

# DISEÑO Y OPTIMIZACIÓN DE ANTENAS LEAKY WAVE PARA SISTEMAS LTE CON CAPACIDAD DE SECTORIZACIÓN VERTICAL

---

Proyecto Fin de Máster

AUTOR: Jorge Garrido Holgado

DIRECTOR: Dr. D. José Luis Gómez Tornero

Cartagena, Septiembre de 2.012



Máster en Tecnologías de la Información y las Comunicaciones.

Universidad Politécnica de Cartagena



Autor: D. Jorge Garrido Holgado  
Director: Dr. D. Jose Luis Gómez Tornero



## AGRADECIMIENTOS

---

Al finalizar un trabajo tan arduo y lleno de dificultades como el desarrollo de un PFM, es inevitable que te asalte un muy humano egocentrismo que te lleva a concentrar la mayor parte del mérito en el aporte que has hecho a nivel personal. Sin embargo, un análisis objetivo me muestra inmediatamente que la magnitud de ese aporte, hubiese sido imposible sin la participación de las personas que han facilitado las cosas, para que este trabajo llegue a un feliz término.

Por ello, es para mí un verdadero placer utilizar este espacio para ser justo y consecuente, expresándole mi más sincero y humilde agradecimiento al *Dr. D. Jose Luis Gómez Tornero*, Director de esta línea de investigación. Gracias por su plena dedicación, gracias por dedicarme esas largas tardes/noches rabadas, y gracias por sembrar en mí ese optimismo que radia. Sin Usted, nada de esto hubiera sido posible.

Como no, este TFM también es el fruto y reconocimiento del esfuerzo de mi mujer, en el que cada minuto que yo he invertido en él, se ha reflejado con su apoyo y comprensión junto a mí.





# ÍNDICE

Introducción.....	5
CAPITULO 1: Evolución de los estándares de comunicaciones móviles .....	7
1.- Evolución tecnológica en las comunicaciones móviles .....	7
2.- Justificación del despliegue de red necesario.....	11
3.- Descripción del estándar LTE .....	13
4.- Espectro radioeléctrico y dividendo Digital.....	16
CAPITULO 2: Fundamentos Teóricos RWG.....	20
5.- Guías de onda.....	20
5.1.- Guías de onda cerradas y modos de propagación.....	20
5.2.- Constante de propagación (K). .....	24
5.3.- Comportamiento del modo $TE_{10}$ , en función de la anchura de RWG.....	26
5.4.- Diagramas de dispersión.....	28
5.5.- Comparación de la constante de propagación (K) en función del modo. .	30
5.6.- Guía RWG dual mode.....	31
CAPITULO 3: Antenas Leakys, guías de onda abiertas.....	33
6.- Introducción a las antenas Leaky.....	33
6.1.- Fundamentos de radiación.....	34
6.2.- Control del ángulo de salida ( $\theta$ ). .....	38
6.3.- Dependencia de la longitud efectiva de la antena.....	41
6.4.- Definición geométrica del ángulo de radiación ( $\theta$ ). .....	43
6.5.- Potencia guiada ( $P_G$ ).....	45
7.- Procesos de estudio para el análisis de la LWA. ....	47
7.1.- Arrays de dipolos resonantes.....	52
7.2.- Modos de propagación Leaky-Wave.....	55
8.- Comportamientos de la antena según su modo y posición del Strip.....	57





CAPÍTULO 4: Simulación de la antena .....	58
9.- Herramienta empleada para las simulaciones. ....	58
9.1.- Diseño inicial de modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ en guía rectangular dieléctrica. ....	59
9.2.- Sintonización de las dimensiones de la guía rectangular.....	68
9.2.1.- Afección de los modos con barrido en D. ....	69
9.2.2.- Afección de los modos con barrido en “a”.....	73
9.2.3.- Comparación de los resultados obtenidos para ambos modos al variar a y D.....	78
10.- Diseño de la WG. ....	80
10.1.- Estudio de los modos de la LWA. ....	81
10.1.1.- Estudio del Modo $TE_{01}$ con strip centrado. ....	81
10.1.2.- Estudio del Modo $TE_{10}$ con strip centrado. ....	83
10.2.- Efecto en los modos leaky de la resonancia y descentramiento. ....	85
10.2.1.- Efectos de la resonancia en los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ .....	85
10.2.1.a.- Variación de W en el Modo $TE_{01}$ . ....	85
10.2.1.b.- Variación de W en el Modo $TE_{10}$ . ....	88
10.2.1.c.- Comparación de los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ , al variar W.....	90
10.2.2.- Efectos del descentramiento en los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ .....	91
10.2.2.a- Efectos del descentramiento en el modo $TE_{10}$ .....	92
10.2.2.b- Efectos del descentramiento en el modo $TE_{01}$ .....	95
10.2.2.c.- Comparación de los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ , al variar X1.....	97
CAPITULO 5: Conclusiones .....	99
11.- Conclusiones.....	99
Glosario.....	104
Referencias .....	107





# Introducción

---

Este proyecto fin de máster, pretende sentar las bases y formalizar la introducción investigadora de mi tesis doctoral, basada en la propuesta y el desarrollo de una nueva antena con modos de fuga (“*Leaky-Wave Antenna*”, LWA), capaz de radiar dos canales de información ortogonales en sendos lóbulos de radiación controlados de forma independientemente.

Este tipo de antenas tiene gran interés para su aplicación a la tecnología LTE, considerado como un estándar de la 3.9G, de forma que se pueda aumentar la capacidad de transmisión mediante técnicas de diversidad espacial (análogas a MIMO).

LTE se trata de un estándar totalmente IP, que permite a los operadores una introducción progresiva de tal manera que les permite mantener los servicios de voz sobre las plataformas existentes, y aprovechar las ventajas de LTE para los servicios de datos, el objetivo de LTE es proporcionar Internet de banda ancha que tenemos en redes fijas, pero en redes móviles.

LTE, además de tener ancho de banda variable según la necesidad, también podemos usar diferentes bandas según los distintos condicionantes (por ejemplo, bandas de frecuencia más bajas en entornos rurales para tener más alcance).

Una de las principales innovaciones que incorpora este estándar es el uso de MIMO, se refiere al uso de antenas múltiples en transmisión y recepción, y aprovecha fenómenos físicos como la propagación multicamino para aumentar la velocidad y reducir la tasa de error. Es aquí donde vemos la necesidad de desarrollar una antena que sea capaz de radiar de diferentes formas y con diferentes lóbulos en función de las necesidades del entorno modificando las constantes de propagación de la antena.

Al considerarse LTE como un futuro estándar no solo europeo sino mundial en pleno desarrollo, esta línea de investigación inicia un punto de avance que actualmente no se ha considerado en la implantación de los nuevos sistemas de comunicaciones móviles donde ya existe la tecnología de procesado, pero que sólo se ha impulsado con el empleo de diversidad espacial con tecnologías MIMO.





El trabajo desarrollado se expondrá en cinco capítulos diferenciados, el primero de ellos pretende introducirnos a la tecnología LTE, justificando el avance tecnológico que representa en el desarrollo de sistemas de comunicaciones móviles, de forma que quede justificada esta línea de investigación como una línea actual y futura debido al gran desarrollo que permite la introducción de esta tecnología y a sus requerimientos para su optimización.

En el segundo capítulo demostraré los fundamentos teóricos que permitan comprender el comportamiento de las ondas electromagnéticas y sus diferentes modos de propagación junto con sus variables de dependencia en las guías de onda rectangulares (*“Rectangular Wave Guide”*, RWG) .

El tercer capítulo lo centraré en los conceptos teóricos de las antenas leaky-wave (LWA), una de las características más importantes de estas antenas LWA, es que podemos controlar su patrón de radiación variando los parámetros geométricos de la perturbación (slot o strip): anchura de la perturbación ( $W$ ) y distancia de la misma a uno de los extremos de la cavidad ( $X_1$ ). La modificación de estos parámetros debe permitirnos el poder controlar la constante de fuga ( $\alpha$ ) pero manteniendo invariante la constante de fase de la antena ( $\beta$ ), es decir, poder elegir el ancho de haz ( $\Delta\theta$ ) más conveniente para un determinado escenario de LTE, sin variar el ángulo máximo de radiación ( $\theta_m$ ). Además esto permitirá poder variar la iluminación de la antena sin perturbar el ángulo de apuntamiento, lo que implica de antemano, que podremos utilizar dos modos fundamentales en la misma antena, capaz de radiar dos canales de información ortogonales en sendos lóbulos de radiación controlados de forma independientemente enfocados en la implementación y necesidades del estándar LTE.

El cuarto capítulo, confirmará dichos conceptos mediante diferentes simulaciones con el uso de PAMELA sobre el diseño de las antenas con modos de fuga (*“Leaky-Wave Antenna”*, LWA).

Por último en el capítulo de conclusiones, se expondrá la continuación de esta línea investigadora, indicando los futuros objetivos.





## CAPITULO 1: Evolución de los estándares de comunicaciones móviles.

### 1.- Evolución tecnológica en las comunicaciones móviles

En el desarrollo de esta línea de investigación, he analizado la expectativa futura del mercado frente a los nuevos servicios de comunicaciones móviles, donde las exigencias de los usuarios son cada vez mayores y donde los operadores deben considerar una postura dinámica en su desarrollo y despliegue de red para poder cubrir las exigencias y demandas del mercado.

Por este motivo, es importante que analice la evolución de las tecnologías en las últimas décadas y las tendencias del mercado, de forma que podamos consolidar esta línea de investigación, como una inversión actual y con un desarrollo a corto y largo plazo.

El inicio de la década de los '90 estuvo marcado por un crecimiento exponencial de usuarios de sistemas móviles con predominancia de la tecnología GSM como estándar a nivel mundial.

Posteriormente, el desarrollo en el servicio de voz, fue relevado por los servicios de datos en los primeros años de los 2000 de la mano del cambio tecnológico asociado a la implantación del acceso radio WCDMA de UMTS.

A nivel global, la principal competencia de UMTS es CDMA2000, emanado del 3GPP2, tal y como se ilustra en la Figura 1. La necesidad de mayores velocidades de transmisión de datos como condición necesaria para el eventual despegue de estos servicios encuentra respuesta en la tecnología HSPA, y equivalentemente EV-DO en el contexto 3GPP2, lo que llevo implícito un crecimiento exponencial del tráfico de datos desde 2007, junto con la generalización de las tarifas planas para el acceso a Internet móvil [2].





La expectativa que tiene el 3GPP para cubrir las necesidades tecnológicas en el horizonte 2010-2020, tiene a LTE como estándar clave. La predominancia de LTE supone el fin del camino paralelo del 3GPP2, que abandona el desarrollo de UMB, que era la expectativa equivalente a LTE [2].

El contrapunto competitivo para LTE intenta impulsarse desde IEEE con WiMAX 802.16e y posteriormente 802.16m, como solución propiamente IMT-Advanced (sistema 4G), al igual que la propuesta LTE-Advanced por parte del 3GPP.

Las diferencias más importantes entre el estándar WIMAX y LTE, podemos describirlas en cinco puntos muy diferenciados:

- 1• WiMAX se basa en TDD; LTE soporta FDD y TDD.
- 2• WiMAX tiene overhead (más redundancias en las tramas).
- 3• La separación entre portadoras en WiMAX es 11 KHz y en LTE es 15 KHz. O lo que es lo mismo, LTE permite mayor movilidad de los terminales.
- 4• WiMAX es OFDMA en DL y UL, mientras que LTE es OFDMA sólo en el DL. Es decir, LTE tiene mayor autonomía (menor consumo).
- 5• Los terminales WiMAX son más simples que los terminales LTE.





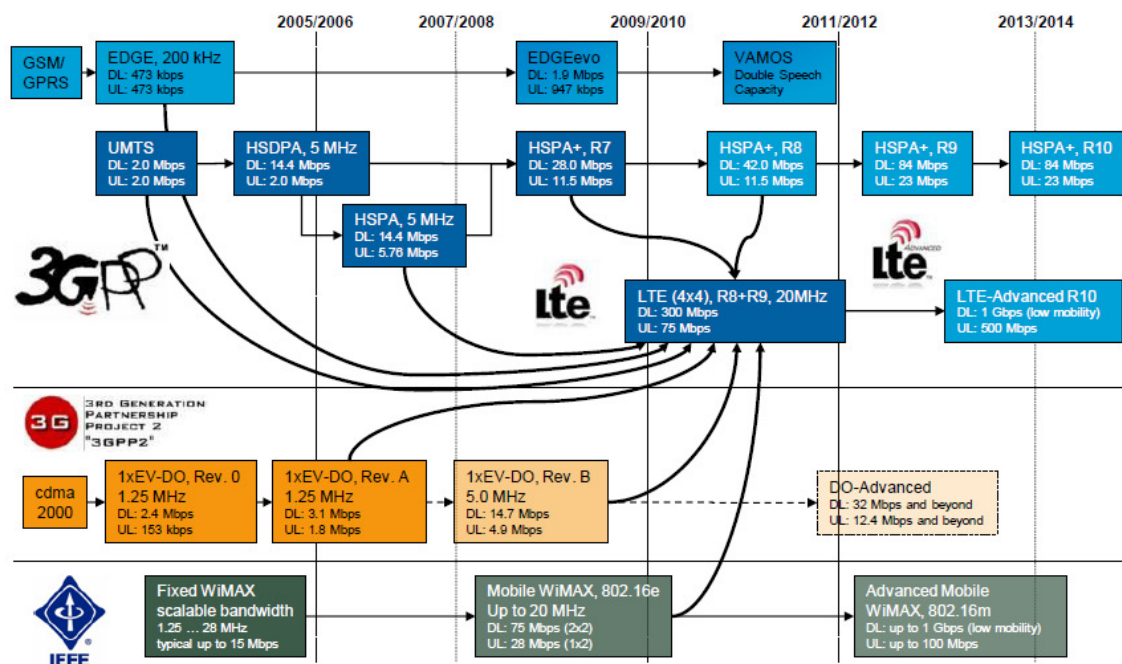


Figura 1: Evolución de los estándares de comunicaciones móviles

Este desarrollo tecnológico que se muestra en la Figura 1, indica que las comunicaciones móviles representan un mercado dinámico, que requiere de una alta capacidad de adaptación y anticipación para satisfacer las necesidades de los usuarios así como para hacer frente a los propios competidores con nuevos modelos de negocio.

En la Figura 2, podemos observar que el incremento del tráfico de voz supone un incremento de los ingresos del operador al facturarse por establecimiento de llamada y tiempo de ocupación de los recursos del sistema [2].

En el caso del tráfico de datos se produce un desacople entre el tráfico y los ingresos debido principalmente al modelo de negocio que han adoptado las operadoras con el empleo de tarifas planas.



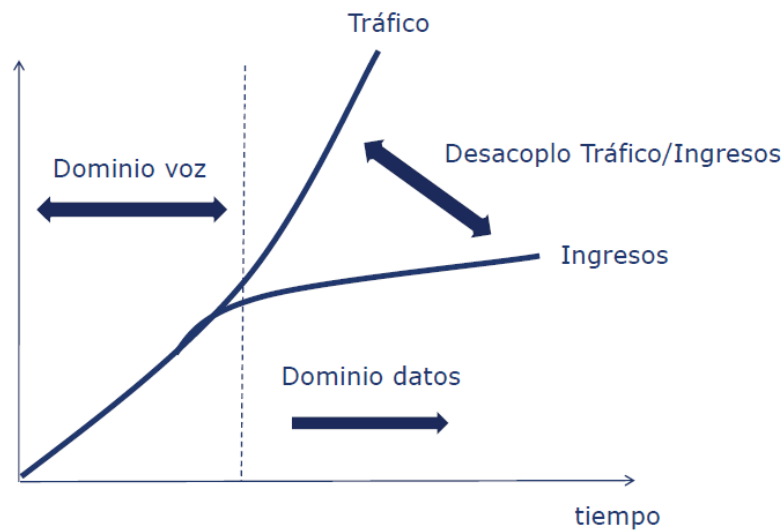


Figura 2: Evolución del mercado de comunicaciones móviles

Ahora bien, podemos observar en la Figura 3, que el coste del despliegue y operación de las redes de comunicaciones móviles con la tecnología actual guarda cierta proporcionalidad con el volumen de tráfico a cursar si se pretende ofrecer una QoS adecuada, de manera que para obtener un cierto margen de beneficio es necesario reducir diferentes componentes de la estructura de costes, **lo que constituye una de las principales motivaciones para el desarrollo del sistema LTE que soporta una mayor capacidad de tráfico.**

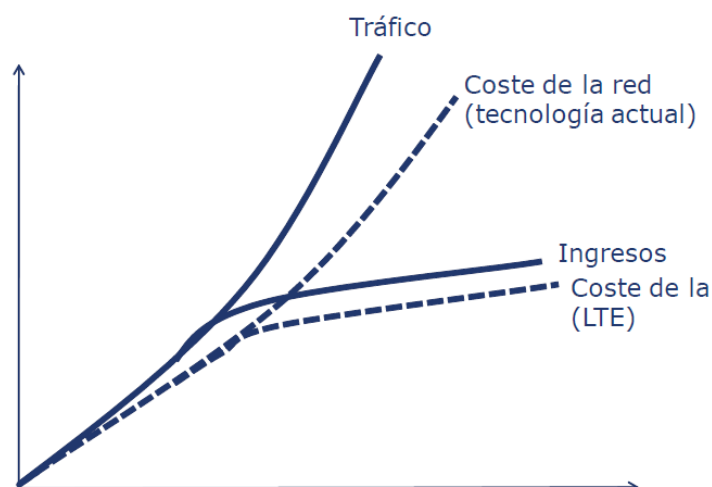


Figura 3: Relación del coste frente al volumen de tráfico





## 2.- Justificación del despliegue de red necesario.

Desde la perspectiva del operador de red, éste debe realizar un dimensionado de red con el fin de satisfacer la demanda agregada de los usuarios del sistema.

Si consideramos una densidad de usuarios  $U$  (usuarios/  $\text{Km}^2$ ), donde cada usuario genera un tráfico  $T$ (bps/usuario), el operador deberá satisfacer esta demanda asignando a su red un ancho de banda determinado  $B$  (Hz), que explotará con su tecnología que le dotará de una eficiencia  $E$ (bps/Hz) [2].

Si consideramos que una estación cubre una superficie  $S$  ( $\text{Km}^2$ ), podemos obtener la capacidad de despliegue del operador como  $B \times E/S$  (bps/  $\text{Km}^2$ ) y esta debe cubrir la demanda de tráfico de los usuarios de forma que podemos considerar:

$$B \times E/S = U \times T \quad (1)$$

Con esta expresión, asociamos que el aumento de usuarios (demanda) lleva implícito un aumento de  $U$ , y que el aumento de tráfico o servicio aumentara el tráfico  $T$ . Esto repercute en la necesidad de dar una respuesta por parte del operador, cuyas opciones son:

- 1) Si aumenta el ancho de banda,  $B \rightarrow$  requiere mayor cantidad de espectro radioeléctrico.
- 2) Si aumenta la eficiencia,  $E \rightarrow$  utilizará una tecnología espectral más eficiente.
- 3) Si reduce la superficie  $S \rightarrow$  desplegará mayor número de estaciones base de forma que se reduzca la superficie que cubre cada una de ellas.

La opción más coherente por parte del operador será reducir  $S$ , ya que el aumento de  $B$  tiene un gran impacto regulatorio que puede derivar en años de gestión, y el aumento de  $E$  tiende a una estandarización que también lleva implícito años para la implantación, no obstante, la movilidad de los usuarios termina por imponer un límite





en el tamaño mínimo que puede tener una célula, y esto obliga al operador al desarrollo y despliegue de nuevas tecnologías que optimicen el espectro radioeléctrico (aumentar E) [2].

En cuanto a la disponibilidad del espectro, partiendo de los 50 MHz iniciales asignados para GSM en la banda de 900 MHz, se añadieron 150 MHz en la banda 1800 MHz y posteriormente 155 MHz en la banda 2100 MHz con la llegada de UMTS. Es decir, en aproximadamente una década se ha conseguido ampliar en un factor aproximadamente seis (6) la banda disponible.

Estableciendo ahora la referencia en los aproximadamente 350 MHz disponibles en 2G/3G, el factor de expansión esperable, en el sentido de aumento de banda disponible para los sistemas de comunicaciones móviles, es limitado (digamos, un factor del orden de dos (2) en el mejor de los casos). Las mejoras de los operadores se producen con nuevos modelos que conlleven un uso más eficiente del espectro, superando la perspectiva de disponer de mayor cantidad de espectro.

Respecto a la evolución de la eficiencia espectral de pico asociada a la tecnología, si tomamos como referencia GSM (9.6 Kbit/s sobre una banda de 200 KHz, esto es, 0.05 bits/s/Hz asociados a un usuario), el paso a UMTS R99 supone un salto hasta 0.4 bits/s/Hz (2 Mbps sobre 5 MHz), y HSDPA proporciona 3 bits/s/Hz (14 Mbit/s en 5 MHz).

Respecto a la tecnología existente en la actualidad, se ha introducido un factor de mejora del orden de 60. Estableciendo ahora la referencia en HSDPA, el salto esperable asociado a LTE puede llevar a eficiencias del orden de 5 bits/s/Hz (para el caso 100 Mbit/s sobre 20 MHz) que puede ampliarse a un valor aproximadamente de 16 si se considera MIMO 4x4.

Es decir, con respecto a HSDPA, el factor de mejora esperable con LTE estaría en el rango 2-5 aproximadamente, lo que se consigue con el empleo de técnicas MIMO, que comentaré en el siguiente apartado.





### 3.- Descripción del estándar LTE

Describiré las características principales del sistema LTE, Evolución a Largo Plazo (*Long Term Evolution*), de forma que quede justificada esta línea de investigación, dentro de un estándar con una alta proyección.

Se trata de un estándar totalmente IP, pero permite a los operadores una introducción progresiva de tal manera que les permite mantener los servicios de voz sobre las plataformas existentes, y aprovechar las ventajas de LTE para los servicios de datos. En este último punto, debe decirse que el objetivo de LTE es proporcionar la Internet de banda ancha que tenemos en redes fijas, pero en redes móviles.

El estudio del estándar LTE se inició en diciembre del 2004 para asegurar la competitividad de UMTS ante tecnologías emergentes como WiMAX. Viene definido por el *release 8* del 3GPP.

LTE permite anchos de banda escalables hasta 20 MHz (1,25, 1,6, 2,5, 5, 10, 15 y 20), el caso de 5 MHz es el de UMTS. Sobre 20 MHz, ofrece 100 Mbps en el enlace descendente y 50 Mbps en el ascendente.

Permite una fácil interacción entre redes de tercera generación tipo UMTS y redes de tercera generación tipo Wi-Fi/WiMAX. La latencia es inferior a los 10 ms, con esta latencia, podemos tener aplicaciones en tiempo real (juegos en red, voz sobre IP, etc.) sin que el usuario note los retrasos que sí tenían los otros estándares previos.

Los operadores pueden ofrecer servicios como streaming, redes para compartir contenidos multimedia (por ejemplo, vídeo), TV de alta definición, videoconferencia de alta calidad, etc.; servicios que hasta la aparición de LTE sólo se podían dar sobre redes fijas de manera masiva.

Además de tener ancho de banda variable según la necesidad, también podemos usar diferentes bandas según los distintos condicionantes (por ejemplo, bandas de frecuencia más bajas en entornos rurales para tener más alcance).





Una de las principales innovaciones que incorpora es el uso de MIMO. MIMO se refiere al uso de antenas múltiples en transmisión y recepción, y aprovecha fenómenos físicos como la propagación multicamino para aumentar la velocidad y reducir la tasa de error.

Tenemos tres técnicas MIMO:

- 1) MIMO TxD (Tx diversity) [MISO]: transmitimos varias veces lo mismo por varias antenas. Habitualmente, al receptor le llegan distintas versiones de una misma información y las puede combinar para obtener una mejor relación señal-ruido en el receptor.
- 2) MIMO SM (spatial multiplexing): enviamos diferentes cadenas de datos (del mismo o de diferentes usuarios), de manera simultánea en antenas distintas. Haciéndolo así, aumentamos la velocidad.
- 3) MIMO beamforming: se trata de formar un haz inteligente en el diagrama de radiación de las antenas, que en cada momento apunte allí donde sea más conveniente.

