final.

Tras trasladar la situación física de la simulación 6 a la banda BLE, en la simulación 7 se obtienen las siguientes prestaciones en cuanto a dispersión de ángulo.

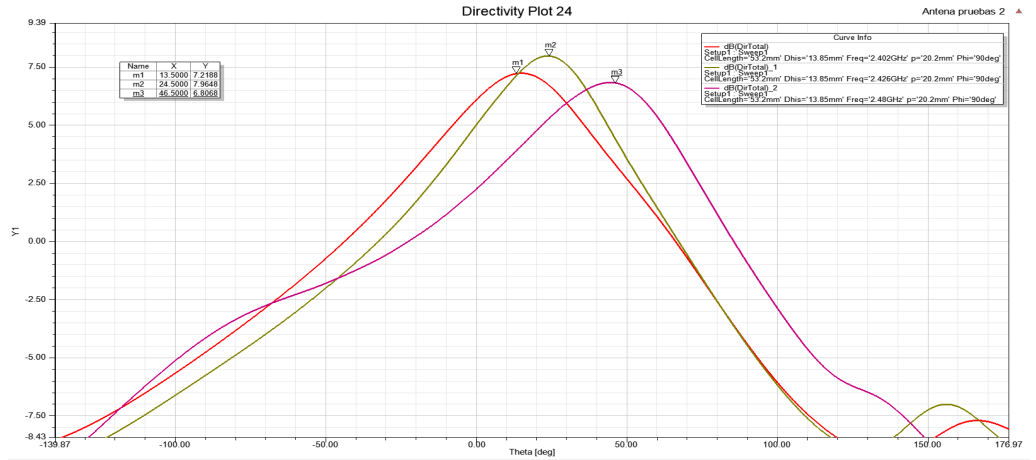


Figura 3.30: Simulación 7. Diagramas de radiación (directividad) de los tres canales BLE del diseño final.

Frecuencia	Ángulo de apuntamiento
2.402 GHz	13.5 grados
3.5 GHz	24.5 grados
3.6 GHz	46.5 grados

Comparándolos con las prestaciones originales.

Frecuencia	Ángulo de apuntamiento
2.402 GHz	13.7 grados
3.5 GHz	18.5 grados
3.6 GHz	29 grados

Vemos que se consigue un FoV de 33 grados, por los 15.3 grados del diseño sin la implementación de las vías cortocircuito.

Atendiendo al parámetro S_{11} del diseño se aprecia como la adaptación

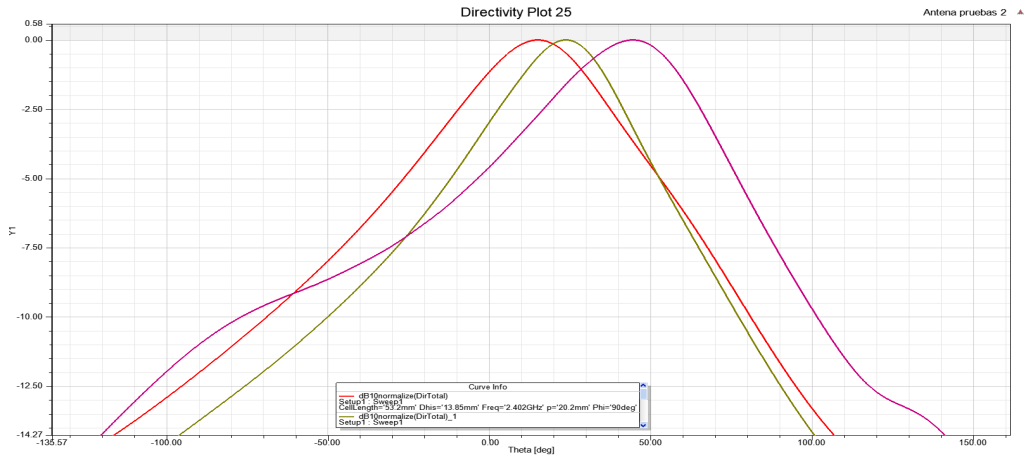


Figura 3.31: Simulación 7. Diagramas de radiación normalizados (directividad) de los tres canales BLE del diseño final.

de la estructura empeora para 2.5 GHz debido a la presencia del 'bandgap' en frecuencias inmediatamente superiores a los canales BLE.

De esta forma, queda comprobado que la técnica de implementación de vías cortocircuito nos permite excitar un 'bandgap' en un rango de frecuencias deseado, con el fin de aprovechar la inestabilidad que este provoca en el comportamiento en fase del circuito en sus bandas adyacentes. En nuestro caso, se ha buscado generar la 'Open Stopband' en una frecuencia inmediatamente superior al canal BLE 39, con el fin de mejorar el FoV para los canales 37, 38 y 39, consiguiendo, finalmente, el doble de dispersión de ángulo con la frecuencia gracias a la implementación de esta técnica, la Figura 3.33 refleja claramente la mejora en la velocidad de escaneo, donde, para el rango fijo de BLE, se consigue escanear un dominio angular el doble de amplio.