El ancho de banda de canales es flexible (desde 1,25 MHz hasta 20 MHz) y el uso de las portadoras es más eficiente (puede usar cualquier banda frecuencial definida por el 3GPP), características muy interesantes desde el punto de vista del operador de red. Si se utilizan las bandas frecuenciales altas (más allá de 5 GHz), podemos tener una gran capacidad (a más espectro disponible, más capacidad) pero una menor cobertura (ya sabemos que a más frecuencia, más atenuación); si trabajamos en bandas inferiores, tendremos una mayor cobertura pero menores velocidades. Actualmente, las prestaciones máximas de LTE se pueden tener a distancias de hasta 5 km de la estación base, pero podríamos llegar a tener servicio, con prestaciones limitadas, hasta 100 km.

La buena eficiencia espectral de OFDM se complementa con modulaciones de alto orden (como 64QAM), técnicas de corrección de errores FEC y técnicas MIMO de hasta cuatro (4) antenas. Con todo esto conseguimos una velocidad cinco (5) veces mayor que en HSPA. En el enlace descendente, podemos tener hasta 300 Mbps sobre





un espectro de 20 MHz. En el ascendente, podemos tener hasta 75 Mbps sobre 20 MHz y soportar 200 usuarios activos en una celda sobre 5 MHz.

Se usan los HARQ que se usaban en HSPA [*Hybrid Automatic Repeat Request*. Es un protocolo de recepción y control de errores.]. Usa un TTI de 0,5 ms [*Time transmission interval*. Es el tiempo durante el cual se asigna un recurso en sistemas de transmisión digital.]. En HSPA el TTI era de 2 ms, lo que hace que la asignación de recursos sea más eficiente en LTE.

LTE puede convivir con estándares previos. De este modo, un usuario de LTE puede hacer llamadas de voz y acceder a servicios básicos de datos aunque no tenga cobertura LTE, aprovechando redes existentes como HSPA o GPRS. Permite compartir elementos del acceso radio (RAN) entre los operadores, y dispone de herramientas de optimización de la red, de modo que reduce el coste de explotación.

Se utilizan nuevos esquemas de acceso al medio: OFDMA en el enlace descendente y SC-FDMA (single carrier FDMA) en el ascendente:

- **OFDMA se utiliza en WiMAX, WLAN, DVB, etc.** En lugar de poner los datos en una portadora ancha, los distribuye en portadoras estrechas. Estas portadoras son ortogonales entre sí (el espectro de cada portadora tiene un cero en la frecuencia central del resto de las portadoras). Es robusto al multicamino y tiene una buena eficiencia espectral.
- **SC-FDMA todavía no se usa en otros estándares.** Es parecido a OFDMA. Hace más eficientes los amplificadores de potencia de los móviles (por este motivo, lo utilizamos en el enlace ascendente).





## 4.- Espectro radioeléctrico y dividendo Digital

Para el desarrollo de mi línea de investigación, es fundamental establecer las frecuencias en las que trabajaremos dentro del marco legal que el estándar permite.

Sabemos que la capacidad de una red puede aumentar de manera directamente proporcional al aumento de ancho de banda que pueda disponerse, según el teorema de Shannon:

$$C = B * \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2)$$

Donde:

- **B** es el ancho de banda del canal.
- **C** es la capacidad del canal (tasa de bits de información bit/s)
- **S** es la potencia de la señal útil, que puede estar expresada en ud. vatios.
- **N** es la potencia del ruido presente en el canal, (mW) que trata de enmascarar a la señal útil.

Sin embargo, la asignación de espectro resulta en la práctica un proceso altamente complejo, que además lleva asociados unos plazos regulatorios y administrativos que se dilatan a lo largo de varios años, por lo que no es de aplicación directa pensar en la modificación radioeléctrica necesaria que nos permita mejorar las capacidades de los sistemas de comunicaciones móviles.

El espectro asignado inicialmente a GSM correspondía a la banda 890-915 MHz para el enlace de subida y 935-960 MHz para el enlace de bajada.

Con las licencias DCS-1800 (1710-1785 MHz y 1805-1880 MHz), en el caso de España realizado en junio de 1998, constituye un claro ejemplo de incremento de capacidad por parte del operador a través del incremento de la banda disponible. En este caso, la banda adicional se repartió entre 3 adjudicatarios, al incorporarse Amena (actual Orange) como operador. Para el caso de explotación DCS-1800 en todos los







emplazamientos GSM-900, el tráfico absorbible (U×T) aumenta proporcionalmente al incremento de banda.

En el caso de UMTS, la identificación de bandas de frecuencia se realizó en la WRC'92. La World Radio Conference (WRC) es un evento organizado por la International Telecommunication Union (ITU) -organismo de las Naciones Unidas-, que se suele realizar cada cuatro años y su objetivo es armonizar la utilización del espectro radioeléctrico a nivel mundial.

Las administraciones europeas elaboran sus posiciones técnicas de manera conjunta dentro de la CEPT (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations), si bien en última instancia las distintas administraciones europeas negocian en la ITU sobre una base nacional. En particular, se identificaron 155 MHz sobre la banda de 2100 MHz para la componentes terrestre de IMT-2000, correspondiendo dos bloques de 60 MHz para el modo FDD y 35 MHz para el modo TDD. Esta componente de espectro IMT-2000 suele denominarse como *core band*.

Las bandas de 900 y 1800 MHz quedaron restringidas regulatoriamente a través de la Directiva 87/372/ECC conocida como “Directiva GSM” a servicios de telefonía móvil GSM.

El desarrollo tecnológico del sistema UMTS se despliega en la banda de 2100 MHz, siguiendo el mismo modelo de uso exclusivo de derechos (mediante otorgación de licencias). Dentro del propio modelo de uso exclusivo de derechos, Spectrum Refarming se refiere a la posibilidad de explotar la tecnología más conveniente en la banda más conveniente dentro de las asignadas en licencia a un operador, lo que supone un primer principio de flexibilidad espectral.

La CEPT (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations) define refarming como “una combinación de medidas administrativas, financieras y técnicas, presentes y futuras, dentro de los límites de regulación de frecuencias, con el objeto de hacer una banda de frecuencia específica disponible a otro tipo de uso o tecnología. Estas medidas pueden ser a corto, medio o largo plazo”. Por lo que el refarming requiere de una modificación regulatoria en este caso, para permitir el uso





de las bandas de 900 MHz y 1800 MHz bajo los principios de neutralidad tecnológica y de servicios, los cuales son objetivos de la política común europea.

A finales de 2008 la Comisión Europea presentó una propuesta para la revisión de la “Directiva GSM” en esta dirección. La propuesta fue aprobada por el Parlamento en mayo de 2009, y publicada en Diario Oficial de la Unión Europea el 20 de octubre de 2009 para su aplicación a partir de mayo de 2010.

En cuanto a la canalización se refiere, en GSM la canalización se estableció en 200 KHz. En UMTS, se escogieron 5 MHz. En el caso de LTE, para alcanzar velocidades de transmisión del orden de 100 Mbits/s en el downlink (DL) se considera una canalización de 20 MHz. Para LTE-Advanced, en el que se pretende llegar a 1 Gbit/s, la canalización se aumenta hasta 100 MHz.

Dada la gama de frecuencias disponibles tan diferenciadas, es necesario que exista una flexibilidad en este sentido, por ejemplo, en el caso de considerar refarming sobre la banda de 2100 MHz, un operador puede disponer de bloques de 5 MHz de ancho de banda inicialmente asociados a portadoras UMTS, con lo que sería interesante que LTE tuviera la capacidad de operar también con esta canalización. Está claro que con esta canalización, con LTE operando sobre un ancho de banda de 5 MHz quedarían aproximadamente escaladas en un factor 4, correspondiente a la reducción de canalización con respecto a los 20MHz.

La canalización flexible es, por tanto, un concepto de gran interés cuando se plantea la migración gradual hacia LTE de bandas espectrales actualmente ocupadas por 2G/3G.

El dividendo digital en España libera los canales comprendidos entre 790 a 862 MHz para su uso en servicios móviles de banda ancha. Hasta el momento esos canales están ocupados por canales TDT (canales 61 a 69) y deben liberarse antes de enero de 2015.

Las bandas reguladas son:

- Modo FDD: bandas “emparejadas”

- (GSM 900 y E-GSM 900) (Europa) UL: 880–915 MHz; DL: 925–960 MHz





- (GSM 1800) (Europa) UL: 1710–1785 MHz; DL: 1805–1880 MHz
- (UMTS FDD) (Europa) UL: 1920–1980 MHz; DL: 2110–2170 MHz
- (Europa) UL: 2500–2570 MHz; DL: 2620–2690 MHz

● Modo TDD: bandas “no emparejadas”

- (UMTS TDD) (Europa) 1900–1920 MHz
- (UMTS TDD) (Europa) 2010–2025 MHz
- (Europa) 2570–2620 MHz

Todo lo comentado, fundamenta el uso de la tecnología LTE dentro de los rangos de frecuencias existentes con otras tecnologías, quedando marcada la flexibilidad en las bandas de frecuencias: 900 / 1800 / 2000 / 2600 MHz en Europa, por lo que mi línea de desarrollo debe contemplar dichas frecuencias.

También queda suficientemente justificado que se inicia una línea de investigación en dentro de una tecnología cuya implicación en el mercado futuro será muy elevada y cuyos requerimientos tecnológicos en materia de antenas no está desarrollado.





## CAPITULO 2: Fundamentos Teóricos RWG.

Es necesario realizar una breve introducción de los fundamentos teóricos en los que me he basado para la realización de este trabajo, partiendo de los conceptos básicos de propagación de guías de onda rectangulares cerradas hasta llegar a las guías abiertas, que son la base del proyecto de investigación realizado.

### 5.- Guías de onda.

La definición de una guía onda, tanto en electromagnetismo como en telecomunicación, es cualquier estructura física que guía ondas electromagnéticas.

Existen numerosos tipos de estructuras que pueden ser catalogadas como guías de onda que se emplean para transmitir ondas electromagnéticas punto a punto de una forma eficiente. Por lo general se trata de señales de información de elevada frecuencia y que no podrían ser transmitidas por otros métodos, debido a que la transmisión no sería eficiente, porque producirían interferencias en otros equipos, como en nuestro caso de estudio, las microondas, entre 0,9 y 2.6 GHz.

#### 5.1.- Guías de onda cerradas y modos de propagación.

Como sabemos, las guías de onda electromagnéticas se analizan resolviendo las ecuaciones de Maxwell. Estas ecuaciones tienen soluciones múltiples, o modos, cada uno de estos modos es dependiente de la longitud de onda, de la polarización y de las dimensiones de la guía. Podemos considerar que el modo longitudinal de una guía de onda es un tipo particular de onda estacionaria formado por ondas confinadas en la cavidad. Los modos transversales se clasifican en los tipos siguientes:

1. Modo TE (Transversal eléctrico), la componente del campo eléctrico en la dirección de propagación es nula.
2. Modo TM (Transversal magnético), la componente del campo magnético en la dirección de propagación es nula.



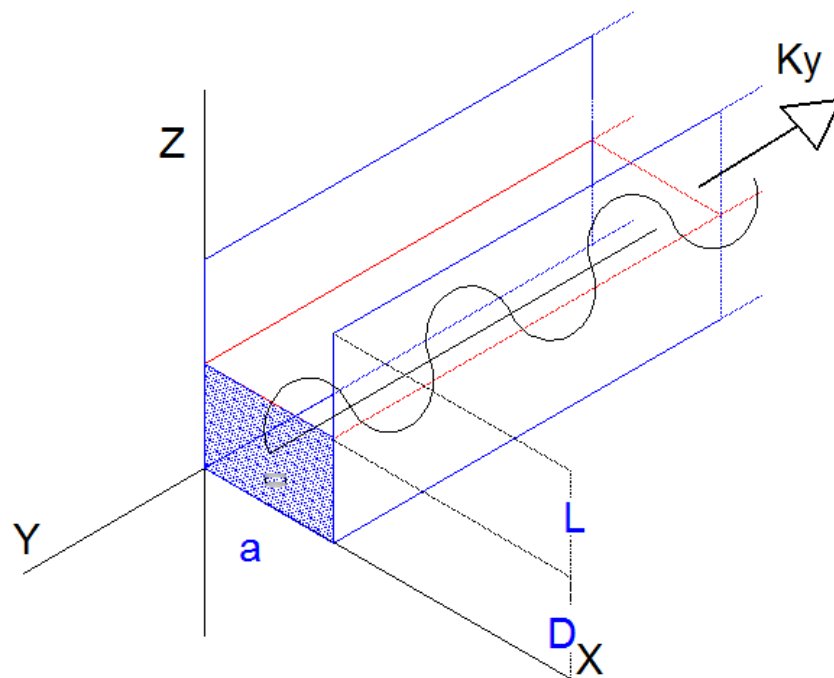


3. Modo TEM (Transversal electromagnético), la componente tanto del campo eléctrico como del magnético están en la dirección de propagación es nula.
4. Modo híbrido, son los que sí tienen componente en la dirección de propagación tanto en el campo eléctrico como en el magnético.

La base de estudio considerada en el proyecto, es con el modo Transversal Eléctrico, por lo que entrare un poco más en detalle para comprender su funcionamiento.

En una guía cerrada con modo de propagación de tipo transversal eléctrico (TE) los subíndices se relacionan con el ritmo de variación transversal de los campos, en  $x$  e  $y$ , respectivamente.

El estudio del presente proyecto se centrará en la propagación de dos modos de forma ortogonal, siendo los modos  $TE_{01}$  y  $TE_{10}$ , cuyas características propagativas son las siguientes:



**Figura 4:** Ejes de propagación de una guía rectangular





El modo de propagación  $TE_{10}$ , define la variación del campo eléctrico en la vertical del eje como se muestra en la siguiente figura:

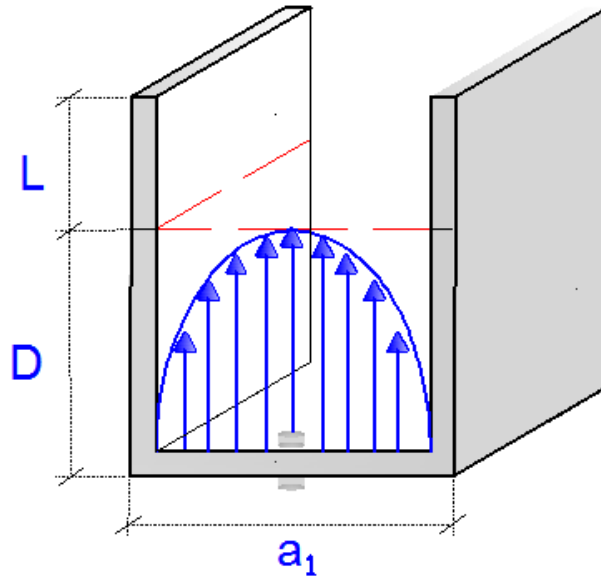


Figura 5: Variación vertical del campo eléctrico ( $TE_{10}$ ).

El modo de propagación  $TE_{01}$ , define la variación del campo eléctrico en la horizontal del eje como se muestra en la siguiente figura:

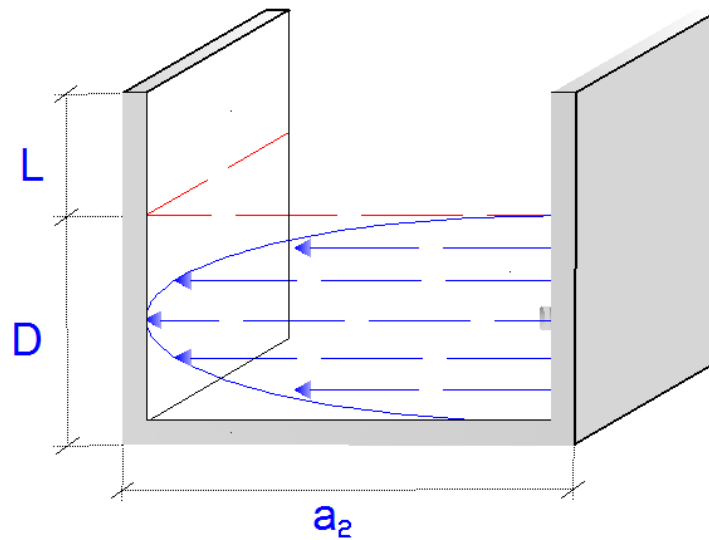


Figura 6: Variación horizontal del campo eléctrico ( $TE_{01}$ ).

Las premisas que emplearemos son:





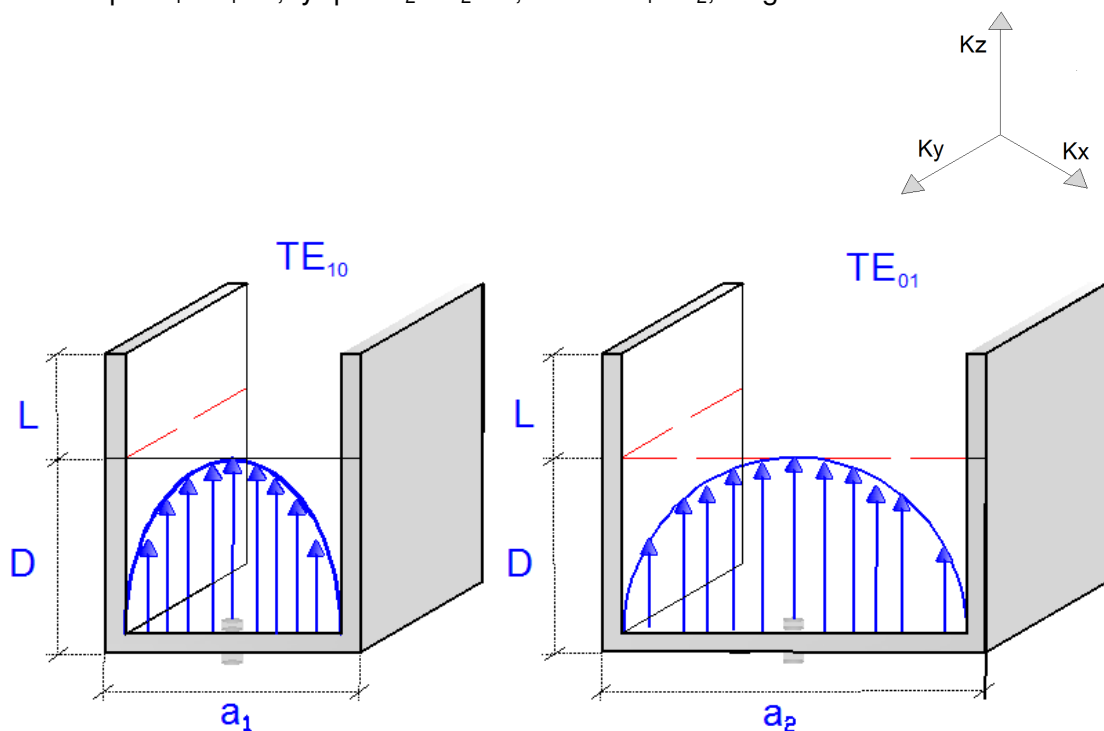
1- Dos modos son ortogonales por tener polarizaciones ortogonales y ser energéticamente independientes.

2- Tomaremos como criterios de diseño que las dimensiones deben cumplir con:

$$\lambda_c = 2a \text{ en TE}_{10}$$

$$\lambda_c = 2D \text{ en TE}_{01}$$

Por lo que considerando los dos modos de propagación con estas premisas podemos deducir que  $a_1 = \lambda_1 / 2$ , y que  $a_2 = \lambda_2 / 2$ , donde  $a_1 < a_2$ , luego:



$$a_1 \ll a_2$$

$$\lambda_{x1} \ll \lambda_{x2}$$





## 5.2.- Constante de propagación (K).

La constante de propagación está definida por la dirección sobre el eje por la que se propaga, y es función de su longitud de onda, por lo que podemos definir la constante de propagación sobre un eje en la dirección que se propaga (Y), como:

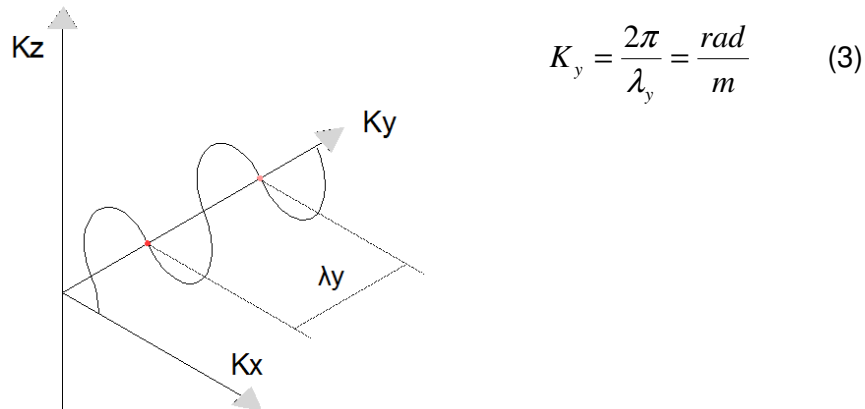


Figura 7: Propagación sobre el eje Y

Conociendo la dependencia de la onda respecto a su dirección de propagación, podemos confirmar que para esta dirección tendremos:

$$K_i = \frac{2\pi}{\lambda_i} = \frac{rad}{m}; \quad (3)$$

$$K_0 \sqrt{\epsilon_0} = \frac{2\pi f}{c_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad (4)$$

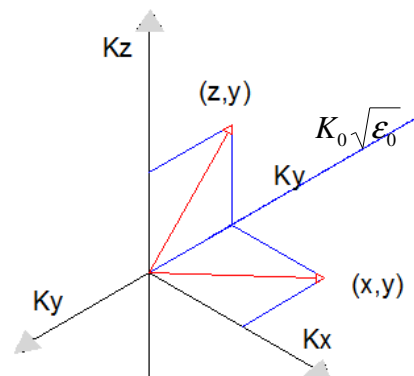


Figura 8: Proyección de una onda en el espacio







Dado que:  $\lambda = \frac{c}{f}$ , puedo expresarlo como:

$$K_0 \sqrt{\epsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad (5)$$

Al tener una proyección en las tres dimensiones:

$$K_0 \sqrt{\epsilon_r} = (K_0 \sqrt{\epsilon_r})^2 = K_0^2 \epsilon_r = K_x^2 + K_y^2 + K_z^2 \quad (6)$$

Expresándolo en función de la longitud de onda:

$$(K_0 \sqrt{\epsilon_r})^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 \epsilon_r = \left(\frac{2\pi}{\lambda_x}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_y}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_z}\right)^2 \Rightarrow \frac{\epsilon_r}{\lambda_0} = \frac{1}{\lambda_x^2} + \frac{1}{\lambda_y^2} + \frac{1}{\lambda_z^2} \quad (7)$$

Donde podemos observar que  $\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$  es la longitud de la onda en la dirección de propagación de la onda de frecuencia “f” que se propaga en un medio cuya constante dieléctrica es  $\epsilon_r$ .

De esta forma comprobamos que  $\epsilon_r$  es constante en todas las direcciones y que  $\lambda$  varía en función de esta, por lo que la constante de propagación  $K_D$  no dependerá de la dirección en la que se propague la onda, sino de la frecuencia, tal como hemos visto en la ecuación (3).