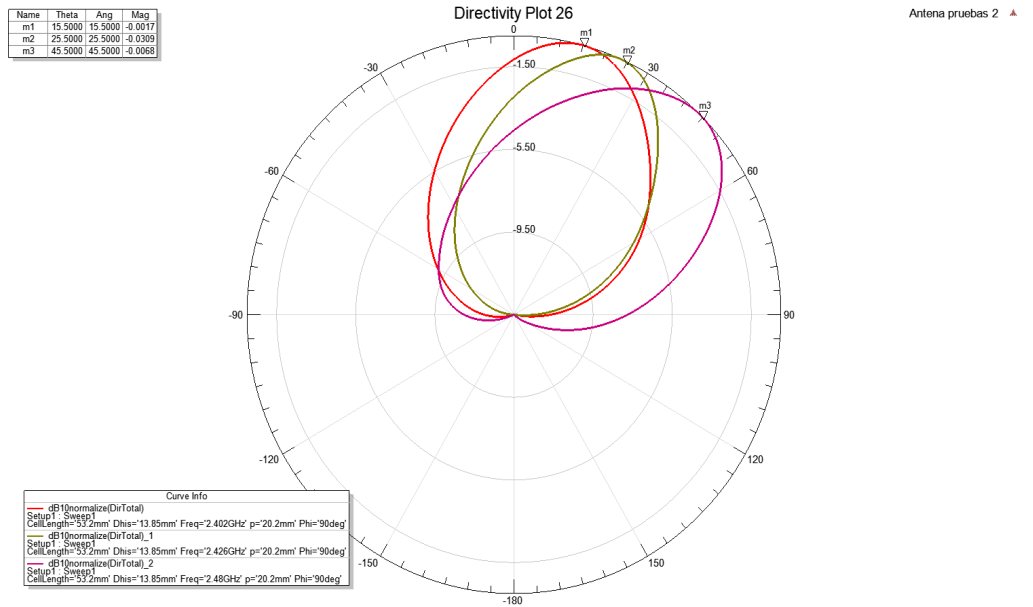


Figura 3.32: Simulación 7. Directividad normalizada en coordenadas polares.

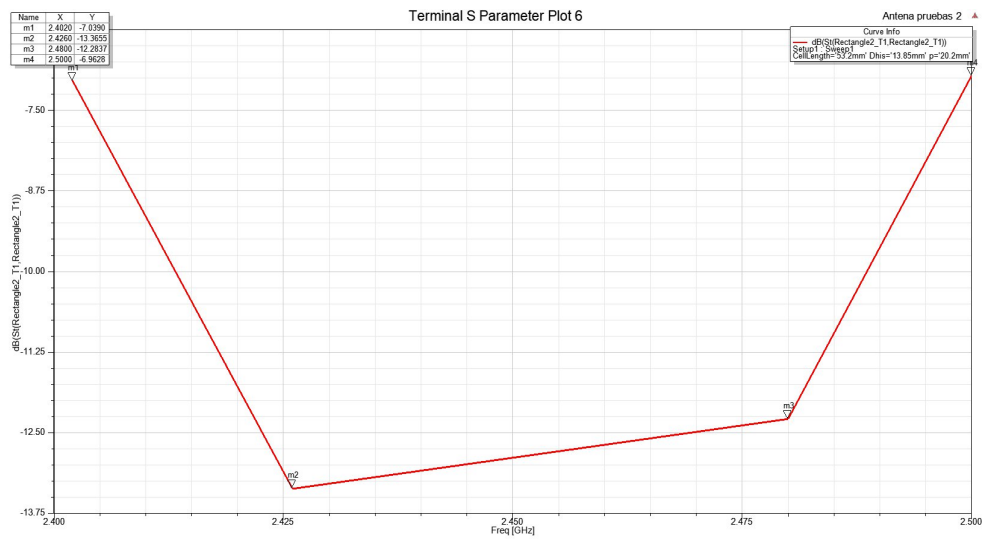


Figura 3.33: Simulación 7. Parámetro S_{11} del diseño final para las frecuencias BLE.