### 5.3.- Comportamiento del modo TE<sub>10</sub>, en función de la anchura de RWG.

El modo de propagación TE<sub>10</sub> representa la variación del campo eléctrico, si tenemos dos guías de onda con una anchura diferente, variara su constante de propagación tal como demostramos anteriormente y detalla [4], por lo que dadas dos guías, según lo visto tendremos:

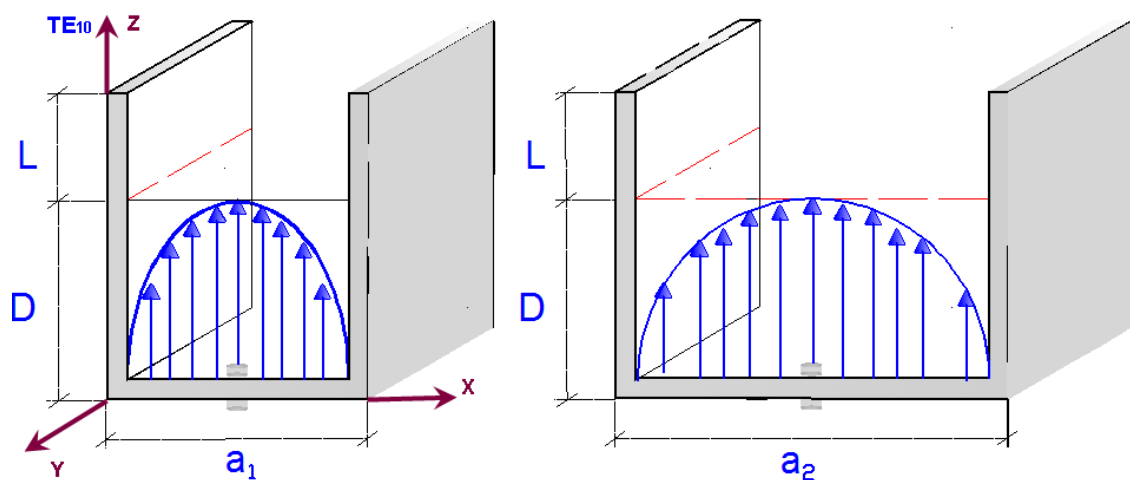


Figura 9: Guías con diferente ancho en modo TE<sub>10</sub>

$a_1 = \frac{\lambda_{x1}}{2}$ $K_{x1} = \frac{2\pi}{\lambda_{x1}} = \frac{rad}{m}$	$a_2 = \frac{\lambda_{x2}}{2}$ $K_{x2} = \frac{2\pi}{\lambda_{x2}} = \frac{rad}{m}$
---	---

Dado que la onda no tiene variación en el eje Z,  $K_z=0$ , tal y como hemos visto en la ecuación (7),

$$\left(K_0 \sqrt{\epsilon_r}\right)^2 = K_0^2 \epsilon_r = K_x^2 + K_y^2 + K_z^2$$

$$K_y^2 = K_0^2 \epsilon_r - K_x^2 \quad (8)$$





Desarrollando la ecuación obtenida con  $K = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) = \left(\frac{\pi}{a}\right)$ :

$$K_{y1} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - K_x^2} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{2\pi}{\lambda_1}\right)^2} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{2\pi}{2a_1}\right)^2} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a_1}\right)^2} \quad (10)$$

$$K_{y1} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a_1}\right)^2} = \frac{K_0}{a_1} \sqrt{\epsilon_r} \quad (11)$$

$$K_{y2} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a_2}\right)^2} = \frac{K_0}{a_2} \sqrt{\epsilon_r} \quad (12)$$

Como  $a_2$  es mucho mayor que  $a_1$  ( $a_2 \gg a_1$ )  $\rightarrow \left(\frac{\pi}{a_2}\right)^2 < \left(\frac{\pi}{a_1}\right)^2$ , nos indica que la constante de radiación será menor cuanto menor sea el ancho de la guía, por lo que llegamos a la conclusión de que si aumenta "a", aumenta la constante de propagación "k" en la dirección de propagación (Y).

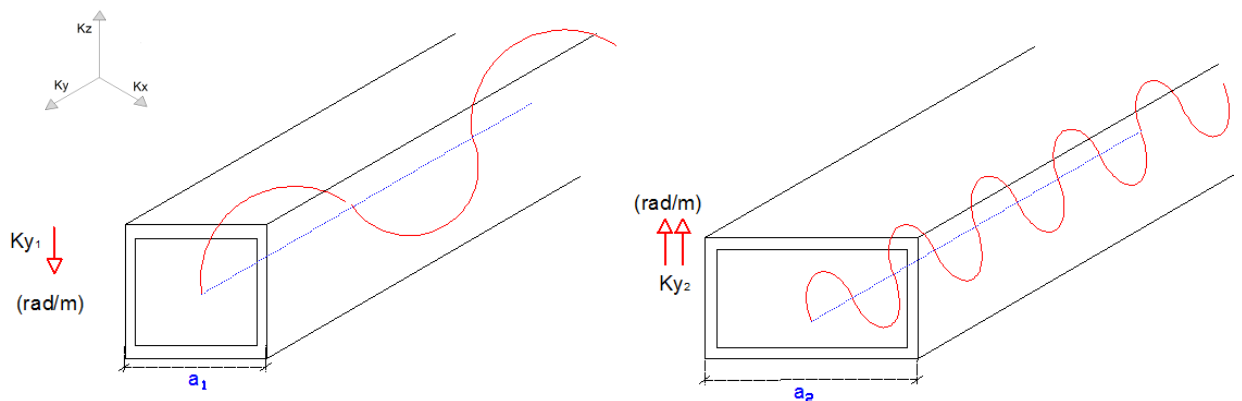


Figura 10: Variación de la constante de propagación en función de "a"





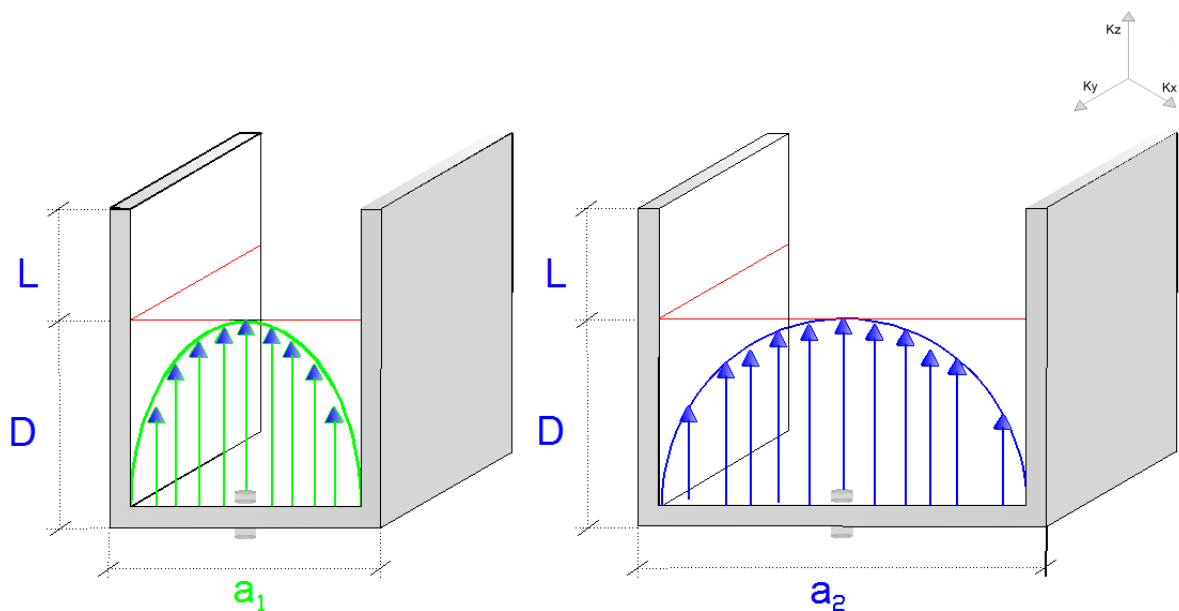
## 5.4.- Diagramas de dispersión.

Los diagramas de dispersión nos representarán mediante curvas, el comportamiento de la constante de propagación ( $K$ ) de la guía, en función de otro parámetro, que en nuestro caso será la frecuencia.

Conociendo este comportamiento de la constante de propagación en función de la frecuencia, podremos saber a partir de qué frecuencias nuestra guía funcionará en la zona de corte o en la zona de radiación.

Tal como se ha comentado en el apartado anterior, las dimensiones de la guía, su ancho "a", está ligado a la frecuencia de funcionamiento de la propia guía y por lo tanto, la anchura (en el modo  $TE_{10}$ ) me definirá la frecuencia de corte y la constante de propagación [4] [5].

Para comprender este fundamento podremos verlo claro representando dos guías con diferente anchura,  $a_1$  y  $a_2$ :



**Figura 11:** Representación de dos guía en modo  $TE_{10}$  con diferentes anchuras



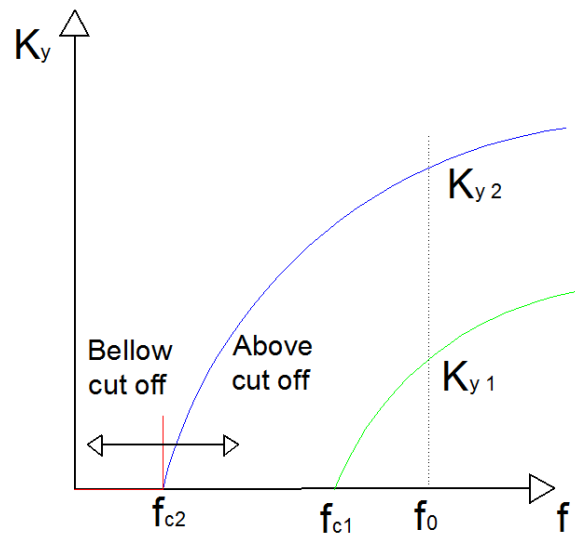


Figura 12: Diagrama de dispersión en función de la frecuencia

Como podemos observar,  $a_1 < a_2$  y por lo tanto,  $f_{c1} > f_{c2}$ , donde utilizando la ecuación (10)

$$K_{yTE01} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{2\pi}{\lambda_1}\right)^2} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a_1}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a_1}\right)^2} \quad (13)$$

Con lo que podemos deducir que  $K_y$  (rad/m) debe ser mayor que cero ( $K_y > 0$ ), ya que si  $K_y$  es igual a cero ( $K_y = 0$ ), la onda no avanza y decimos que:

1. No hay propagación.
2. El modo de propagación está al corte (Bellow cutoff)

Hemos desarrollado la explicación para el Modo  $TE_{10}$ , llegando a la conclusión de que éste modo es dependiente de la anchura de la guía, de la misma forma con el modo  $TE_{01}$ , llegaríamos a la conclusión de que éste es dependiente de la altura de la guía ("D") en lugar de la anchura ("a"), por lo que recopilando [6]:

$$K_{yTE01} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (14)$$





$$K_{yTE10} = \sqrt{K_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{D}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{D}\right)^2} \quad (15)$$

## 5.5.- Comparación de la constante de propagación (K) en función del modo.

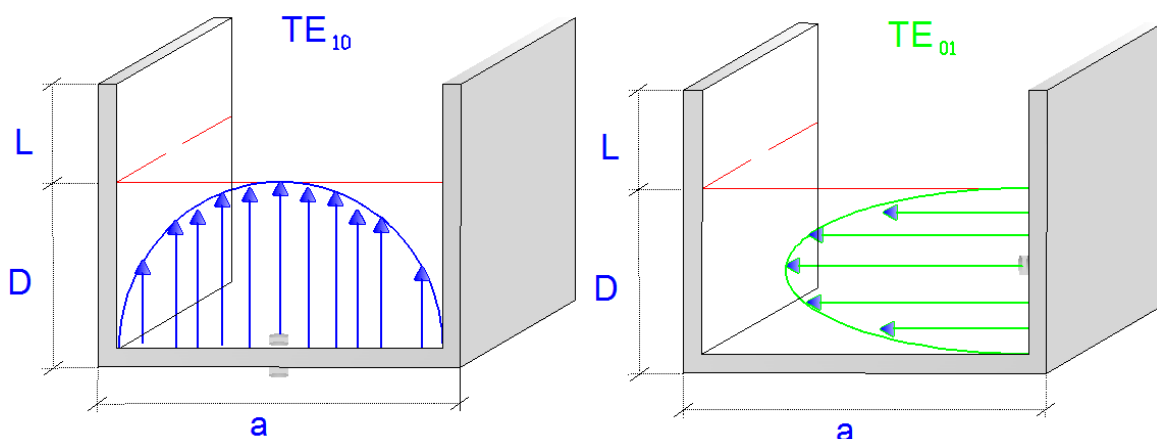
Como hemos indicado anteriormente, el modo transversal eléctrico (TE) representa la variación del campo eléctrico con los subíndices que se refieren a la variación en vertical u horizontal del modo:

$TE_{10}$  → el campo E varía en la horizontal.

$TE_{01}$  → el campo E varía en la vertical.

Si comparamos los diagramas de dispersión de ambos modos en una misma guía, vemos que estos tienen diferentes frecuencias de corte y diferentes frecuencias óptimas para una misma constante de propagación.

En la siguiente figura vemos como cada modo para una misma guía, tiene un comportamiento diferente:



**Figura 13:** Propagación de diferentes modos en una guía de iguales dimensiones



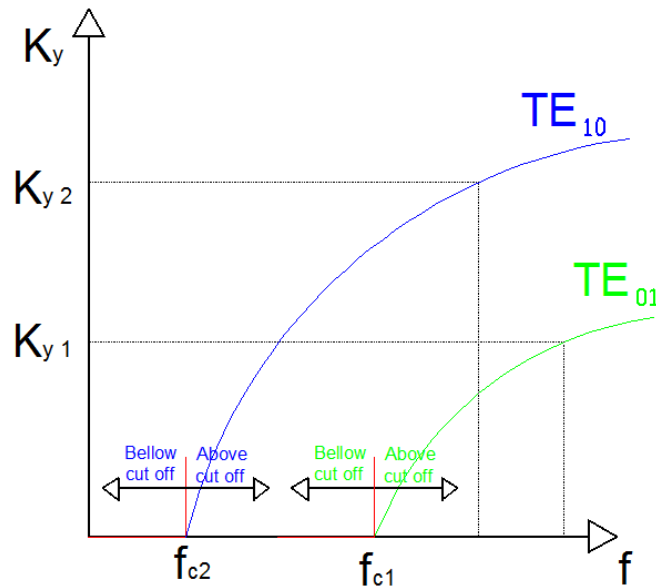


Figura 14: Comparación del diagrama de dispersión de diferentes modos

Con la figura anterior queda demostrado que una misma guía de onda tiene un comportamiento muy diferenciado, tanto en frecuencia de corte como en su constante de propagación, en función del modo en el que trabaje.

## 5.6.- Guía RWG dual mode.

Cuando en una guía funcionamos con dos modos fundamentales se dice que una guía dual mode.

En el desarrollo de esta línea de investigación, me basaré en el funcionamiento de una guía con dos modos de propagación de forma simultánea aprovechando que los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  son ortogonales, y conociendo las dependencias en sus parámetros físicos de diseño, consideraré que las medidas de "a" serán similares a las de "D".



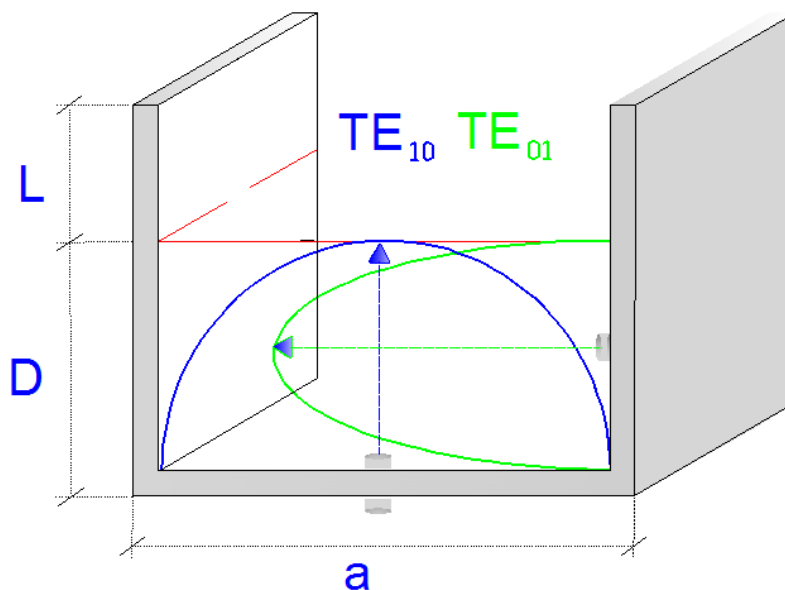


Figura 15: Guía con dos modos de propagación

Con el criterio de diseñar una guía dual mode, las medidas  $a$  y  $D$  son similares, buscamos que su comportamiento para una misma frecuencia sea óptimo, de forma que su diagrama de dispersión muestre que para frecuencias de trabajo muy similares se obtiene una constante de propagación adecuada, tal como se muestra en la siguiente figura:

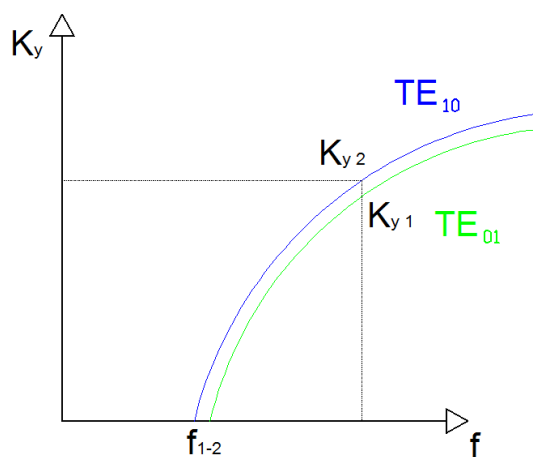


Figura 16: Diagrama de dispersión de una guía con dos modos ortogonales.







## CAPITULO 3: Antenas Leakys, guías de onda abiertas.

Una vez analizado el comportamiento de una guía de onda rectangular cerrada, desarrollaré en este capítulo los conceptos y fundamentos teóricos sobre los que basare el diseño de una guía de ondas abierta, llamadas antenas Leaky [3].

### 6.- Introducción a las antenas Leaky.

Las antenas de tipo Leaky-Wave (LWA, Leaky Wave Antennas) son un tipo de antenas de onda progresiva cuyo funcionamiento se basa en una guía de ondas abierta por la que se puede propagar un modo de fugas (modo leaky).

Las LWA tienen un punto diferenciador respecto a las RWG debido a que su comportamiento define una naturaleza no resonante de la antena de onda progresiva.

El diseño de la antena se plantea con antenas de tipo Leaky, debido a que podemos controlar su comportamiento en cuanto a su ángulo de apuntamiento en frecuencia, tienen una alta directividad controlada y podremos utilizar elevados anchos de banda en bandas milimétricas, con menores pérdidas que en las líneas de transmisión convencionales.

Los modos leaky-wave se caracterizan por una constante de propagación compleja,  $k_y$ , formada por una constante de fase ( $\beta$ ) y una constante de atenuación compleja ( $\alpha$ ).

La constante de atenuación está relacionada con las pérdidas por radiación, midiendo la caída de la amplitud en Neperios por metro (Np/m), la relación entre las constantes mencionadas es la siguiente [3]:

$$K = \beta - j\alpha \quad (16)$$





## 6.1.- Fundamentos de radiación.

Las guías de onda dieléctricas se abren para reducir las pérdidas debidas al metal y soportar así un modo confinado en el dieléctrico (llamado “bounded”) que no causa pérdidas por radiación, dándole a la guía dicha abertura se produce una perturbación, esta puede ser un slot o strip, que produce una transformación pasando de estar en modo “bounded” sin radiar, a modo “leaky”, radiando al exterior [3].

Como podemos observar en la siguiente figura, se representa el concepto de una guía de onda con un slot, por el cual podrá salir la energía de la onda en la dirección de radiación.

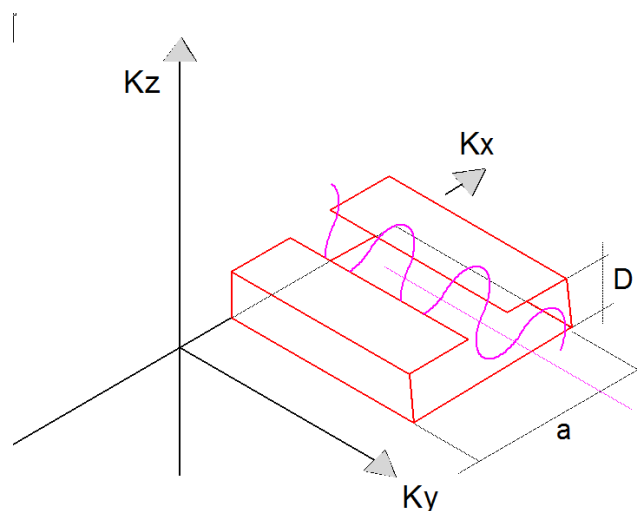


Figura 17: Guía de onda abierta con slot

El principio de radiación de una guía de ondas abierta es por asimetría, luego es importante que al realizar la perturbación en la guía, tanto con un slot como con un strip, se mantenga dicha asimetría.

Otro aspecto importante será la medida de “L”, debido a que en la superficie del dieléctrico tendremos las ondas de superficie, cuya constante de propagación es imaginaria y su energía decrece exponencialmente al aumentar en el eje Z, por lo que si tenemos una medida de L grande, la energía de las ondas de superficie será pequeña en la parte superior de la guía y no podrán radiar en al exterior quedando la radiación encapsulada en las propias paredes que forma la guía. Si tomamos una medida de L pequeña, la energía de las ondas será suficiente para que puedan radiar





al exterior, pero esta radiación no podrá ser controlada, por lo que se hace necesario que la medida de  $L$  sea función de la altura de la guía ( $D$ ), llegando a la normalización de que  $L$  debe ser aproximadamente la mitad de  $D$ , ( $L \cong D/2$ ).

Para entender mejor el comportamiento de las guías abiertas se mostraré a continuación, las características de los diferentes casos de guía abierta en función de la asimetría en el modo  $TE_{10}$  [4] [5] [6].

Si consideramos una guía abierta sin ningún tipo de perturbación planar como se representa en la figura 18, comprobamos que no existe diferencia de potencial entre las paredes, por lo que el reparto de cargas es simétrico y no se crea en ningún punto campo horizontal propagativo hacia el exterior, aunque si tendremos ondas de superficie formando campos reactivos que no podrán ser controladas porque están al corte no propagándose en la dirección transversal de la guía.

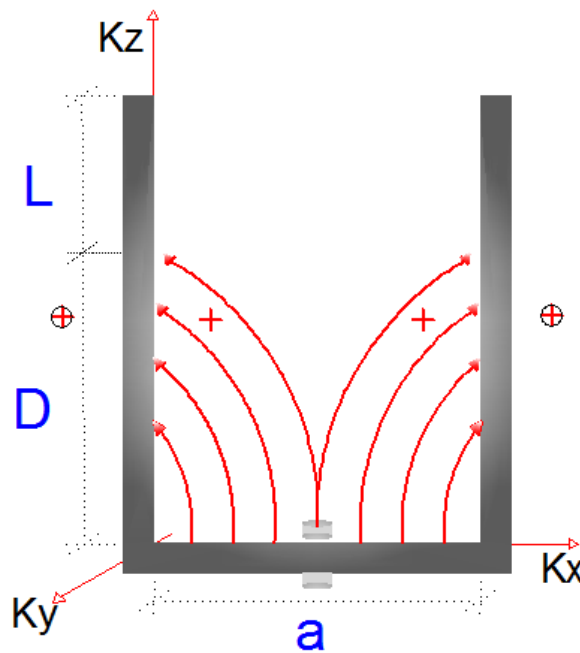


Figura 18: Guía de ondas abierta

Este modo de propagación de la guía se le llama NRD (*Non Radiative Guide*, "NRD") o de superficie debido a que los únicos campos que aparecen estarán en la superficie del dieléctrico.





Si introducimos en la guía un strip centrado, tal que la distancia entre las paredes metálicas de la guía sean:

$$X = \frac{a-W}{2}$$

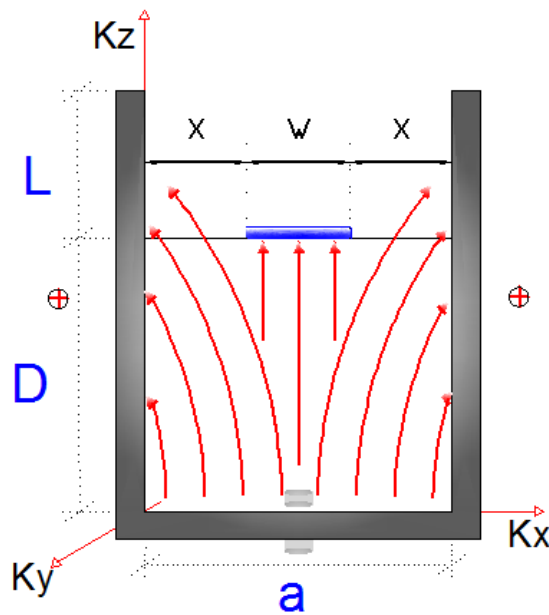


Figura 19: Guía de onda abierta con strip centrado

No radiará al exterior, ya que por mantener simetría, no existirá una diferencia de potencial entre las paredes metálicas de la guía y sólo se generarán campos reactivos con ondas de superficie, donde la constante de propagación ( $K_y$ ) será real e igual a la constante de fase ( $\beta_y$ ).

Si mantenemos la simetría utilizando dos strip como se indica en la figura 20, estaremos en el mismo caso que el anterior, se mantendría la simetría y no existiría radiación al exterior más que las ondas de superficie.



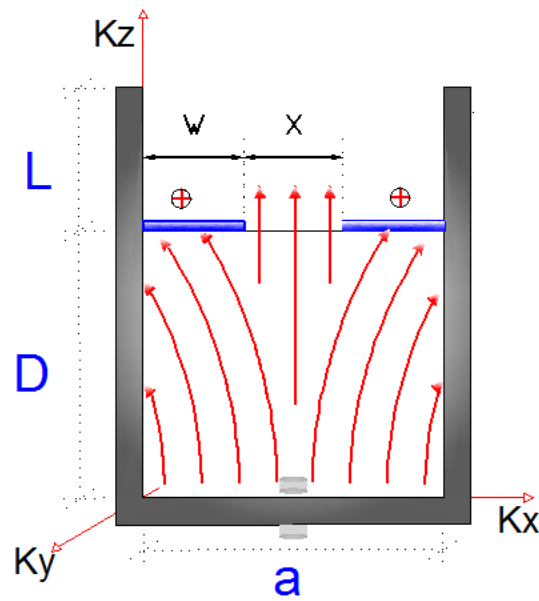


Figura 21: Guía de ondas abierta con strips simétricos

Si modificamos la situación del strips de la figura 22, de forma que pierda la simetría tal como se indica en la figura 23, dejándolo un poco descentrado, la constante de atenuación ( $\alpha_y$ ) tendrá un valor distinto de cero, con lo que la constante de propagación tendrá parte real y parte compleja como se indica en (16) sobre la dirección de propagación ( $K_y = \beta_y - j\alpha_y$ ).

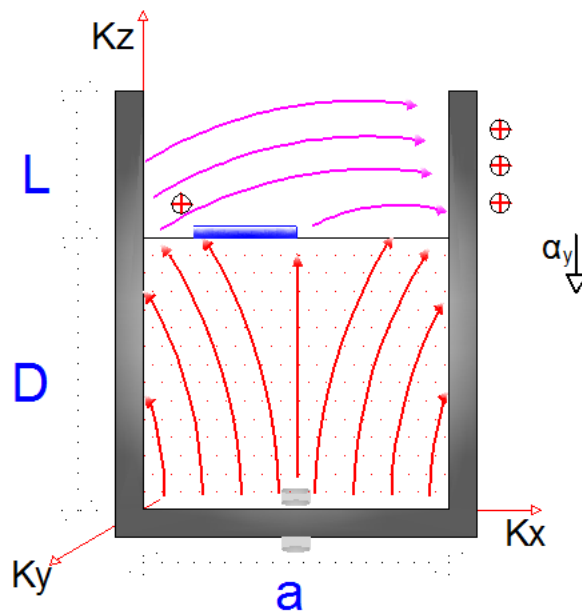


Figura 24: Guía de onda abierta con strip poco descentrado





Existirá diferencia de potencial entre las paredes metálicas de la guía y se producirá radiación al exterior

Ahora podemos preguntarnos qué ocurre si descentramos mucho el strip como se indica en la figura 25, seguiremos teniendo una diferencia de potencial que implica radiación al exterior, pero con una constante de atenuación elevada que implicará tener una menor longitud efectiva de la antena, [5] [6].

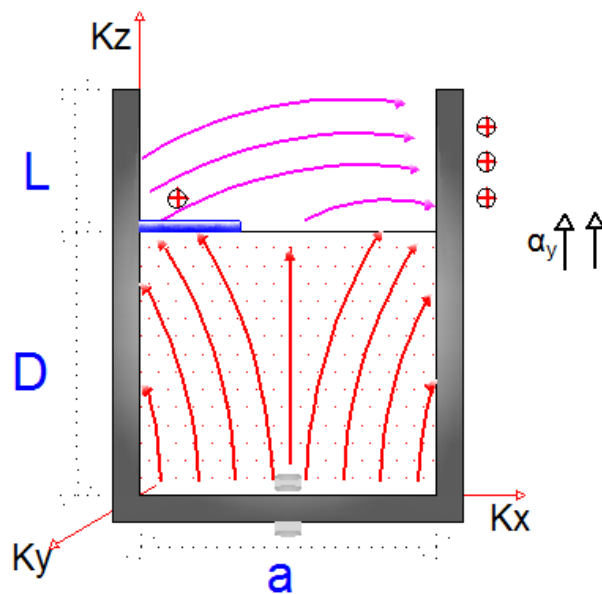


Figura 26: Guía de onda abierta con strip muy descentrado

## 6.2.- Control del ángulo de salida ( $\theta$ ).

Una vez que conocemos el comportamiento esperado que tendrá la guía y sus variables de dependencia, debemos conocer cuáles son las variables que dependen del apuntamiento de la antena.

El ángulo de salida de las ondas de la antena ( $\theta$ ), se mide desde la perpendicular a la longitud de la propia antena en radianes.





Como hemos visto anteriormente, la constante de propagación  $K_y$ , varía en función del modo con las siguientes medidas de la guía:

$$\text{Ancho "a"} \rightarrow K_{y\text{TE}10}$$

$$\text{Alto "D"} \rightarrow K_{y\text{TE}01}$$

La constante de atenuación está muy relacionada con el ángulo de salida de las ondas, de forma que si el ángulo es pequeño, también será pequeña la constante de propagación como podemos ver en la figura siguiente:

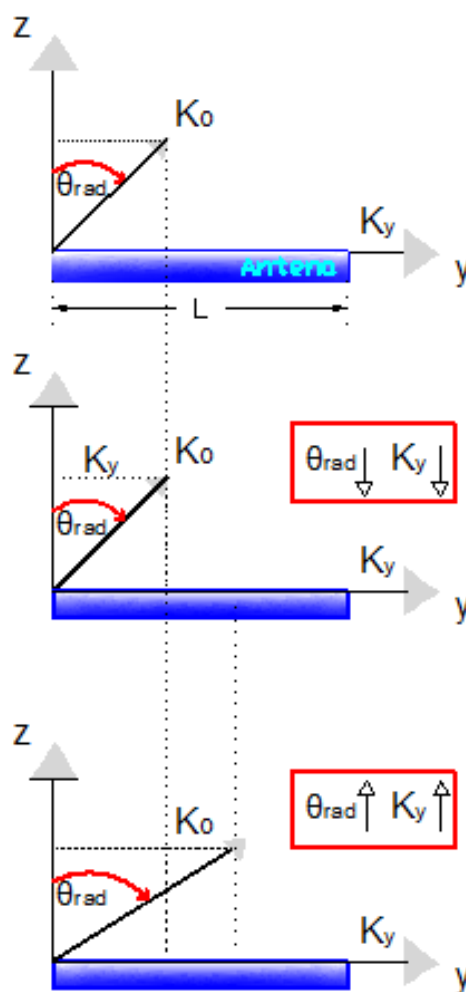


Figura 27: Variación del ángulo de radiación respecto a K





De la figura anterior podemos definir la constante de propagación longitudinal ( $K_y$ ) normalizada respecto de  $K_0$  como:

$$\text{Sin} \theta_{red} = \frac{K_y}{K_0} \quad (17)$$

Con lo que podemos llegar a las siguientes conclusiones:

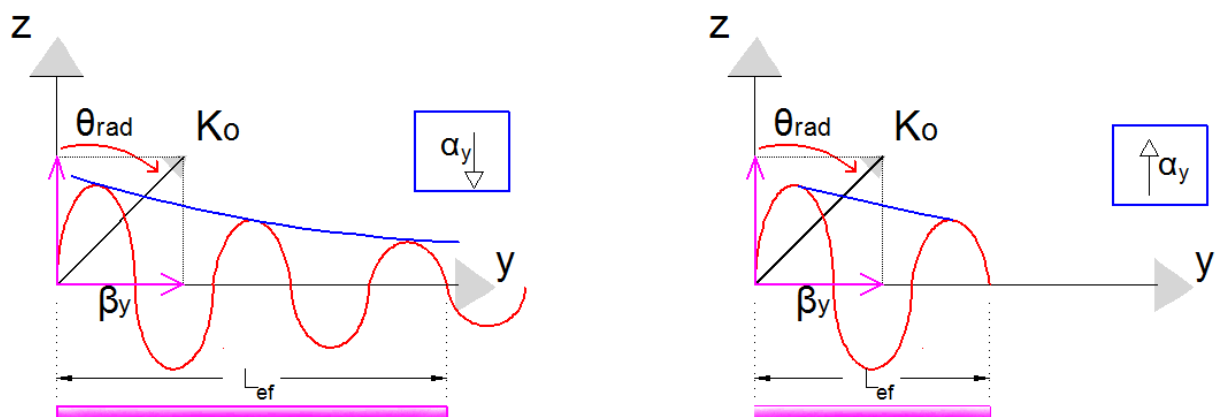
1 → Variando “a” se puede controlar el ángulo de salida de  $TE_{10}$

$$\text{Sin} \theta_{red}^{TE10} = \frac{K_y^{TE10}}{K_0} = \frac{\sqrt{K_0^2 \epsilon_v - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}}{K_0} \quad (18 a)$$

2 → Variando “D” se puede controlar el ángulo de salida de  $TE_{01}$

$$\text{Sin} \theta_{red}^{TE01} = \frac{K_y^{TE01}}{K_0} = \frac{\sqrt{K_0^2 \epsilon_v - \left(\frac{\pi}{D}\right)^2}}{K_0} \quad (18 b)$$

3 → La longitud efectiva de la antena es inversamente proporcional a la constante de atenuación ( $\alpha_y$ ), de forma que si la longitud efectiva aumenta, disminuye la constante de atenuación [5] [7].



**Figura 28:** Variación de la constante de atenuación en función de la Longitud efectiva







### 6.3.- Dependencia de la longitud efectiva de la antena.

Tal como hemos visto anteriormente, la longitud efectiva de la antena es un parámetro importante en el diseño de la misma ya que nos definirá la constante de atenuación y la directividad, variables que afectan directamente a el ancho de haz.

La representación de estas variables de dependencia son las siguientes:

$L_{efectiva}$  grande implica  $\rightarrow$  mayor directividad, menor ancho de haz y menor constante de atenuación.

LONGUITUD EFECTIVA GRANDE
$L_{efectiva} \uparrow \leftrightarrow Directividad \uparrow$ $\alpha \downarrow \leftrightarrow \Delta\theta \downarrow, \theta \downarrow$

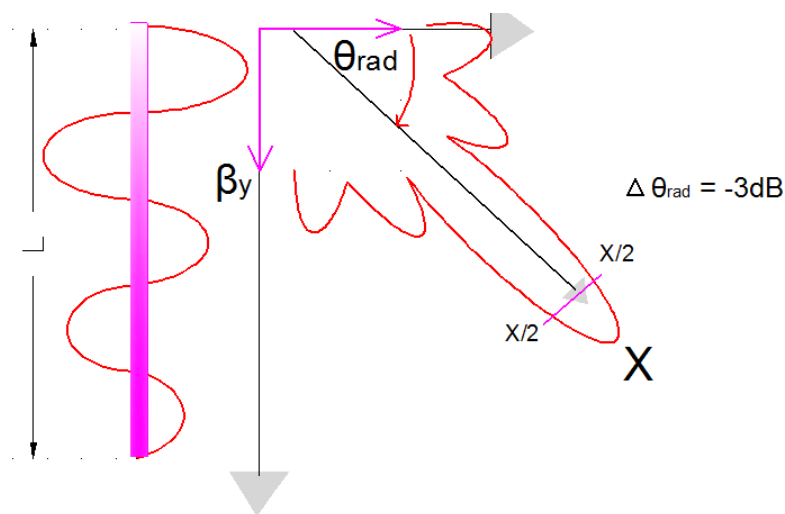


Figura 29: Antena de longitud efectiva grande

$L_{efectiva}$  pequeña implica  $\rightarrow$  menor directividad, mayor ancho de haz y mayor constante de atenuación.



LONGITUD EFECTIVA PEQUEÑA

$$L_{efectiva} \downarrow \leftrightarrow Directividad \downarrow$$
$$\alpha \uparrow \leftrightarrow \Delta\theta \uparrow, \theta \uparrow$$

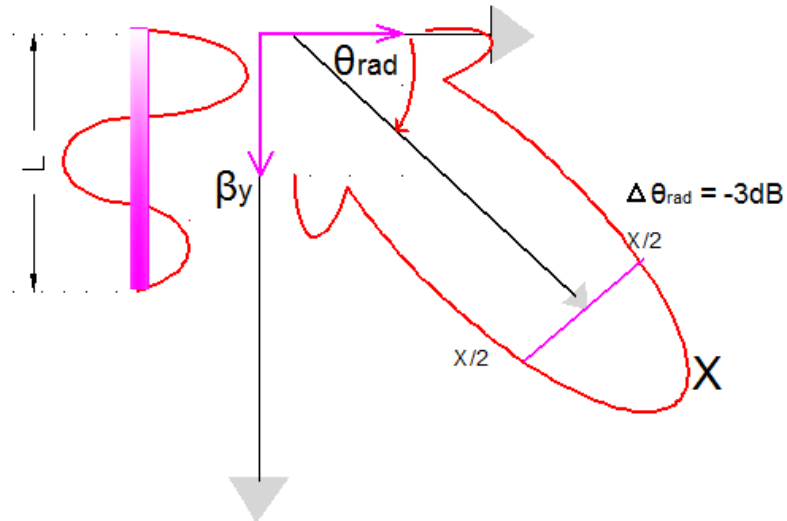


Figura 30: Antena de longitud efectiva pequeña

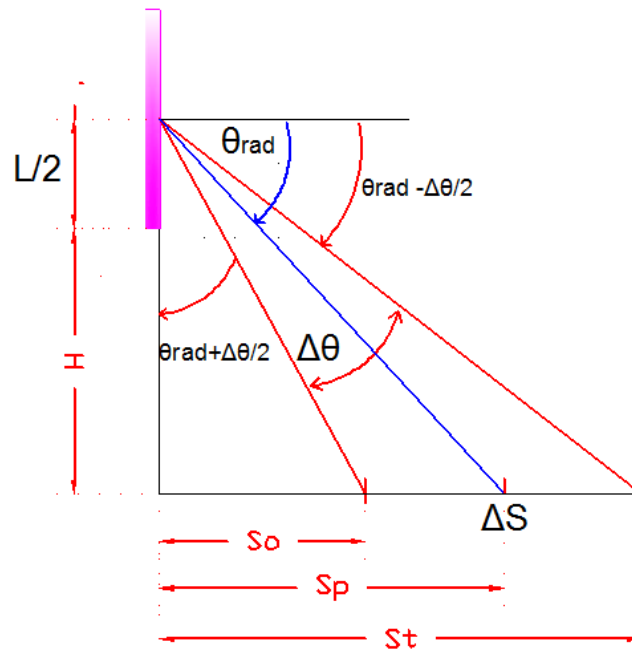
Para obtener un diseño más versátil de la antena, sería deseable poder controlar la dirección de radiación ( $\theta$ ) independientemente de su ancho de haz ( $\Delta\theta$ ), de tal manera que podamos escoger el ancho de haz deseado para cualquier ángulo de apuntamiento [4] [7].





## 6.4.- Definición geométrica del ángulo de radiación ( $\theta$ ).

Una vez conocidas las dependencias de la longitud efectiva de la antena hemos confirmado que el ángulo de salida de las ondas es dependiente de esta medida, la definición geométrica del ancho de haz, nos servirá para definir los parámetros de diseño de nuestra antena, y poder obtener los valores deseados de el ángulo de radiación y ancho de haz.



**Figura 31:** Definición geométrica de radiación

Haciendo uso de la figura 32, podemos obtener las siguientes relaciones:

$$\operatorname{tg}\left(\theta_{rad} + \frac{\Delta\theta}{2}\right) = \frac{H}{S_0 - \frac{\Delta S}{2}} = \frac{H}{S_0} \quad (19)$$

$$\operatorname{tg}\theta_{rad} = \frac{H}{S_0 + \frac{\Delta S}{2}} = \frac{H}{S_p} \Rightarrow \theta_{rad} = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{H}{S_p}\right) \quad (20)$$





$$\Delta\theta_{rad} = 2 * \left( \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{H}{S_0 + \frac{\Delta S}{2}} \right) - \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{H}{S_P} \right) \right) \quad (21)$$

Sabemos que:

$$\theta_{rad} \Rightarrow \frac{\beta}{k_0} = \operatorname{Sin}(\theta_{rad}); \text{ donde } \beta \text{ es la constante de fase del modo leaky (rad/m)}. \quad (22)$$

$$\Delta\theta_{rad} \Rightarrow \frac{L}{\lambda_0} \approx \frac{60^\circ}{\operatorname{Cos}\theta_{rad}} * \frac{1}{\Delta\theta_{rad}}; \text{ donde } \frac{L}{\lambda_0} \text{ es la longitud de la antena que} \quad (23)$$

debe iluminar.

$$\Delta\theta_{rad} \approx \frac{180^\circ/\pi}{\frac{L}{\lambda_0} \operatorname{Cos}\theta_{rad}} \cong \frac{60^\circ}{\frac{L}{\lambda_0} \operatorname{Cos}\theta_{rad}} \quad (24)$$

Con lo que podemos definir la longitud de la antena en función de la longitud de onda

$\left( \frac{L}{\lambda_0} \right)$  y el ancho de haz ( $\Delta\theta_{rad}$ ).

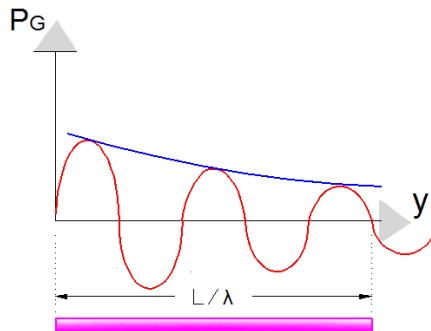
$\Delta\theta$	$L/\lambda_0$
<b>60º</b>	1
<b>30º</b>	2
<b>15º</b>	4
<b>10º</b>	6
<b>5º</b>	12





## 6.5.- Potencia guiada ( $P_G$ ).

La potencia guiada de la antena decrecerá en función de  $\left(\frac{L}{\lambda_0}\right)$  de forma exponencial:



$$P_G(y) = e^{-2\alpha y}$$

$$P_G = P_o e^{-2\alpha y}$$

Con lo que podremos definir la función de rendimiento de la antena, es decir, su eficiencia de radiación, como:

$$\eta_{radiación} = \frac{P_{radiada}}{P_{disipada}} = \frac{P_d - P_G(y=L)}{P_d} = 1 - e^{-2\alpha y} \quad (25)$$

Si normalizamos la ecuación (25):

$$\left[ \text{Recordemos } \Rightarrow k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o} \right]; -2\alpha y = -2 \frac{\alpha}{k_o} k_o L \Rightarrow -4\pi \frac{\alpha}{k_o} \frac{L}{\lambda_o} \quad (26)$$

$$\eta_{radiación} = 1 - e^{-4\pi \frac{\alpha}{k_o} \frac{L}{\lambda_o}}$$

En el proceso de investigación buscaré una eficiencia del 90%, considerando que un 10% será absorbido por la carga adaptada, con lo que podemos concluir que:

$$\eta_{radiación} = 0.9 = 1 - e^{-4\pi \frac{\alpha}{k_o} \frac{L}{\lambda_o}} \Rightarrow 0.1 = e^{-4\pi \frac{\alpha}{k_o} \frac{L}{\lambda_o}}$$

$$-4\pi \frac{\alpha}{k_o} \frac{L}{\lambda_o} = \ln 0.1 \cong -2.3$$

$$\eta_{(90\%)} = \frac{\alpha}{k_o} \frac{L}{\lambda_o} = \frac{-2.3}{-4\pi} \cong 0.183$$





Para haber radiado el 90% de la potencia inyectada a la antena en una longitud  $\left(\frac{L}{\lambda_0}\right)$ , el modo leaky debe tener una tasa de radiación normalizada  $\left(\frac{\alpha}{k_0}\right)$ , luego:

$$\eta_{RAD(90\%)} = \frac{\alpha}{k_0} \frac{L}{\lambda_0} = 0.183 \quad (27)$$

$$\frac{\alpha}{k_0} = \frac{0.183}{L/\lambda_0} \Rightarrow \text{con.}(23) \Rightarrow \frac{L}{\lambda_0} = \frac{60^\circ}{\Delta\theta^\circ} * \frac{1}{\text{Cos}\theta_{rad}^\circ}$$

$$\frac{\alpha}{k_0} = \frac{0.183}{\frac{180^\circ/\pi}{\Delta\theta^\circ} * \frac{1}{\text{Cos}\theta_{rad}^\circ}} \Rightarrow \frac{\alpha}{k_0} = \frac{\Delta\theta^\circ}{180^\circ} \text{Cos}\theta_{rad}^\circ \pi 0.183 \quad (27\text{-a})$$

Por lo que la tasa de radiación normalizada es:

$$\boxed{\frac{\alpha}{k_0} = \frac{\Delta\theta^\circ}{180^\circ} \text{Cos}\theta_{rad}^\circ \pi 0.183} \quad (28)$$

Al conjugar las ecuaciones 27-a y 28, obtenemos las ecuaciones simplificadas [3]:

$$\Rightarrow \frac{L}{\lambda_0} = \frac{180^\circ/\pi}{\Delta\theta^\circ} * \frac{1}{\text{Cos}\theta_{rad}^\circ} \Rightarrow \quad (29)$$

$$\Rightarrow \frac{\alpha}{k_0} = \frac{0.183}{L/\lambda_0} \quad (30)$$

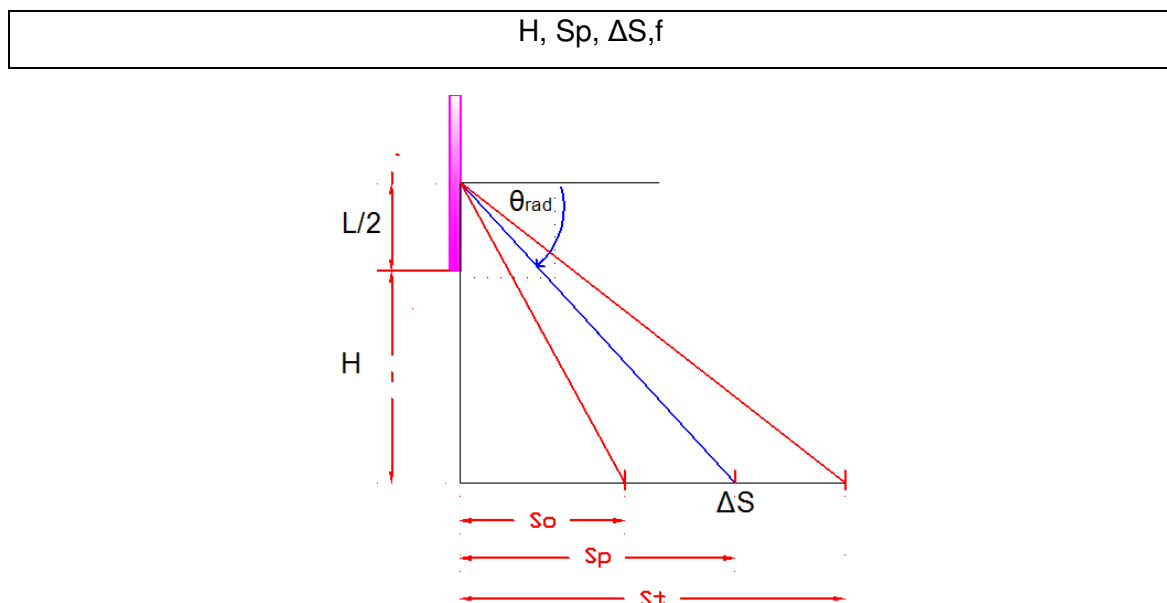




## 7.- Procesos de estudio para el análisis de la LWA.

Una vez definidas todas las variables características para el diseño de la LWA, puedo estudiar el comportamiento de la antena en función de estos parámetros. Las dimensiones de la guía (a y D), junto con el valor de la frecuencia de operación deben ser fijados para comenzar el análisis, una vez fijado, seguiré los siguientes cuatro pasos:

1º) Definir las variables correspondientes a las necesidades del entorno a estudiar:



**Figura 33:** Representación de variables a estudiar

2º) Obtención de los ángulos del diagrama de radiación: ángulo de máxima radiación ( $\theta_R$ ), ancho de haz ( $\Delta\theta$ ).

$$\operatorname{tg} \theta_{rad} = \frac{H}{S_0 + \frac{\Delta S}{2}} = \frac{H}{S_p} \Rightarrow \theta_{rad} = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{H}{S_p} \right) \quad (20)Rep$$

$$\Delta \theta_{rad} = 2 * \left( \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{H}{S_0 + \frac{\Delta S}{2}} \right) - \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{H}{S_p} \right) \right) \quad (21)Rep$$





3º) Obtención de la longitud de la antena que nos proporciona el ancho de haz  $\Delta\theta$  en el ángulo de máxima radiación  $\theta_{rad}$ , con (29):

$$\frac{L}{\lambda_o} = \frac{180^\circ / \pi}{\Delta\theta^\circ} * \frac{1}{\text{Cos}\theta_{rad}^\circ}$$

4º) Obtención de los parámetros  $\alpha$  y  $\beta$  del modo leaky, con (22) (30):

$$\beta = k_o \text{Sin}\theta_R \rightarrow \text{Sin}\theta_R = \beta / k_o \quad (22)\text{Rep}$$

$$\left[ \lambda_o = \frac{C_o}{f}; k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o} \right]$$

$$\Rightarrow \frac{L}{\lambda_o} = \frac{180^\circ / \pi}{\Delta\theta^\circ} * \frac{1}{\text{Cos}\theta_{rad}^\circ} \Rightarrow \quad (29)\text{Rep}$$

$$\Rightarrow \frac{\alpha}{k_o} = \frac{0.183}{L/\lambda_o} \quad (30)\text{Rep}$$

Recordemos que la  $\frac{\alpha}{k_o}$  que obtendremos corresponde al modo Leaky, que ilumina la antena de longitud  $\frac{L}{\lambda_o}$  con un 90% de eficiencia de radiación.