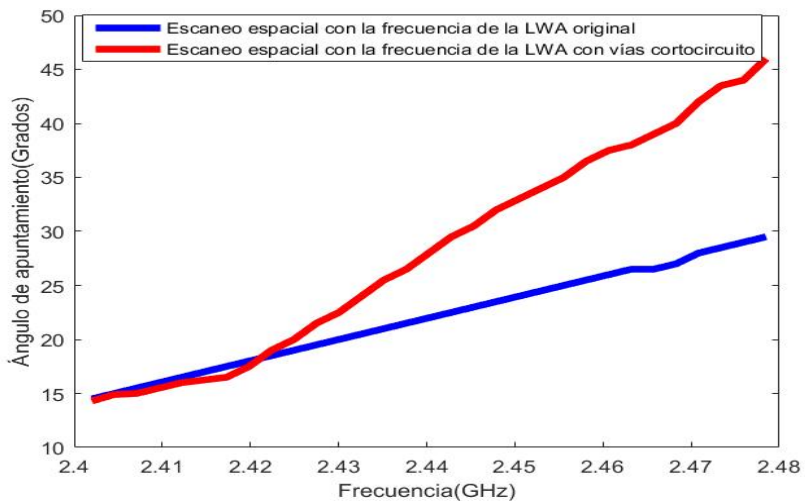


Figura 3.34: Comparación de las prestaciones de escaneo en frecuencia del diseño original (azul), con el diseño en el que se ha implementado la PRS de vías cortocircuito (rojo).

Capítulo 4

Conclusiones y líneas futuras

En este estudio se ha aplicado una técnica de 'fast scanning' a una antena 'leaky-wave' en tecnología planar para aplicaciones en banda BLE.

Como resultado final, se ha obtenido un campo de visión el doble de ancho para el rango de frecuencias 2.402-2.480 GHz, centrandlo el diseño, principalmente, en ampliar lo máximo posible este campo de visión. Esto ha conllevado situar el 'bandgap' muy próximo en frecuencia al canal 39 de la banda BLE, lo que ha afectado a la ganancia de los haces de los tres canales.

Mejorar las prestaciones de radiación de estos haces podría resultar en un diseño final con buena ganancia para cada una de las frecuencias y, además, con el doble de velocidad de escaneo con la frecuencia.

Alejar el 'bandgap' en frecuencia mejoraría las prestaciones de radiación, perdiendo FoV. Lo que no se ha estudiado en este trabajo es, cómo de amplia en frecuencia es la 'Open Stopband', posibles estudios de la unidad periódica compuesta por vías cortocircuito mediante parámetros de transmisión, o mediante una red longitudinal equivalente, podrían ser útiles para estudiar, a través la curva de fase de la onda guiada en la estructura, cómo de amplio es el 'bandgap', ya que, si este es grande, la curva de fase cambiará todavía más rápido con la frecuencia en sus proximidades, y esto nos podría permitir alejarlo del canal 39 y seguir teniendo un FoV amplio, radiando así, de forma más eficiente.

Como conclusión, gracias a la propiedad inherente en las antenas 'leaky-wave' de escaneo espacial con la frecuencia, debida que estas son estructuras de onda progresiva ('travelling wave'), estas permiten un diseño sencillo y eficiente en aplicaciones inalámbricas en las que el escaneo espacial es necesario, como por ejemplo, en radar o sistemas de localización. Conseguir maximizar el campo de visión para una determinada banda de trabajo o, visto desde el punto de vista de la cobertura, dar servicio en redes de área personal, por ejemplo, en entornos cerrados, a mayor dominio espacial con unos canales fijos, son ventajas que proporciona la aplicación de esta técnica de 'fast scanning'. Además, esta consiste simplemente en la implementación de vías cortocircuito en la antena, lo que evitaría complicar estructuralmente un determinado sistema.

Apéndice A

Esquema para indicar la correspondencia física de las variables de las simulaciones.

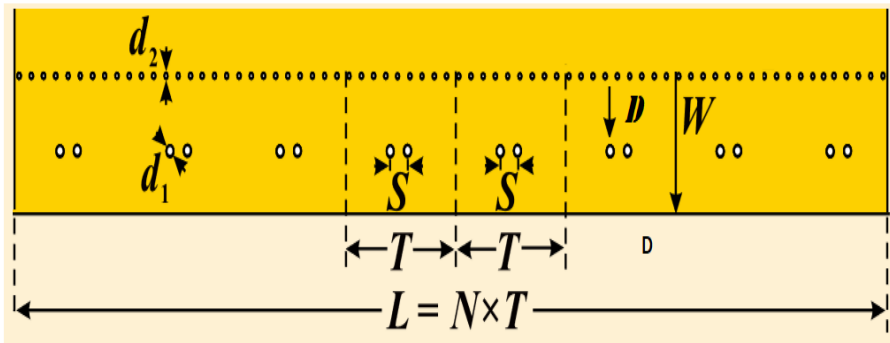


Figura A.1: Variables de las simulaciones realizadas en HFFS.

- W : Anchura de la guía (de la tira 'Microstrip').
- D : Distancia entre PEC y PRS.
- d_1 : Diámetro de las vías de la PRS.