Dado que mi objetivo es analizar y diseñar antenas que tengan sectorización vertical, deberé realizar estos pasos reiteradas veces para conocer el comportamiento con dos sectores verticales, por lo que será una tarea muy repetitiva la realización de estos cuatro pasos.

Para agilizar los cálculos expuestos anteriormente, he desarrollado un modulo de cálculo en entorno grafico bajo matlab, de forma que nos permita realizar varias simulaciones introduciendo simplemente los parámetros comentados en el paso 1º, son H, Sp,  $\Delta S$ , f.





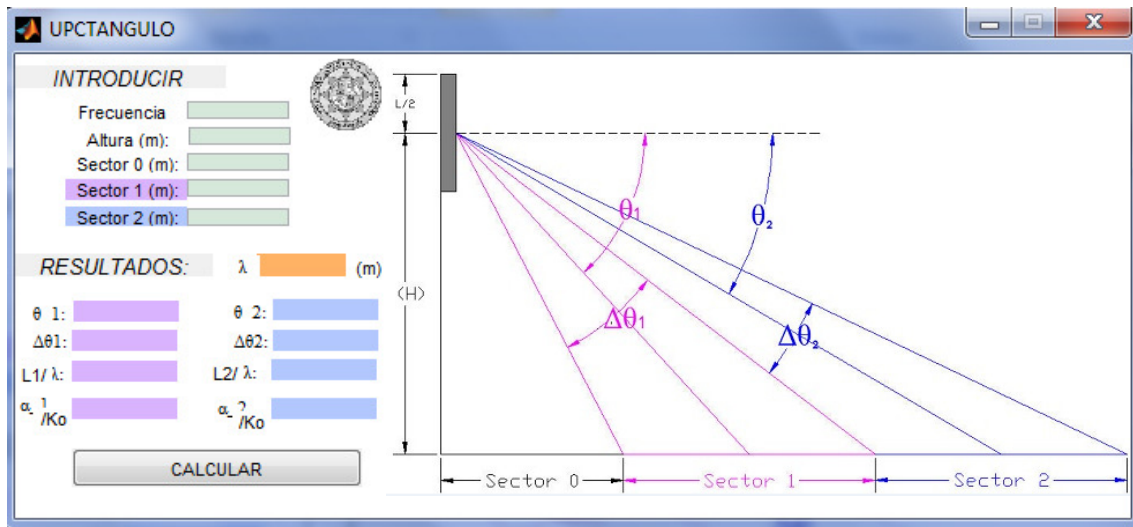


Figura 34: Herramienta de simulación inicial

Para validar la herramienta desarrollada realizaremos una simulación y su cálculo en paralelo, supongamos el siguiente escenario:

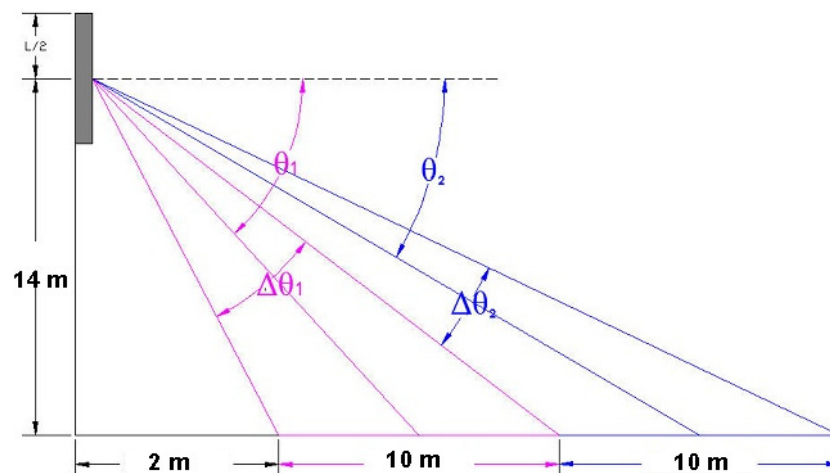


Figura 35: Es cenario de verificación de la herramienta de simulación

Para la frecuencia principal de LTE, 2 GHz:

$$\Rightarrow \lambda_o = \frac{c}{f} = 1.5e^{-1}$$





Haciendo uso de la ecuaciones (20), (21), (29) y (30):

$$\theta_{rad} = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{H}{S_p}\right) \quad \Delta\theta_{rad} = 2 * \left( \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{H}{S_0 + \frac{\Delta S}{2}}\right) - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{H}{S_p}\right) \right)$$

$\theta_{rad-1} = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{H}{S_{p-1}}\right) = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{14}{7}\right) = 63.43^\circ$	$\theta_{rad-2} = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{H}{S_{p-2}}\right) = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{14}{17}\right) = 39.47^\circ$
---	--

$\Delta\theta_{rad-1} = 2 * \left( \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{14}{7 + \frac{10}{2}}\right) - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{14}{7}\right) \right)$ $\Delta\theta_{rad-1} = 36.87^\circ$	$\Delta\theta_{rad-2} = 2 * \left( \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{14}{17 + \frac{10}{2}}\right) - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{14}{17}\right) \right)$ $\Delta\theta_{rad-2} = 19.85^\circ$
---	---

$\frac{L_1}{\lambda_o} = \frac{180^\circ}{36.87^\circ} * \frac{1}{\pi \operatorname{Cos}(63.43^\circ)} = 3.47$	$\frac{L_2}{\lambda_o} = \frac{180^\circ}{19.85^\circ} * \frac{1}{\pi \operatorname{Cos}(39.47^\circ)} = 3.74$
--	--

$\frac{\alpha_1}{k_o} = \frac{0.183}{L_1/\lambda_o} = \frac{0.183}{3.47} = 0.052$	$\frac{\alpha_2}{k_o} = \frac{0.183}{L_2/\lambda_o} = \frac{0.183}{3.74} = 0.0489$
---	--





Utilizando la herramienta desarrollada en matlab comprobamos que los resultados son iguales, por lo que se valida dicha herramienta desarrollada.

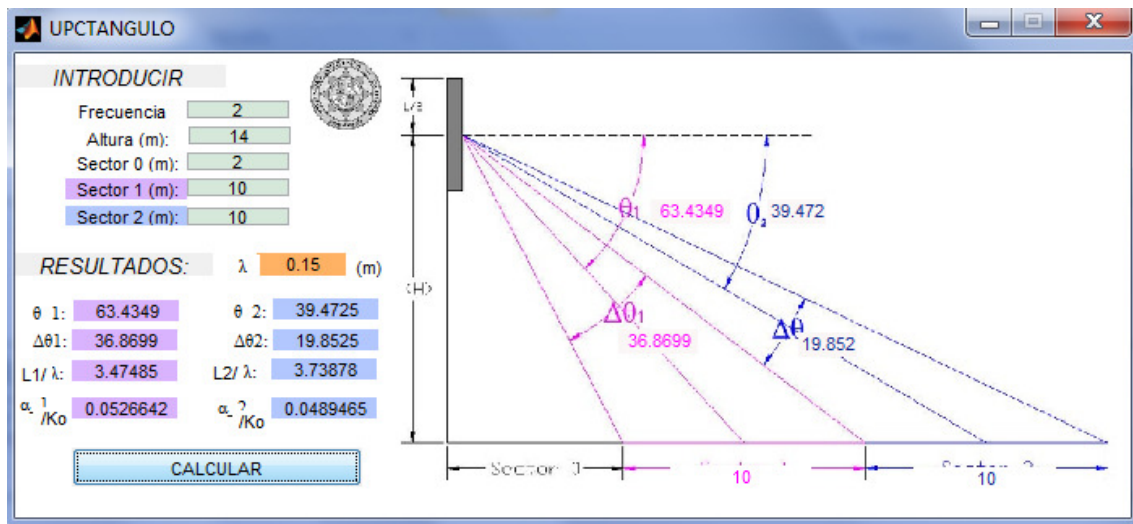


Figura 36: Resultados obtenidos con la herramienta desarrollada

Sobre este punto con la simulación realizada, deducimos los modos para cada longitud efectiva, si analizamos los resultados, comprobamos que para la longitud de antena (1), cuando esta deja de radiar aún continua radiando la antena con la longitud (2), esto nos indica que el primer modo de propagación deberá ser el modo  $TE_{10}$  y el segundo  $TE_{01}$ :

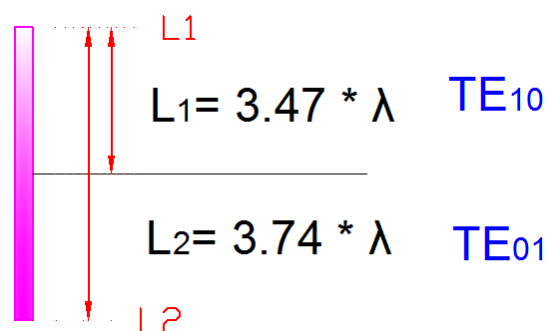


Figura 37: Disposición de los modos de propagación sobre la antena.





El modo  $TE_{10}$ , será el primero debido a que este modo podemos anularlo con un strip centrado y así podrá continuar radiando el otro modo que dependerá de del parámetro  $W$ , radiando por transparencia.

Esto hace necesario analizar el comportamiento de la antena para cada modo de propagación y en función de la posición del strip, como veremos en el siguiente punto.

## 7.1.- Arrays de dipolos resonantes.

Diversos artículos han demostrado el comportamiento de una antena con pared parcialmente reflectante. Hemos visto que en el caso de utilizar el modo de propagación  $TE_{10}$ , el factor importante que nos permitirá controlar la radiación de la antena será la simetría del strip.

Sin embargo, la simetría no es un factor que nos afecte en el caso de utilizar el modo de propagación  $TE_{01}$ . Dado que mi objetivo es estudiar una antena capaz de controlar dos lóbulos principales, se hace necesario utilizar dos modos diferenciados que no se interfieran, como es el caso de los comentados, y es necesario controlar la radiación de estos modos por separado.

La radiación del modo  $TE_{01}$ , se consigue por resonancia, parámetro que no interfiere al modo  $TE_{10}$ , y esta resonancia la conseguiré siempre que el ancho del strip ( $W$ ) sea inferior a  $\frac{\lambda}{2}$ , es decir [8] [9]:

$$W \ll \frac{\lambda}{2}$$

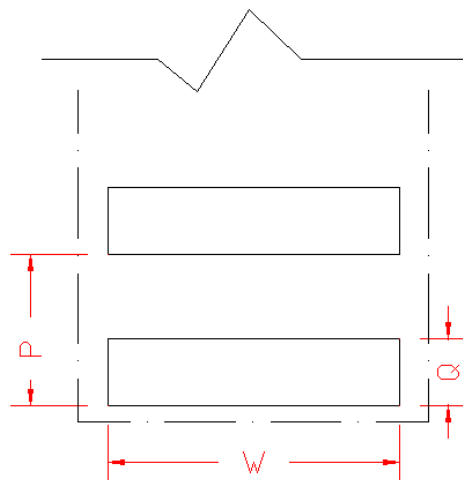
Si analizamos el comportamiento de una antena en función del strip, comprobamos que depende de las medidas  $W$ ,  $P$  y  $Q$ , que corresponden a:

$W \rightarrow$  medida que corresponde al largo del strip.

$Q \rightarrow$  medida que corresponde al ancho del strip.

$P \rightarrow$  medida que corresponde a la separación entre los strip.





**Figura 38:** Sección de una antena con sus parámetros de dependencia del modo  $TE_{01}$

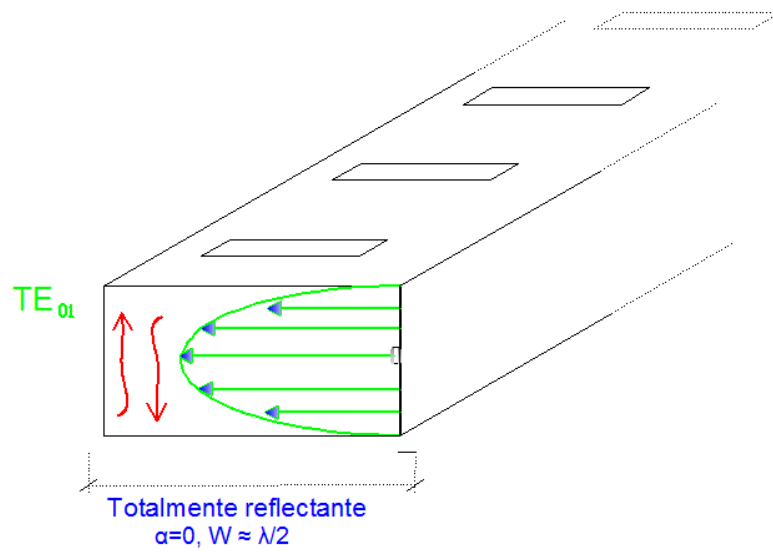
Esta tecnología es conocida como taper, la cual forma un campo amplio campo de estudio en la actualidad junto con las antenas de tipo slot y considerando tan solo un estrecho rango de valores para  $W$  y  $d$ ).

La ausencia de este tipo de estudios es debida a la naturaleza del método empleado en análisis anteriores, como los usados en [9], basados en un método teórico en el que la exactitud de los resultados decrece para valores elevados de  $W$  y  $d$ . Sin embargo, para un diseño eficiente de la antena, es necesario obtener con precisión la influencia de la perturbación (strip o slot) y poder obtener resultados aceptables para márgenes elevados de  $W$  y  $D$ , y así poder seleccionar el mejor mecanismo taper que se adapte a un escenario concreto [7] [8].

Si analizamos diferentes casos, se comprueba que la antena puede ser totalmente reflectante, parcialmente reflectante, o radiante. La dependencia de este comportamiento lo mostraré con las siguientes figuras:

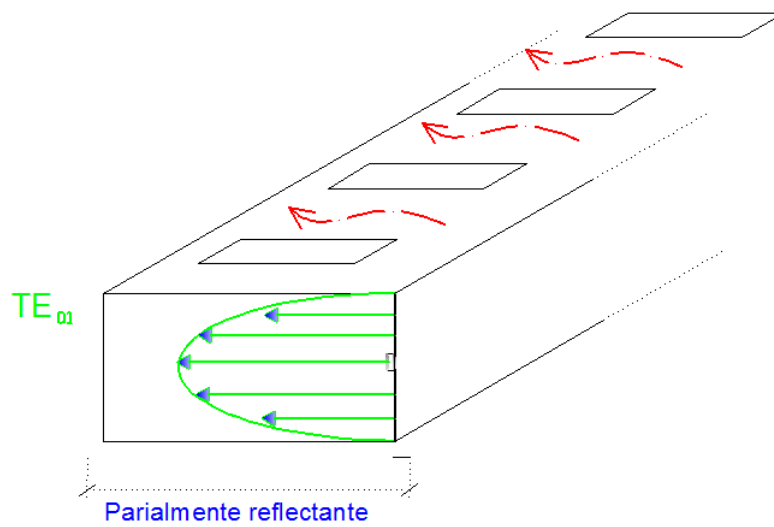
Totalmente reflectante será cuando  $\alpha=0$ ,  $W \approx \lambda/2$ .





**Figura 39:** Antena totalmente reflectante en  $TE_{01}$ .

Parcialmente reflectante (transparente), será cuando  $W < \lambda/2$ .



**Figura 40:** Antena parcialmente reflectante en  $TE_{01}$ .





## 7.2.- Modos de propagación Leaky-Wave.

Hemos analizado anteriormente las ecuaciones que utilizaremos para el cálculo de los modos leaky para antenas con un 90% de potencia radiada (10% absorbido por la carga adaptada) [3].

Sabemos que su constante de propagación es compleja, donde  $\beta$  es la constante de fase y  $\alpha$  la de atenuación, tal que como vimos en (16):

$$K = \beta - j\alpha \quad (16)\text{Rep}$$

La obtención del ángulo de máxima radiación lo obteníamos con (22), tal que:

$$\beta = k_0 \sin \theta_R \rightarrow \sin \theta_R = \beta / k_0 \quad (22)\text{Rep}$$

$$\left[ \lambda_0 = \frac{C_0}{f}; k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \right]$$

$$\Delta \theta_{rad} \approx \frac{1}{\frac{L}{\lambda_0} \cos \theta_{rad}} \cong \frac{\alpha / k_0}{0.183 \cos \theta_{rad}} \quad (24)\text{Rep}$$

$$\Rightarrow \frac{L}{\lambda_0} = \frac{180^\circ / \pi}{\Delta \theta^\circ} * \frac{1}{\cos \theta_{rad}^\circ} \Rightarrow \quad (29)\text{Rep}$$

$$\Rightarrow \frac{\alpha}{k_0} = \frac{0.183}{L / \lambda_0} \quad (30)\text{Rep}$$

Donde debemos observar la relación existente entre  $\beta$  y K, ya que:

→ Si  $\Rightarrow \frac{\beta_y}{k_0} > 1$ , no habrá radiación, el modo Leaky pasará a onda de superficie

(modo surface-wave o modo bounded) para la cual no existe radiación al exterior. Ocurre con las ondas abiertas con dieléctrico.





- ➔ Si  $\Rightarrow \beta_y = k_o$ , es la constante de atenuación será cero ( $\alpha=0$ ). Ocurre con las RWG.
  
- ➔ Con  $\Rightarrow \frac{\beta_y}{k_o} = 1$ , se determina la frontera entre los modos leaky y los surface, y, del mismo modo, el valor máximo de frecuencia que se puede alcanzar dentro de la región de radiación.







## 8.- Comportamientos de la antena según su modo y posición del Strip.

La radiación de las LWA, varía en función del ancho y la posición del strip y del modo de propagación que utilicemos. Para conseguir la sectorización vertical, jugaremos con los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  como hemos comentado anteriormente, por lo que es necesario conocer como se radia la antena en función de estos parámetros. En la siguiente figura, mostraré los diferentes comportamientos de una antena, en función de la ubicación y anchura del strip y del modo de propagación.

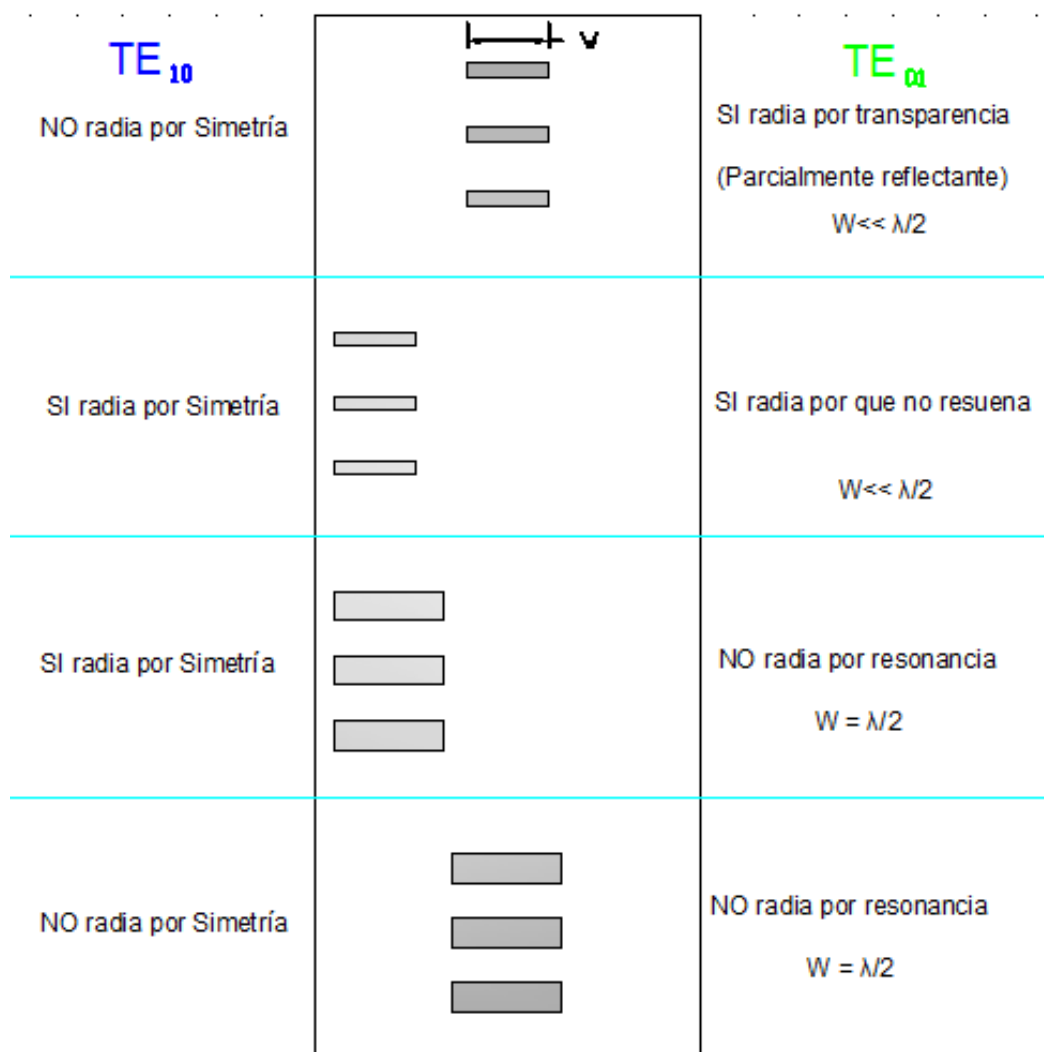


Figura 41: Diferentes comportamientos de la antena en ambos modos





## CAPÍTULO 4: Simulación de la antena

### 9.0.- Herramienta empleada para las simulaciones.

El programa utilizado durante el desarrollo del presente PFM es una herramienta llamada P.A.M.E.L.A., la cual tiene una interfaz gráfica para el usuario (GUI, “Graphic User Interfaz”) que permite estudiar de forma rápida, fácil e intuitiva el espectro modal de guías de onda cerradas y abiertas (en este caso, modos leaky-wave -o de fugas- y modos surface-wave -o de superficie-).

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

Los conceptos estudiados acerca de los principios de funcionamiento de las guías de onda cerradas son conocidos tal como los he comentado en el primer capítulo. En este sentido, podemos hablar de la frecuencia de corte de los modos que se propagan, el patrón de campo eléctrico dentro de la guía o la dispersión en frecuencia de cada modo, que son conceptos muy utilizados y definidos.

Para guías de onda más complicadas, como las guías abiertas o aquellas que poseen metalizaciones planares, los métodos analíticos no sirven para resolverlas, y por tanto es necesario recurrir a técnicas numéricas para su solución, concretamente, el método numérico utilizado por el programa P.A.M.E.L.A., para el análisis electromagnético está basado en el Método de los Momentos (MoM), el cual calcula el determinante de la matriz MoM ( $\det P$ ), que será función de los parámetros geométricos de la antena, de la frecuencia de trabajo y del valor de la constante de propagación en la dirección longitudinal de la guía de onda  $k_y$  [9] [10].

Debido a la naturaleza matricial del método utilizado se consigue, a diferencia de otros métodos empleados en otros estudios, una rapidez de cálculo computacional elevada





como he comentado anteriormente, lo cual me permite realizar diferentes simulaciones modificando las variables de estudio, y obtener los resultados de su comportamiento en poco tiempo [9] [10].

### 9.1.- Diseño inicial de modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ en guía rectangular dieléctrica.

El objetivo de diseño es conseguir controlar los parámetros de radiación de una antena con sectorización vertical para el estándar LTE, por lo que me centrare en la frecuencia de  $2 \text{ GHz} \pm 5 \text{ MHz}$  con anchos de banda de  $10 \text{ MHz}$ . La sectorización que nos interesa es conseguir un lóbulo en  $30^\circ$  y otro en  $50^\circ$ , y tal como vimos anteriormente, el lóbulo más estrecho corresponderá al modo  $TE_{10}$  y el lóbulo más ancho, el de  $50^\circ$ , corresponderá al modo  $TE_{01}$ , por lo que las simulaciones realizadas, tienen esta configuración.

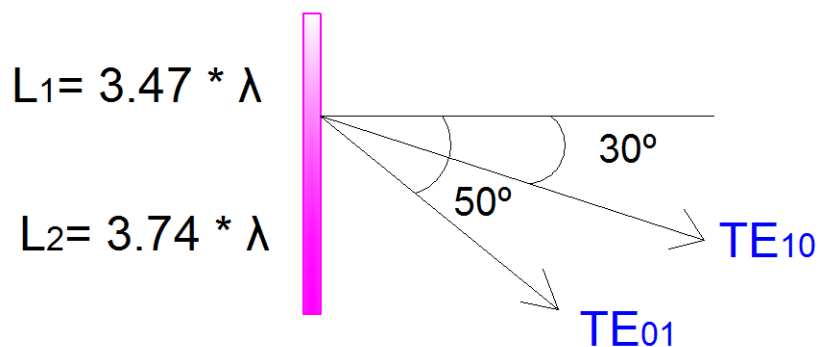


Figura 42: Ubicación de los modos deseados.

La constante dieléctrica relativa utilizada es la correspondiente al teflón, cuyo valor es  $\epsilon=2.2$ .

Consideramos que la longitud de onda será la correspondiente a la frecuencia central de  $2 \text{ GHz}$ , por lo que  $\lambda_0=150 \text{ mm}$ .

Conociendo los ángulos que queremos diseñar, podemos estimar las dimensiones de  $a$  y  $D$  con las ecuaciones (18a y 18b):





1 → Variando “a” se puede controlar el ángulo de salida de TE<sub>10</sub>

$$\sin \theta_{red}^{TE10} = \frac{K_y^{TE10}}{K_0} = \frac{\sqrt{K_0^2 \epsilon_v - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}}{K_0} \quad (18 a)$$

2 → Variando “D” se puede controlar el ángulo de salida de TE<sub>01</sub>

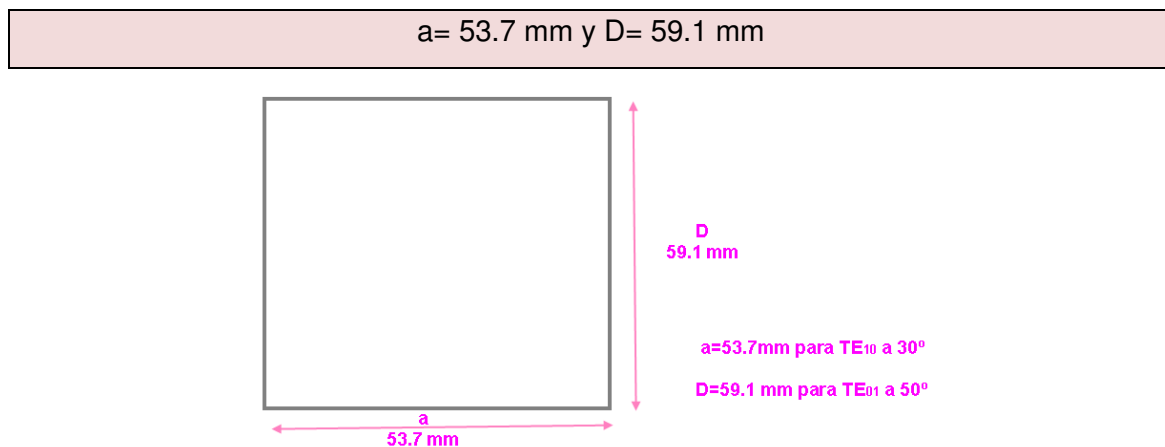
$$\sin \theta_{red}^{TE01} = \frac{K_y^{TE01}}{K_0} = \frac{\sqrt{K_0^2 \epsilon_v - \left(\frac{\pi}{D}\right)^2}}{K_0} \quad (18 b)$$

Realizando el despeje necesario de estas ecuaciones, con TE<sub>01</sub> a 50° y TE<sub>10</sub> a 30°, obtenemos que:

$$a = \frac{\lambda/2}{\sqrt{\epsilon_v - \left(\sin(\theta_{rad}^{TE10} * \pi/180)\right)^2}} \quad (31)$$

$$D = \frac{\lambda/2}{\sqrt{\epsilon_v - \left(\sin(\theta_{rad}^{TE01} * \pi/180)\right)^2}} \quad (32)$$

Calculo de la anchura a de la guía para que los modos radien con el ángulo especificado frecuencia de diseño de 2GHz, con una constante dieléctrica relativa de ε=2.2, y obtenemos unas medidas iniciales para el estudio de la guía:

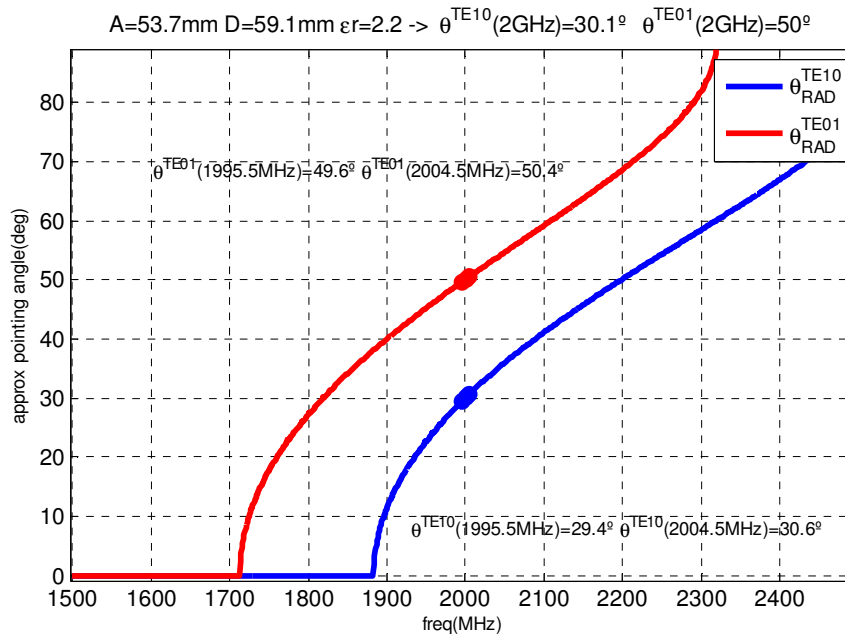


**Figura 43:** Dimensiones diseñadas de la guía rectangular inicial.





Compruebo ahora las curvas de dispersión del ángulo equivalente de radiación de los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$ , con lo que comprobamos que la antena radia en los modos y ángulos de diseño y el rango de las frecuencias que hacen que este al corte y en radiación en función del ángulo [4] [8].



**Figura 44:** Curvas de dispersión en el rango entre 1500 y 2500 MHz.

Dado que nuestra frecuencia central es de 2GHz con un  $\pm 5\text{MHz}$ , nos interesa confirmar que no existe una variación representativa del ángulo de máxima radiación dentro de este rango, confirmándolo como vemos en la siguiente figura.



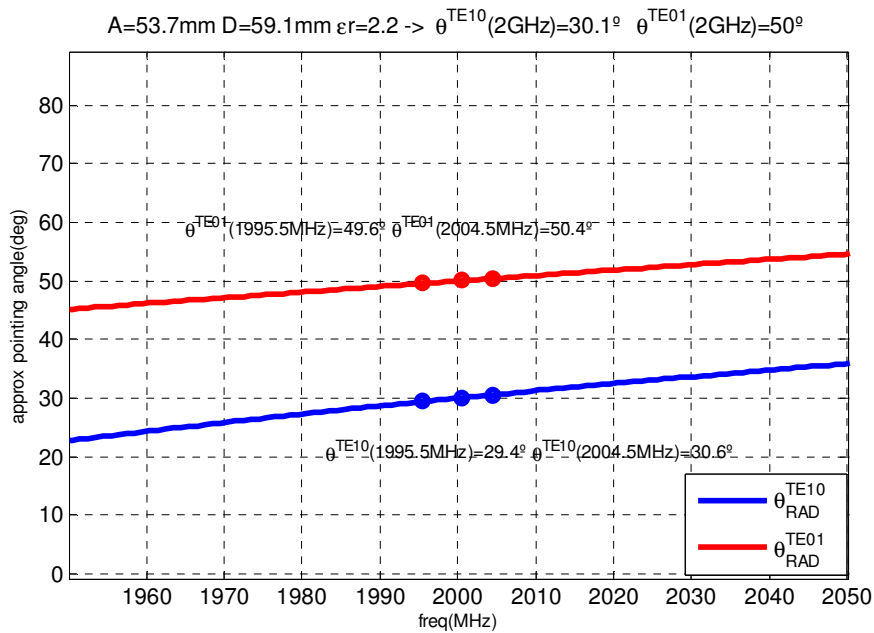


Figura 45: Curvas de dispersión en el rango entre 1950 y 2050 MHz.

Para diseñar el resto de la geometría de la antena, es necesario fijar los valores de W, P, Q y L, con el siguiente criterio:

1-  $W=53\text{mm} \approx a=53.7\text{mm}$  para que los dipolos sean resonantes, a  $\lambda_0/2=75\text{mm}$ .

Donde a (mm) es la anchura de la cavidad de la guía y W (mm) es la anchura de la perturbación planar para los casos slot y strip.

2-  $Q \approx W/20=2.5\text{mm}$  para que sean dipolos alargados y estrechos.

3-  $P=3*Q=7.5\text{mm}$  para tener un buen comportamiento como FSS.

4-  $L \approx D/2=25\text{mm}$  para tener que las placas paralelas filtren campos verticales ya que  $a=53.7\text{mm} < \lambda_0/2=75\text{mm}$ .

Donde D (mm) es la anchura del dieléctrico situado en la guía, y L (mm) hace referencia a la altura del stub de la guía onda, que debe ser tenida en cuenta.

H (mm): es la altura a la que se encuentra el dieléctrico de la guía, y  $\epsilon_r$  hace referencia a la  $\epsilon_{\text{reff}}$  del dieléctrico.





X1, X2, X3 y X4 (mm): hacen referencia a las distintas medidas de las perturbaciones y distancias a la guía.

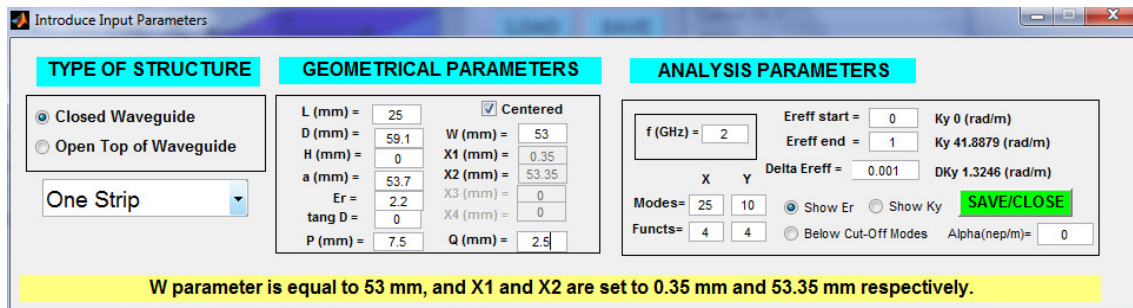


Figura 46: Introducción en PAMELA, de los parámetros de diseño obtenidos.

### Ensayo 1:

Realizaré la primera prueba, buscaré los modos reales con la tapa cerrada y los strips centrados, encontrando dos soluciones, la primera en 0.3 y la segunda en 0.07.

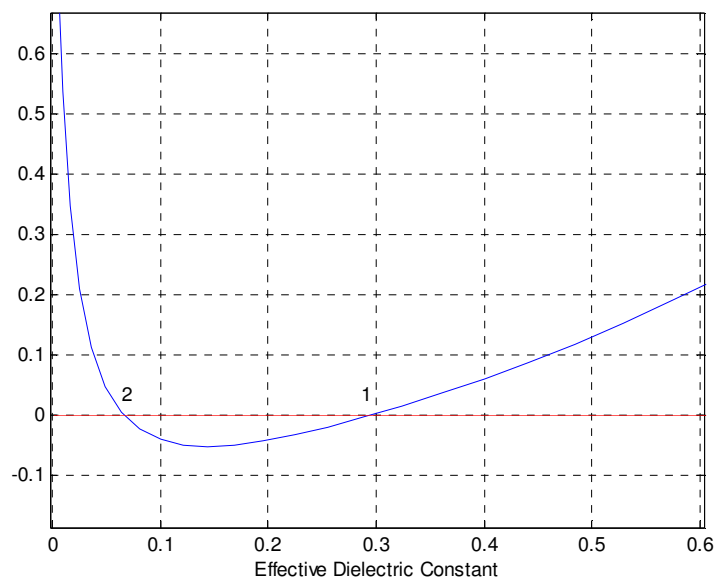


Figura 47: Búsqueda de los modos reales con la tapa cerrada y strips centrados

Lo que implica que en la guía pueden propagarse dos modos ya que se han encontrado dos posibles soluciones.

Si representamos los campos transversos en  $y = 5\text{mm}$ , podemos ver el comportamiento de estos para cada modo:



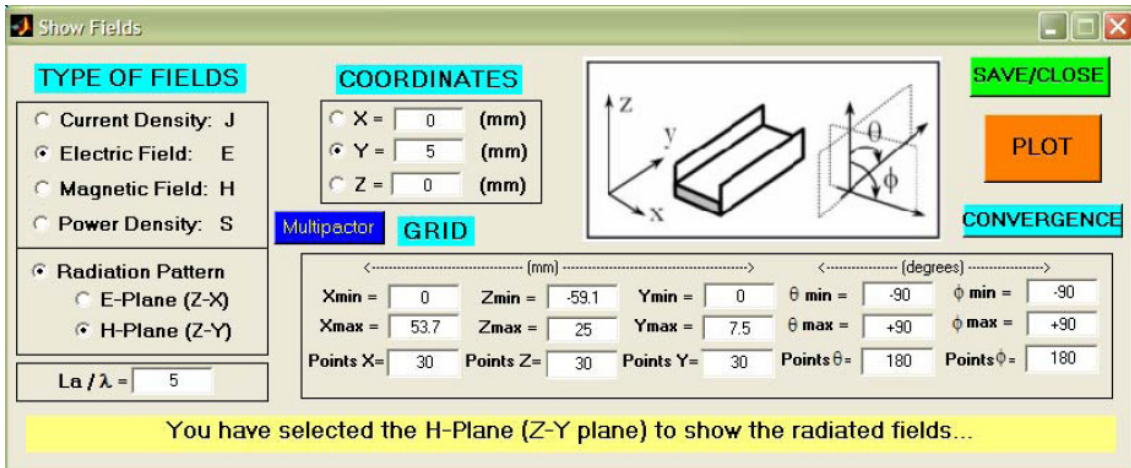


Figura 48: Introducción de los datos para los campos transversos.

Represento el campo eléctrico para los dos modos, obtengo los siguientes resultados:

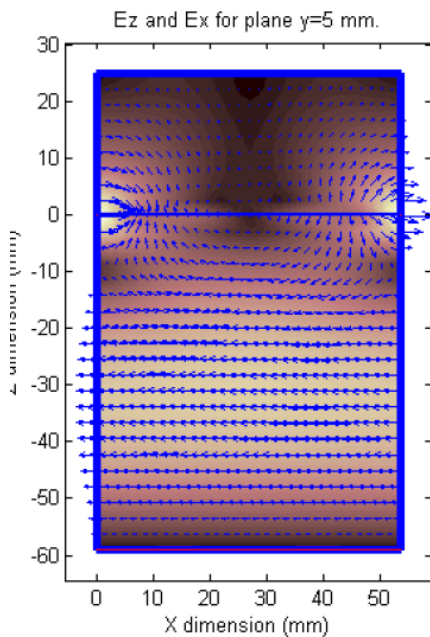


Figura 49: Modo 1-  $TE_{01}$   $k_y=22.70$  rad/m  
 $E_{\text{reff}}=0.294$

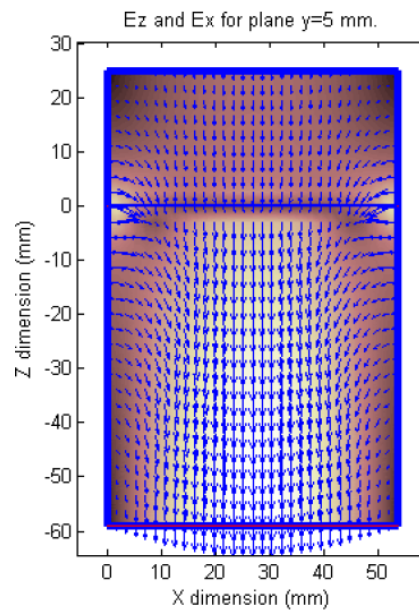


Figura 50: Modo 2-  $TE_{10}$   $k_y=10.80$  rad/m  
 $E_{\text{reff}}=0.066$

Con lo que confirmo que no habrá radiación en el modo  $TE_{10}$  debido a la simetría del strip, por lo que vemos que sólo radia el modo  $TE_{01}$ .







## Ensayo 2:

Realizaré otro ensayo para buscar los modos casi reales, con **la tapa abierta** y strips centrados y resonantes, con lo que sacaremos las siguientes conclusiones:

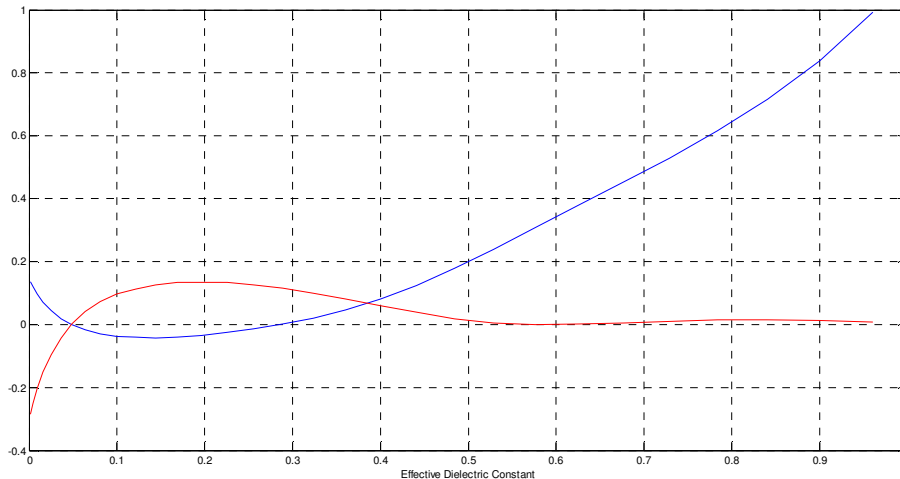


Figura 51: Modos casi reales, con la tapa abierta y strips centrados y resonantes

1- Ahora el modo 1 ( $TE_{01}$ ) ya no está en el eje real, se vuelve un modo leaky que radia, debido a que la tapa está abierta, aunque no radiará mucho porque los dipolos casi están resonando ( $W \approx \lambda/2$ ).

2- Y el modo 2 ( $TE_{10}$ ) sigue en el eje real, sin radiar como en el caso anterior porque los dipolos están centrados.

El modo 1 ( $TE_{01}$ ) hay que buscarlo en el plano complejo usando la siguiente configuración de búsqueda de modos leaky:

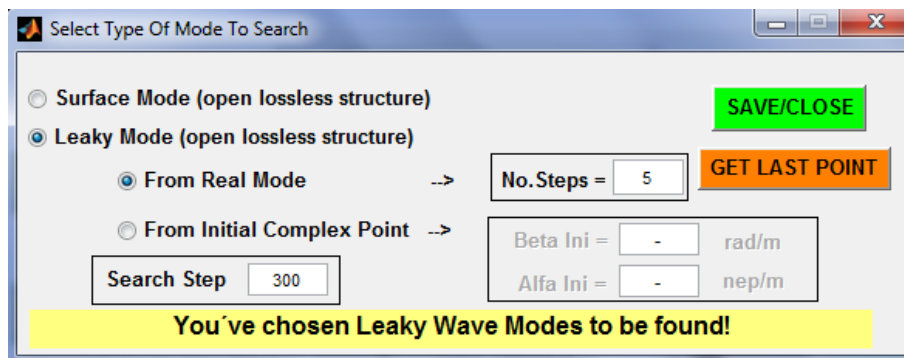


Figura 52: Configuración de la búsqueda de modos leaky.



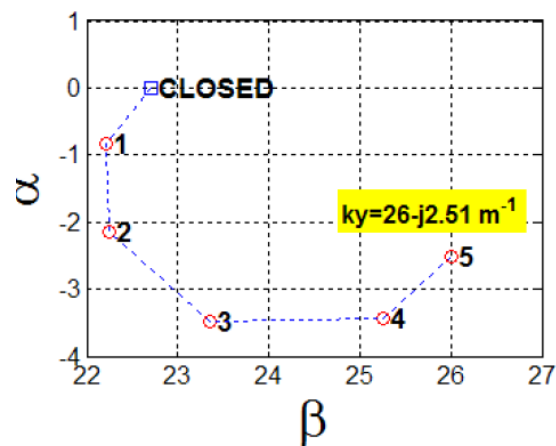


Figura 53: Parámetros del modo leaky.

Comprobamos que al abrir la tapa en el modo 1 –  $TE_{01}$ , han aumentado los valores de  $\beta_y$  y la  $\epsilon_{\text{reff}}$ :

**Modo 1-  $TE_{01}$   $ky=26.00 \text{ rad/m} - j*2.51 \text{ nep/m}$ ,  $\epsilon_{\text{ref}}=0.294-j0.000$**

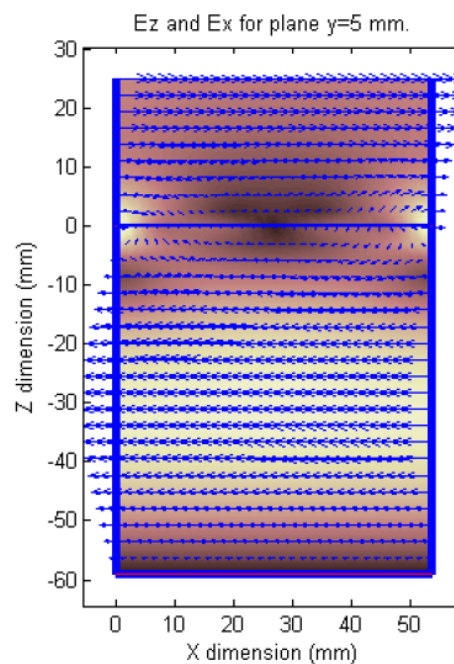


Figura 54: Representación del campo E del modo TE01 abriendo la tapa con strip centrado.





Si representamos en un diagrama el plano H para el modo  $TE_{01}$ , comprobamos que apunta a  $38^\circ$  con  $L_A=5\lambda$ , por lo que el ángulo conseguido es menor que el teórico del  $TE_{01}$  de la guía rectangular a  $50^\circ$ .

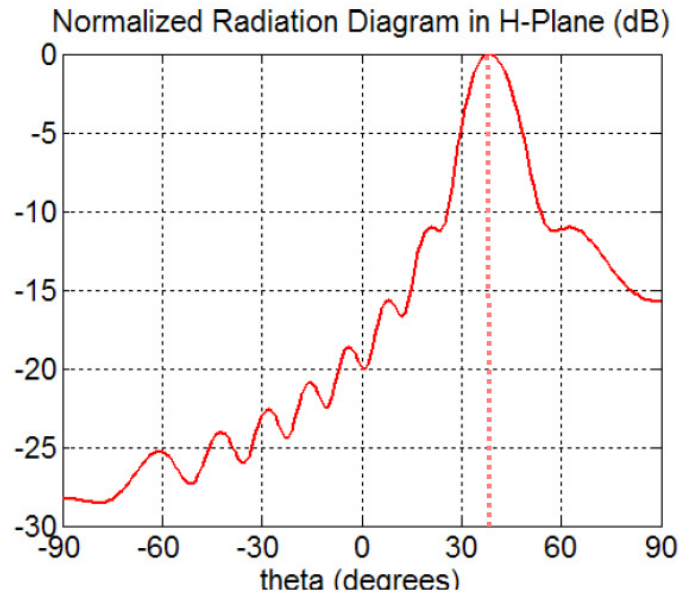


Figura 55: Diagrama de radiación normalizado en el plano H para  $TE_{01}$ .