76 APÉNDICE A. ESQUEMA PARA INDICAR LA CORRESPONDENCIA FÍSICA D

- d_2 : Diámetro de las vías de la PEC.
- T : Tamaño de la celda unidad y periodo fundamental de la estructura.
- S : Separación entre vías de la PRS.
- L : Longitud de la antena.
- P_0 : Distancia entre vías de la PEC.

Bibliografía

- [1] Constantine A. Balanis. *Modern Antenna HandBook*. Wiley, Hoboken, NJ,USA, 2008.
- [2] Jack Browne. What’s the difference between microstrip and stripline? 2016.
- [3] N.Yang C.Caloz and K.Wu. “full-space scanning periodic phase- reversal leaky-wave antenna,” *iee trans. microw. theory techn.*, vol. 58, no. 10, pp. 2619–2632, oct. 2010.
- [4] M. Poveda-García A. Gomez-Alcaraz A. Gil-Martinez D. Cañete-Rebenaque, A.S. Martinez-Sala and J.L. Gómez-Tornero. “frequency-scanned active monopulse radar based on bluetooth low energy devices using an array of two planar leaky-wave antennas. international conference on electromagnetics in advanced applications (iceaa 2019), granada (spain), 9-13 sep. 2019.
- [5] M. Poveda-García A. Gómez-Alcaraz D. Cañete-Rebenaque, A. S. Martínez-Sala. “rssi-based direction-of-departure finding of bluetooth devices using frequency-scanned monopulse leaky-wave antenna arrays. *iee access journal special section on emerging trends, issues and challenges for array signal processing and its applications in smart city*, in press, july 2019. 2019.
- [6] Lei Zhu Danpeng Xie. “microstrip leaky-wave antennas with non-uniform periodical loading of shorting pins for enhanced frequency sensitivity, *iee transactions on antennas and propagation*, vol. 66, no. 7, july 2018.

- [7] Lei Zhu-Huiping Guo Huizheng Bu Xin Mi Yang Danpeng Xie, Juan Wen and Changrong Liu. “uniform periodic leaky-wave antennas with eliminated open stopbands. *iee antennas and wireless propagation letters*, vol. 16,pp.2110-2113, 2017.
- [8] Miguel Poveda-García David Cañete-Rebenaque and José Luis Gómez-Tornero. “frequency-scanned monopulse pattern synthesis using leaky-wave antennas for enhanced powerbased direction-of-arrival estimation. *iee transactions on antennas and propagation*. july 2019. 2019.
- [9] Elnaz Abaei G. Amendola, Esfandiar Mehrshahi. “two dimensional multi-port method for analysis of propagation characteristics of substrate integrated waveguide. *progress in electromagnetics research c*. 2012. 2012.
- [10] Alejandro Javier Martínez Ros George Goussetis, José Luís Gómez Tornero. “planar leaky-wave antenna with flexible control of the complex propagation constant. *iee transactions on antennas and propagation*, vol. 60, no. 3,pp. 1625-1630, march 2012.
- [11] C. C. Tzuang Guang-fu Cheng. “closely coupled half-width leaky-wave antenna array. 6th european conference on antennas and propagation (eucap),pp. 957-960, 2012.
- [12] <http://mundotelecomunicaciones1.blogspot.com>. Línea 'microstrip'. 2016.
- [13] Leo C. Kempel Prem S Chahal Jose Ale Hejase, C.Myers. “design study of electronically steerable half-width microstrip leaky wave antennas. *electronic components and technology conference*, pp.1348-1353, 2011.
- [14] A. Gil-Martinez P. Hidalgo-Sanchez D. Canete-Rebenaque A.S. Martinez-Sala M. Poveda-García, A. Gomez-Alcaraz and J.L. Gómez-Tornero. Radar monopulso activo con escaneo en frecuencia basado en dispositivos bluetooth low energy usando un array de dos antenas leaky planares. “radar monopulso activo con escaneo en frecuencia basado en dispositivos bluetooth low energy usando un array de dos an-

tenas leaky planares”, xxxiv simposium nacional de la union científica internacional de radio, sevilla, espana, 4-6 septiembre de 2019. 2019.

- [15] Alejandro Javier Martínez Ros. *Analysis and synthesis of leaky-wave devices in planar technology*. UPCT, Cartagena, Spain., 2014.
- [16] F. Frezza S. Paulotto, P. Baccarelli and D. R. Jackson. “a novel technique for open-stopband suppression in 1-d periodic printed leaky wave antennas”. *iee trans. antennas propag.*, vol. 57, no. 7, pp. 1894–1906, jul. 2009.
- [17] IEEE Jeffery T. Williams David R. Jackson Fellow IEEE William L. Langston, Student Member and IEEE Francisco Mesa, Member. Fundamental properties of radiation from a leaky mode excited on a planar transmission line. 2003.