Al representar el modo 2-  $TE_{10}$  comprobamos que han bajado los valores de la constante de propagación y  $E_{\text{reff}}$ :  $k_y=9.17 \text{ rad/m} - j*0 \text{ nep/m}$  y  $E_{\text{reff}}=0.048-j0.000$

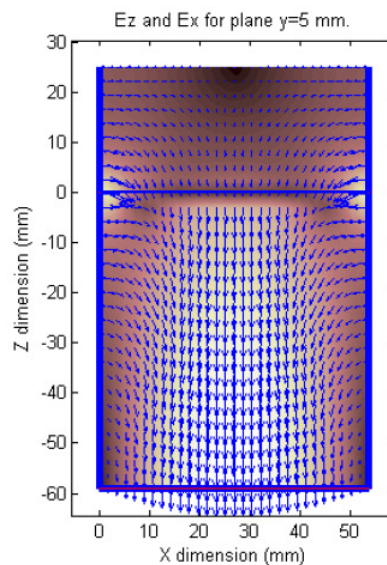


Figura 56: Campo E con tapa abierta y S centrado para el modo  $TE_{10}$ .





Comprobamos también que el modo TE<sub>10</sub>, tiene una reducción en cuanto a su ángulo de radiación, ya que se consigue un ángulo de 13° con  $L_A = 5\lambda$ , cuando en la guía rectangular es de 30°.

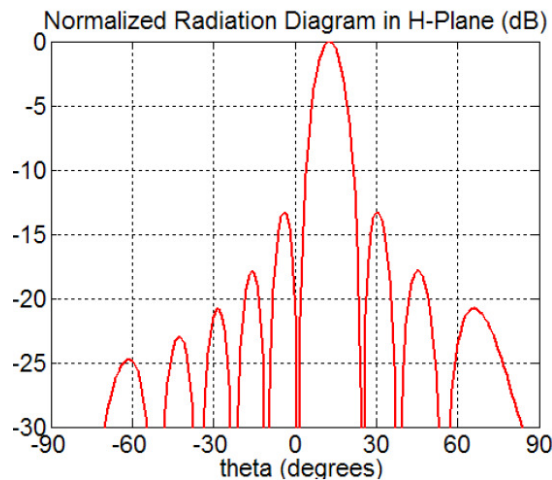


Figura 57: Diagrama de radiación normalizado en el plano H para TE<sub>10</sub>.

Las conclusiones obtenidas con estos ensayos son que ambos modos, TE<sub>10</sub> y TE<sub>01</sub>, han sufrido una disminución de su constante de propagación y por tanto también de su ángulo de máxima radiación ( $\theta_{rad}$ ), al sustituir la pared metálica superior por los dipolos.

## 9.2.- Sintonización de las dimensiones de la guía rectangular.

Hemos comprobado que es necesario realizar un redimensionamiento de las dimensiones de la guía rectangular, para que los modos TE<sub>10</sub> y TE<sub>01</sub> estén radiando a la frecuencia de 2 GHz a 50° y 30°, respectivamente.

Necesitamos variar a y D para pasar de:

$$\theta^{TE_{10}}=13^\circ \rightarrow \theta^{TE_{10}}=30^\circ \rightarrow \text{necesitamos } \Delta\theta^{TE_{10}}=17^\circ \rightarrow \text{AUMENTAMOS } a$$

$$\theta^{TE_{01}}=38^\circ \rightarrow \theta^{TE_{01}}=50^\circ \rightarrow \text{necesitamos } \Delta\theta^{TE_{01}}=12^\circ \rightarrow \text{AUMENTAMOS } D$$





### 9.2.1.- Afección de los modos con barrido en D.

#### ESTUDIO EN EL MODO $TE_{01}$

Lo buscamos usando la opción de búsqueda leaky a partir de un punto inicial en el plano complejo conocido:

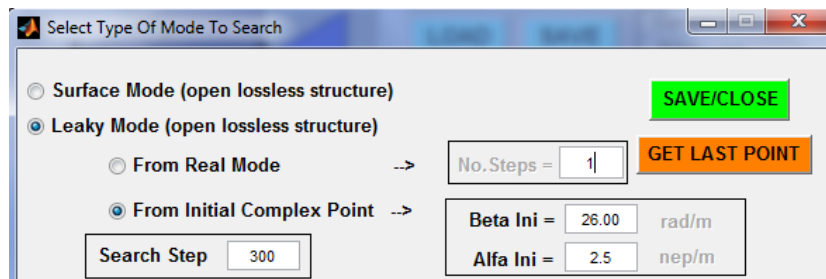


Figura 58: Introducción de datos conocidos del modo leaky.

Y ahora hacemos un estudio de dispersión variando un parámetro, que es D, desde el punto que teníamos (GET LAST POINT)  $D=59.1\text{mm}$  hasta  $D=70\text{mm}$  en pasos de  $\Delta D=0.5\text{mm}$ , es decir, 23 puntos:

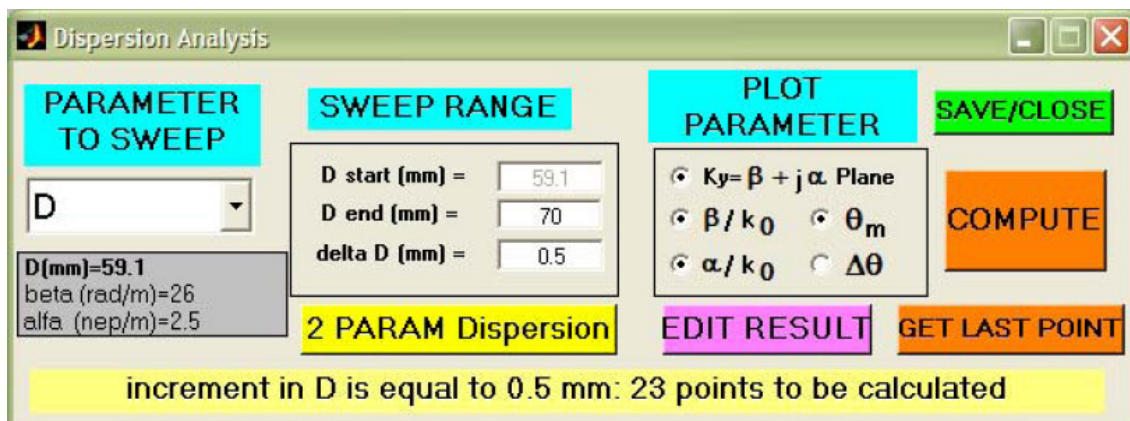


Figura 59: Introducción de datos para el análisis de dispersión  $TE_{01}$ .





Obteniendo el siguiente resultado que muestra la variación suave de  $k_y$  en el plano complejo para el modo  $TE_{01}$ , viendo cómo al aumentar  $D$  aumenta  $\beta_y$  y disminuye  $\alpha_y$ .

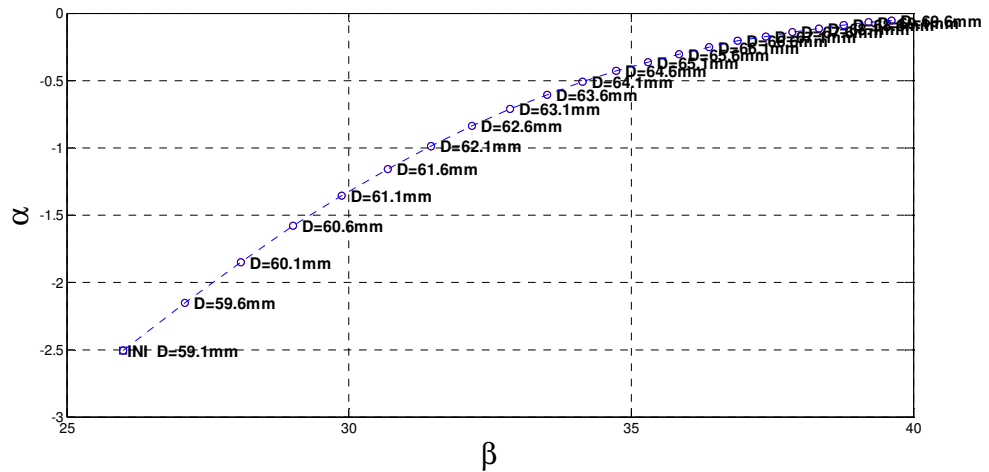


Figura 60: Variación de  $\beta$  y  $\alpha$  para  $TE_{01}$  con la variación de  $D$ .

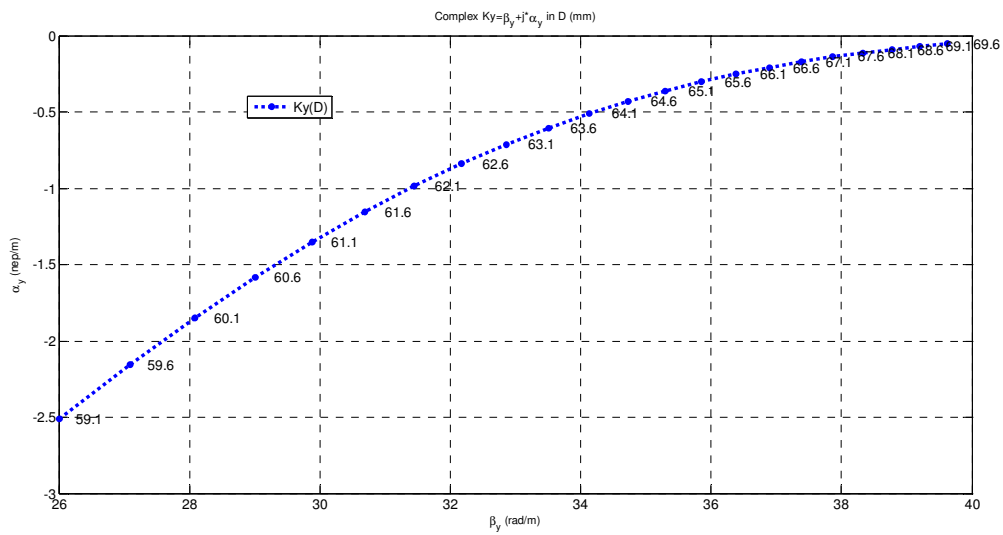


Figura 61: Dispersión de  $K_y$  para  $TE_{01}$  con la variación de  $D$ .



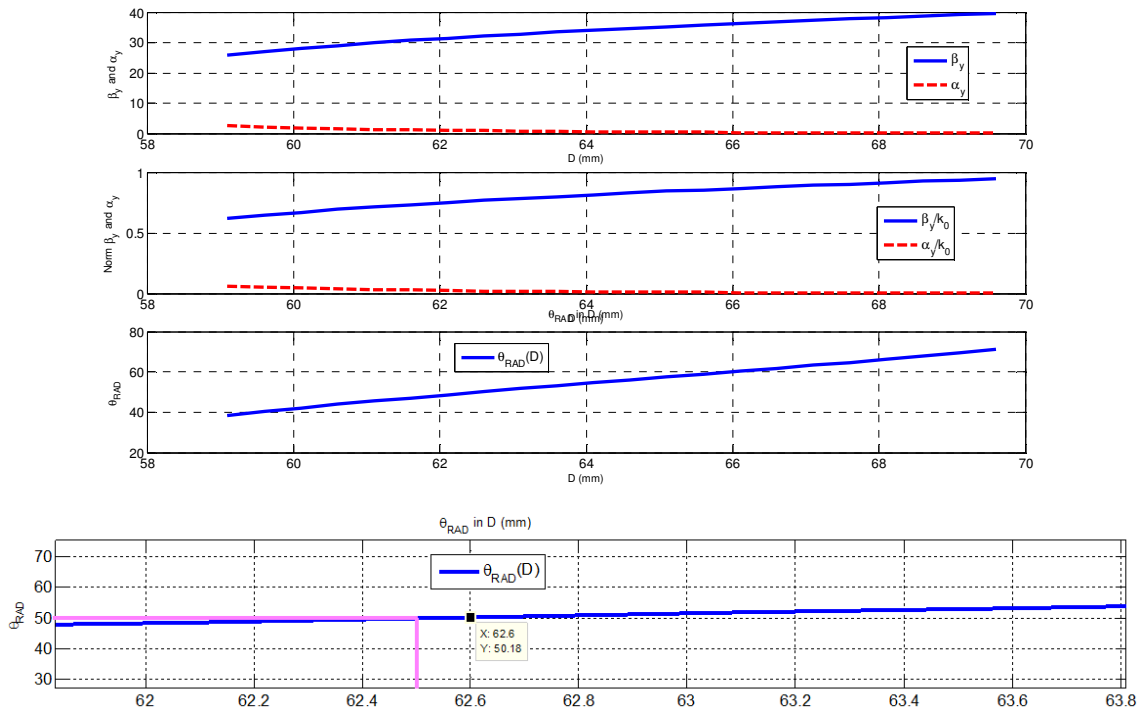


Figura 62: Dispersión del  $\theta_{rad}$  para  $TE_{01}$  con la variación de  $D$ .

Podemos observar en este último gráfico, que conseguimos  $\theta^{TE_{01}} = 50^\circ$  si aumentamos el valor de  $D=62.5$  mm, obteniendo  $k_y = 32 - j0.87$   $m^{-1}$ .

## ESTUDIO EN EL MODO $TE_{10}$

Ahora debemos comprobar en qué medida afecta este cambio de las dimensiones de  $D$  en el modo  $TE_{10}$ , para lo estudiaremos el caso enganchándonos al modo  $TE_{10}$  desde el punto inicial conocido  $k_y = 9.17 - j0.1$  para  $D=59.1$ mm:

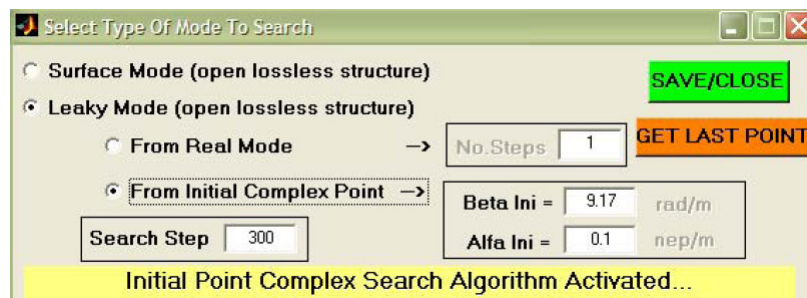


Figura 63: Introducción de datos conocidos para el modo  $TE_{01}$ .





Y encontramos el modo junto al punto propuesto, utilizando GET LAST POINT desde la ventana de dispersión enganchamos esta solución modal para obtener los diagramas de dispersión como obtenidos anteriormente desde  $D=59.1$  a  $D=70$ mm en pasos de  $\Delta D=0,5$  mm (23 puntos), como vemos en la figura:

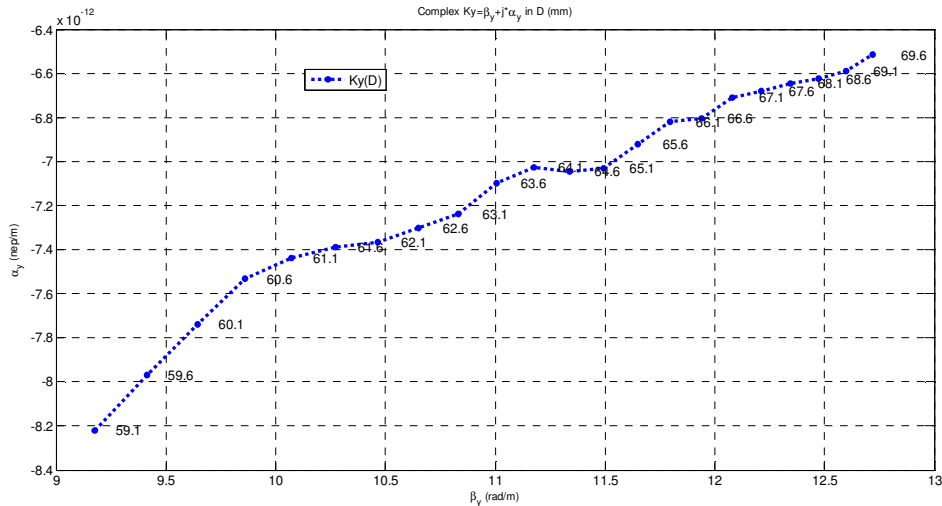


Figura 64: Dispersión de  $K_y$  para  $TE_{10}$  con la variación de  $D$ .

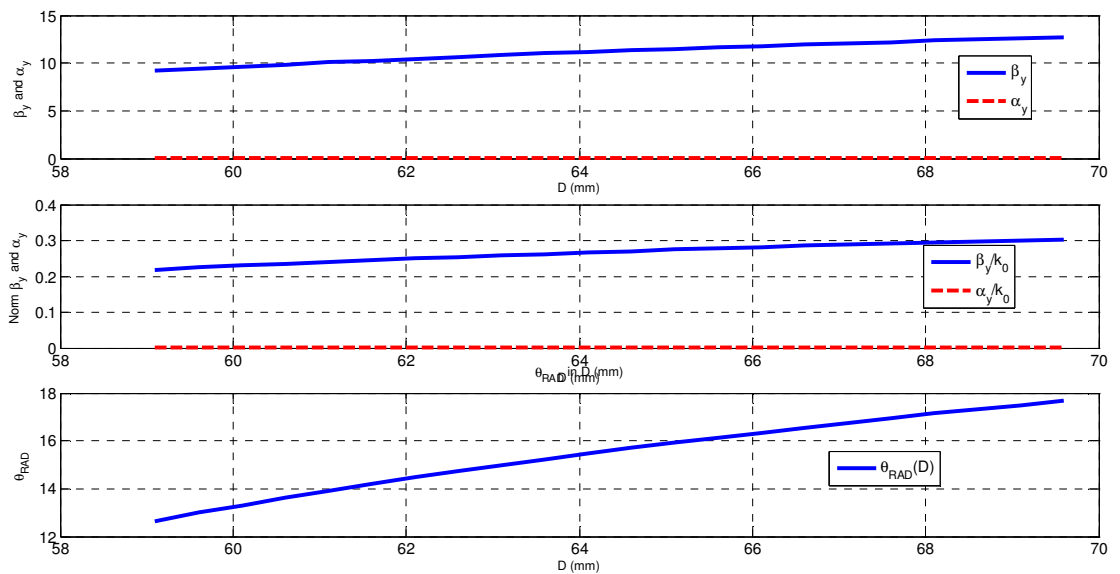


Figura 65: del  $\theta_{rad}$  para  $TE_{10}$  con la variación de  $D$ .

Donde podemos observar que el ángulo del  $TE_{10}$  apenas ha variado  $5^\circ$ , al variar las medidas de  $D$ , lo cual es bueno.







### 9.2.2.- Afección de los modos con barrido en “a”.

#### ESTUDIO EN EL MODO $TE_{01}$

Nos enganchamos al modo  $TE_{10}$  desde el punto inicial conocido,  $k_y=26-j2.5$ , para  $a=53.7\text{mm}$ :

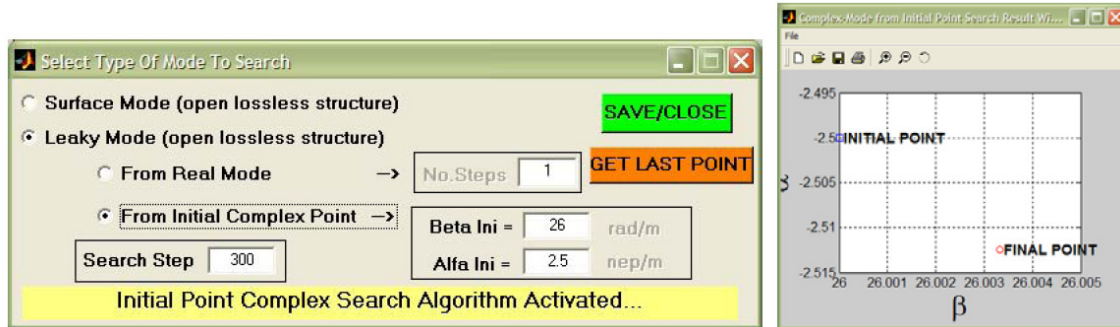


Figura 66: Introducción de datos conocidos para  $TE_{01}$

Y ahora desde la ventana de dispersión le damos a GET LAST POINT para engancharnos a esta solución modal y hacer una dispersión como antes desde  $a=53.7\text{mm}$  hasta  $a=70\text{mm}$  en pasos de  $\Delta a=0.5\text{mm}$  (34 puntos):

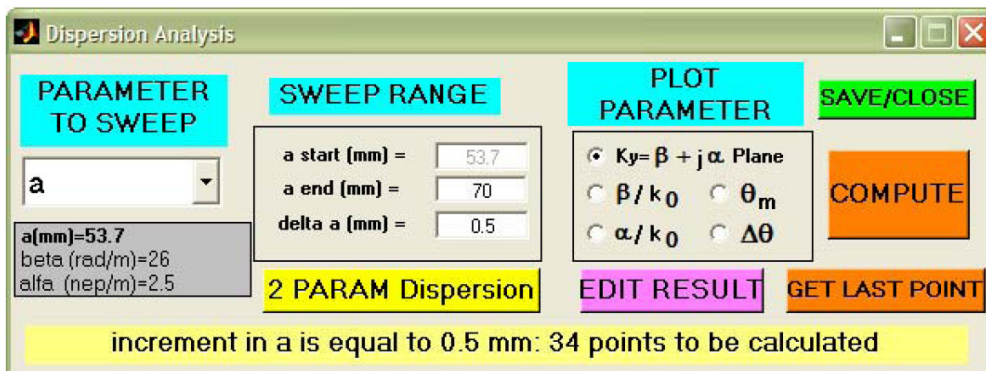


Figura 67 Introducción de datos para el análisis de dispersión  $TE_{01}$  variando a.

Con lo que obtenemos los siguientes resultados:



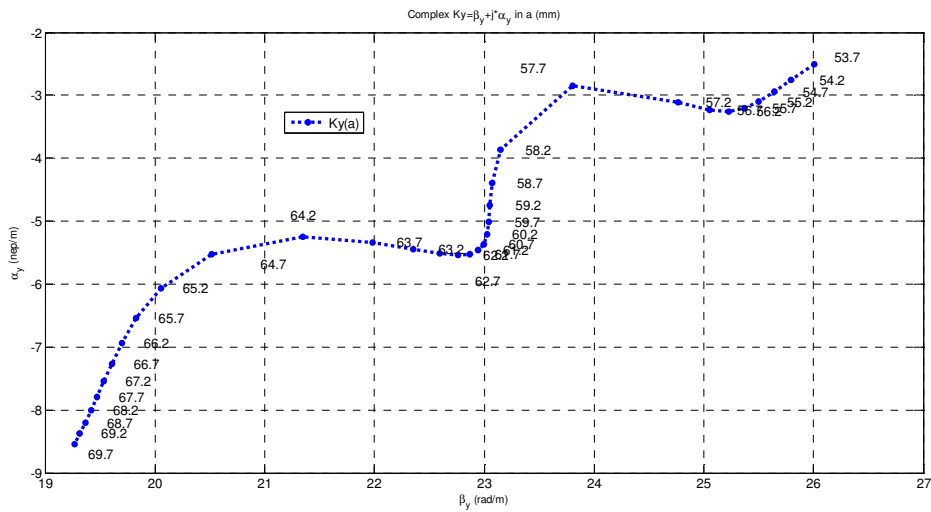


Figura 68 Dispersión de  $\alpha$  y  $\beta$  en  $TE_{01}$  variando  $a$ .

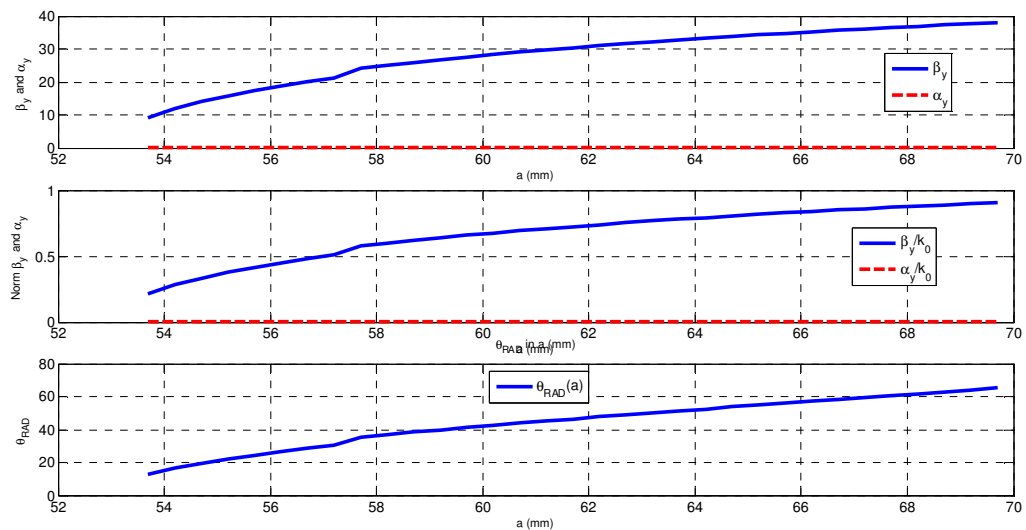


Figura 69: del  $\theta_{rad}$  para  $TE_{01}$  con la variación de  $a$ .

Se puede apreciar que el ángulo del  $TE_{01}$  sí que varía bastante ( $15^\circ$ ) al variar “ $a$ ”, que no es un resultado bueno en nuestro estudio.





## ESTUDIO EN EL MODO TE<sub>10</sub>

Primero nos enganchemos al modo TE<sub>10</sub> desde el punto inicial conocido  $ky = 9.17 - j0.1$  para  $a=53.7\text{mm}$ :

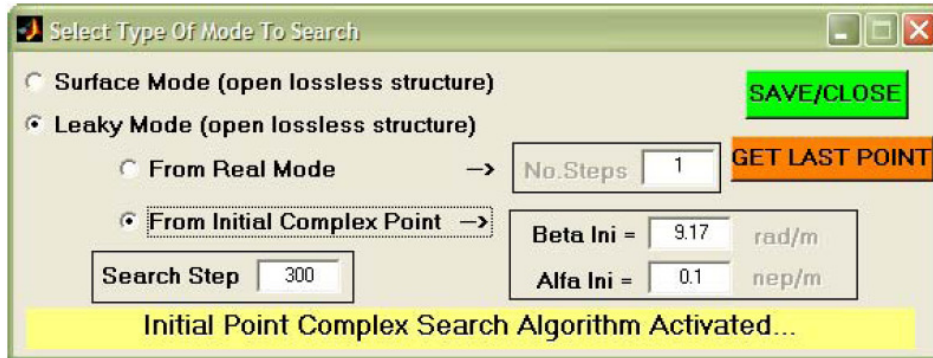


Figura 70: Introducción de datos conocidos para TE<sub>10</sub>

Y ahora desde la ventana de dispersión le damos a GET LAST POINT para engancharnos a esta solución modal y hacer una dispersión como antes desde  $a=53.7\text{mm}$  hasta  $a=70\text{mm}$  en pasos de  $\Delta a=0.5\text{mm}$  (34 puntos):

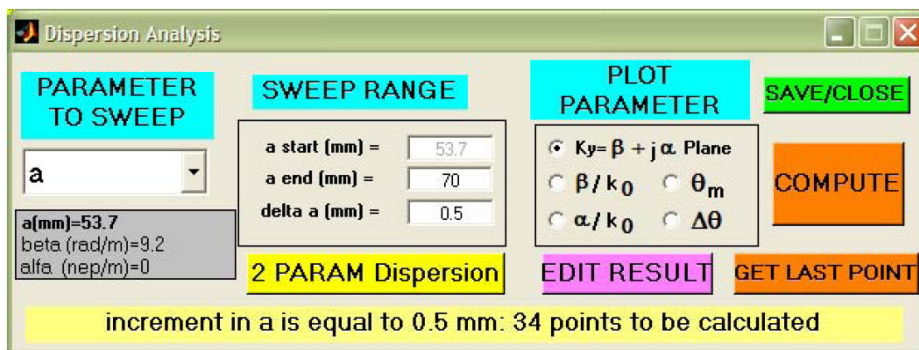


Figura 71 Introducción de datos para el análisis de dispersión TE<sub>10</sub> variando a.





Con lo que obtenemos los siguientes resultados:

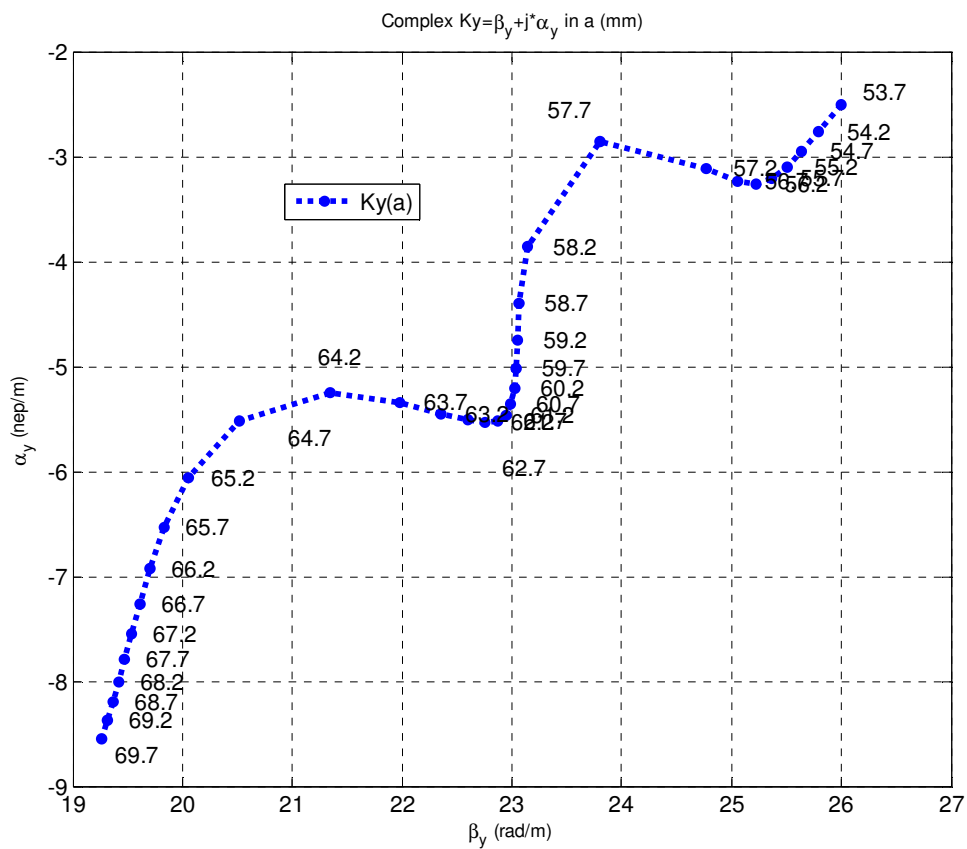


Figura 72 Dispersión de  $\alpha$  y  $\beta$  en  $TE_{10}$  variando  $a$ .



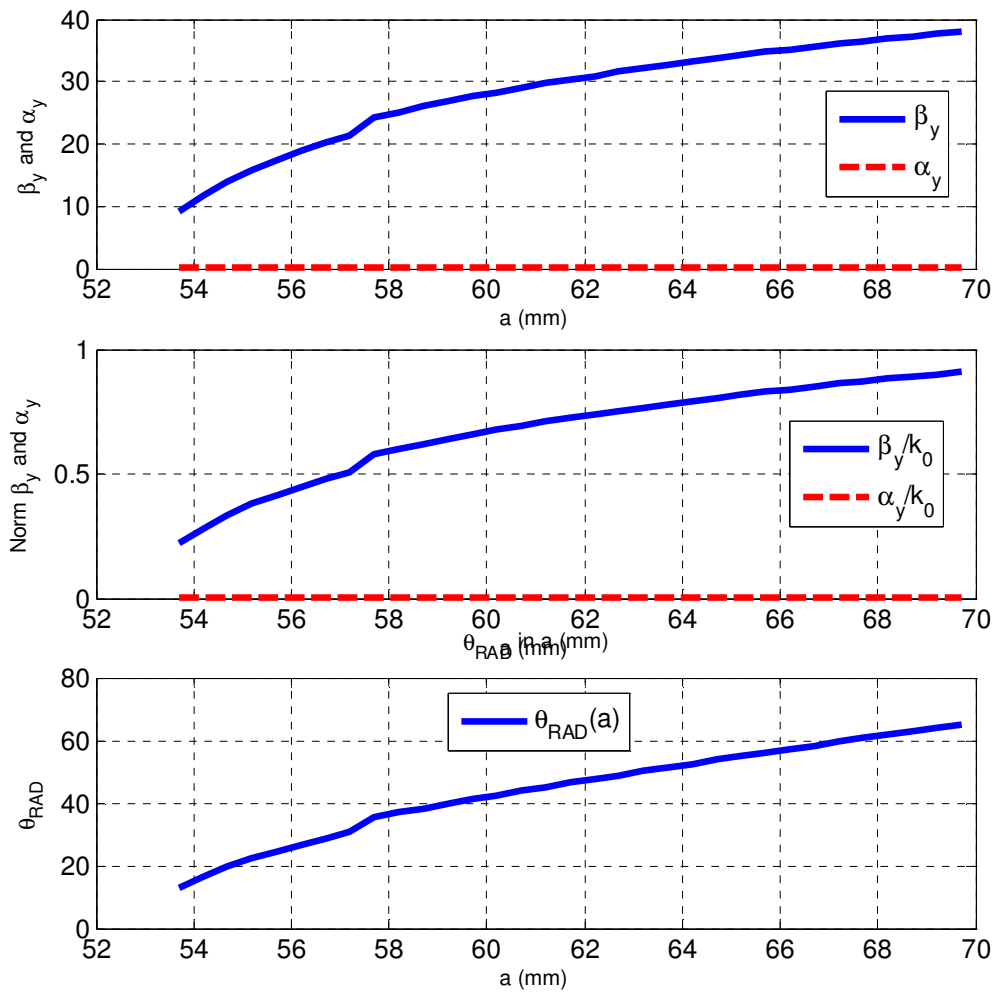


Figura 73: del  $\theta_{rad}$  para  $TE_{10}$  con la variación de a.

Llegando a la conclusión de que conseguimos aumentar  $\theta^{TE_{10}}=30^\circ$ , al aumentar a  $a=57.0\text{mm}$ ,  $k_y= 20.85 - j0 \text{ m}^{-1}$





### 9.2.3.- Comparación de los resultados obtenidos para ambos modos al variar a y D.

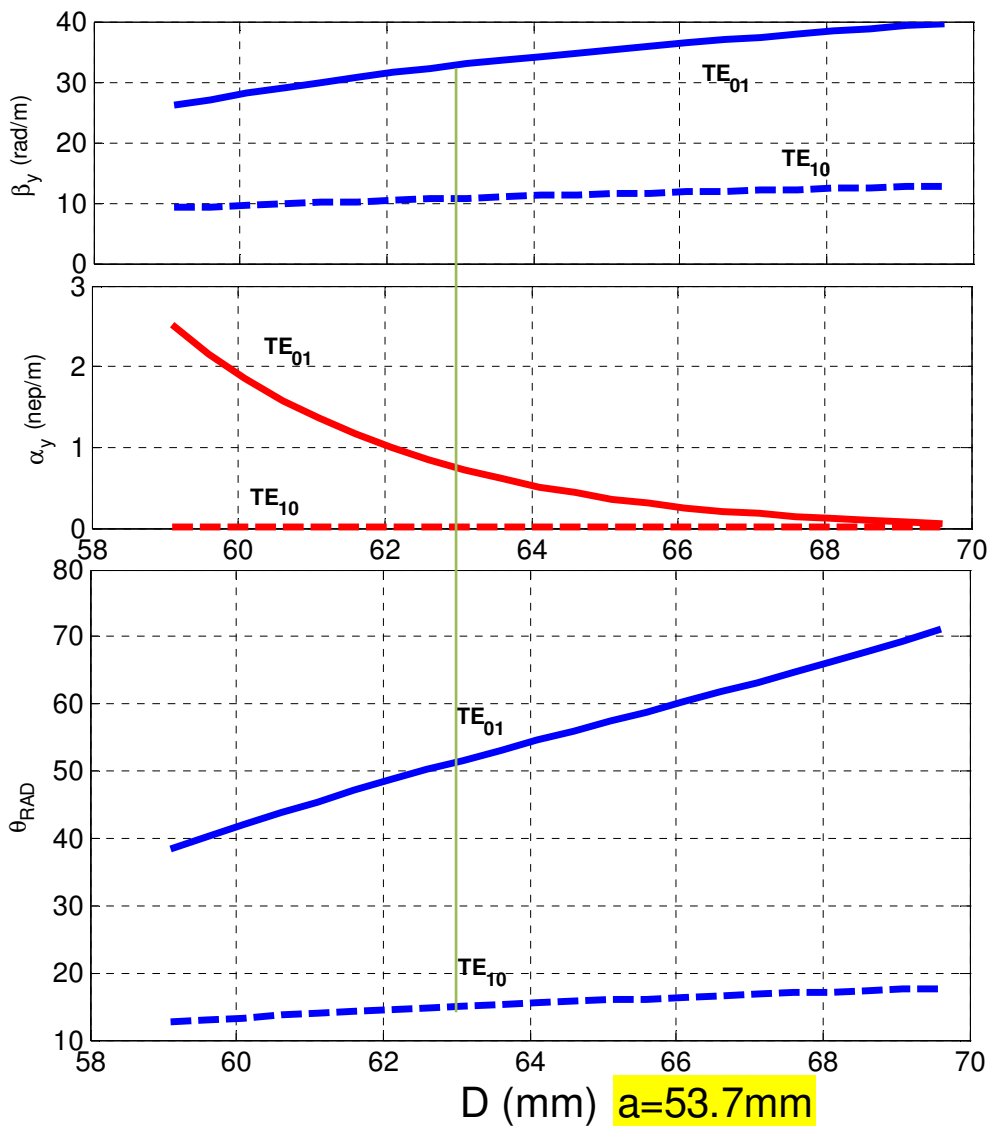


Figura 74: Comparación del ángulo de radiación para TE10 y TE01 variando D.

Donde podemos observar que en  $TE_{01}$ , el ángulo varia de  $38^\circ$  (con  $D = 59$ mm, ) a  $50^\circ$  con  $D = 63$  mm



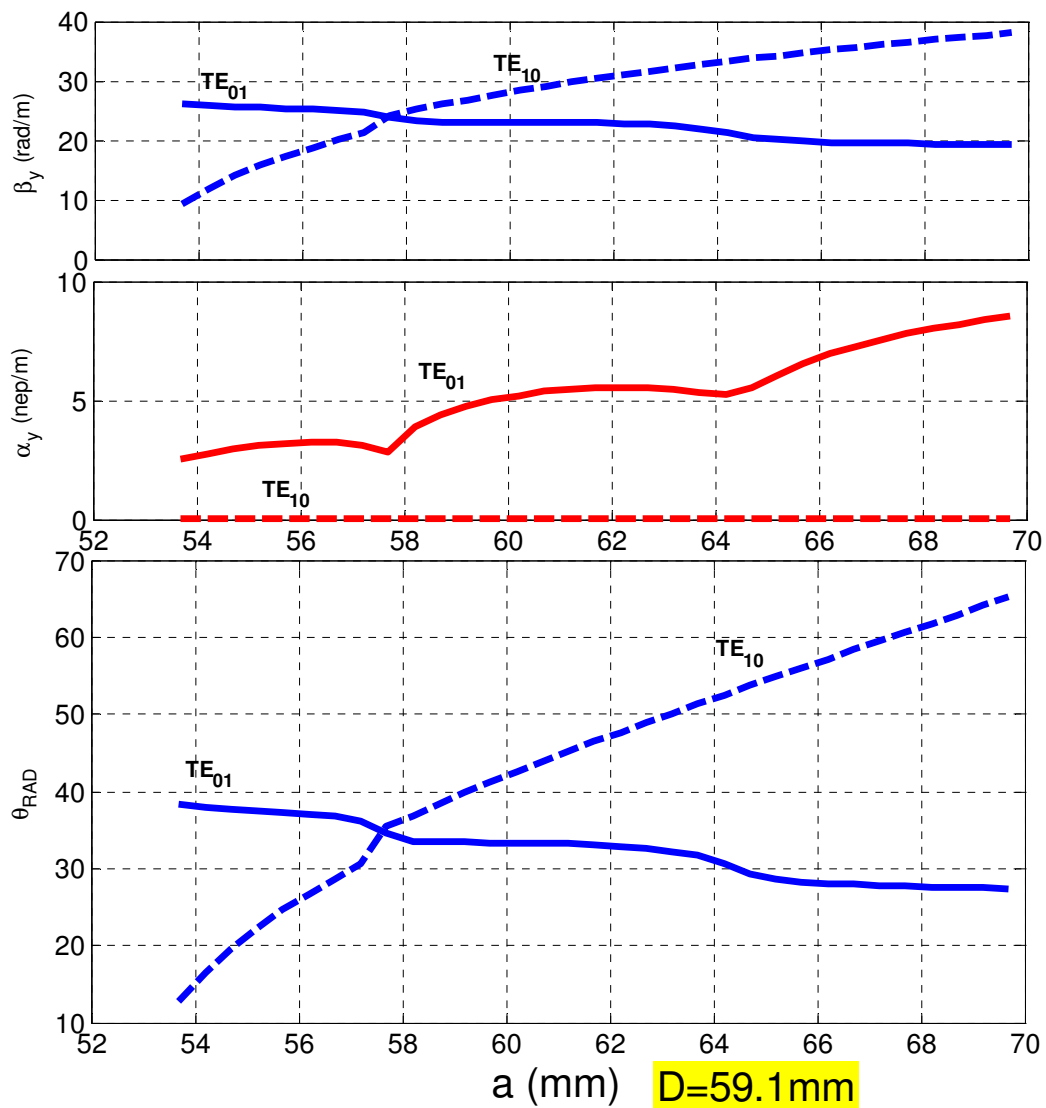


Figura 75: Comparación del ángulo de radiación para TE<sub>10</sub> y TE<sub>01</sub> variando  $a$ .

Donde podemos observar que en TE<sub>10</sub>, el ángulo varia de 14° (con  $a=53.7\text{ mm}$ ), a 30° con  $a=57\text{ mm}$





## 10.- Diseño de la WG.

Una vez realizado el estudio del dimensionamiento, fijamos los valores geométricos de la guía en  $D=62.5\text{mm}$  y  $a=57.0\text{mm}$ .

Para los slots fijamos los valores anteriores:

$d=2\text{mm}$ ;

$W=53\text{mm}$ , para que los dipolos sean resonantes ( $W \ll \lambda/2=75\text{mm}$ );

$Q=W/20=2.5\text{mm}$ , para mantener los dipolos alargados y estrechos;

$P=3*Q=7.5\text{mm}$ , para tener un buen comportamiento como FSS.

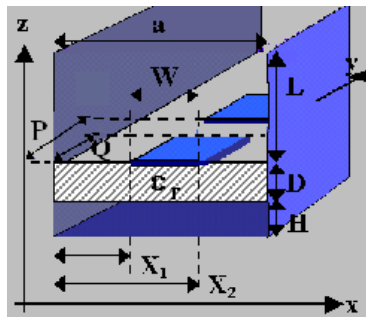


Figura 76: Parámetros de diseño de la guía.

$$TE_{01} \text{ ky}=32-j0.87 \text{ m}^{-1} \rightarrow \theta^{TE_{01}} = 50^\circ \text{ al aumentar a } D=62.5\text{mm}$$

$$TE_{10} \text{ ky}=20.85-j0 \text{ m}^{-1} \rightarrow \theta^{TE_{10}} = 30^\circ \text{ al aumentar a } a=57.0\text{mm}$$

Vamos a comprobar qué constantes de propagación tienen los modos leakys  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  con este diseño de dimensiones de antena.

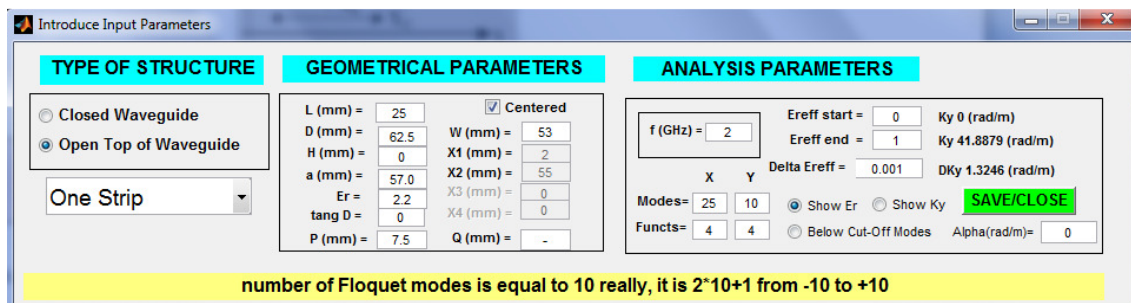


Figura 77: Introducción de las nuevas dimensiones de la guía.





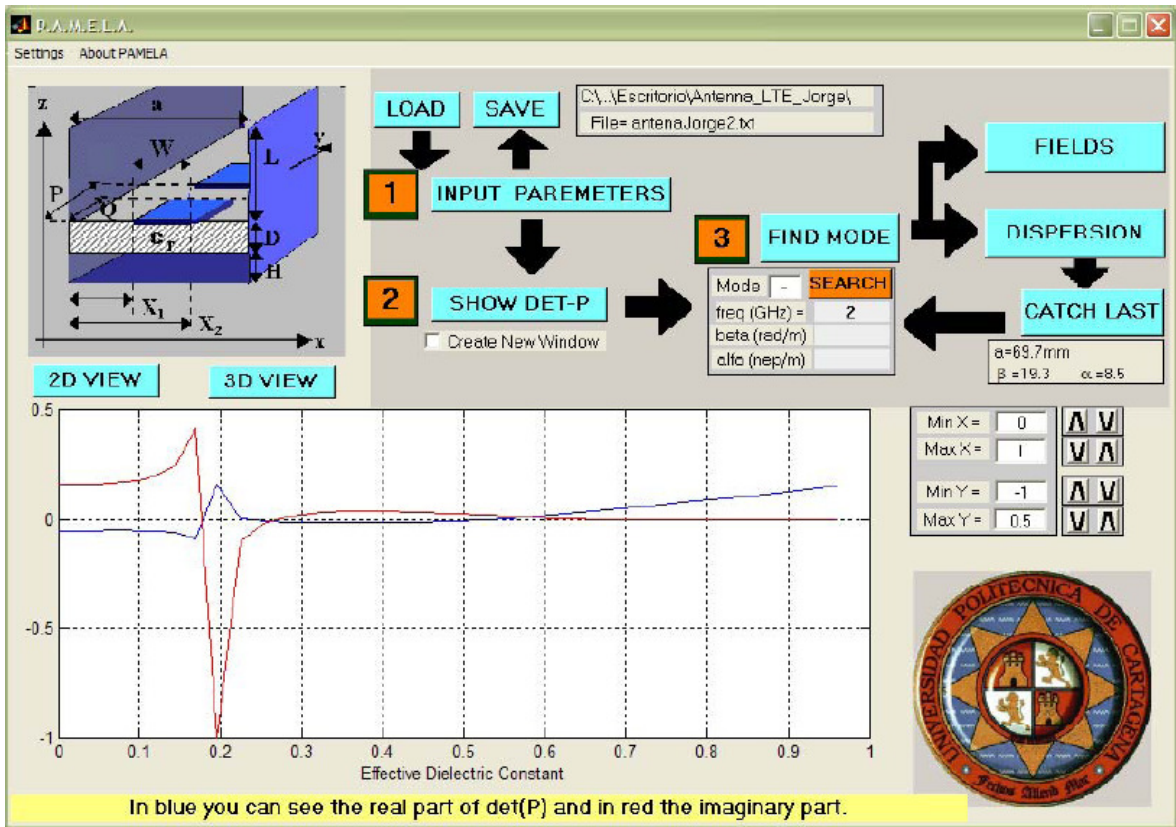


Figura 78: Resultados de la búsqueda de los modos de la guía.

## 10.1.- Estudio de los modos de la LWA.

### 10.1.1.- Estudio del Modo $TE_{01}$ con strip centrado.

Introducimos en PAMELA los valores de la constante de propagación obtenidos anteriormente:  $TE_{01} \quad k_y = 32 - j0.87 \text{ m}^{-1} \rightarrow \theta^{TE_{01}} = 50^\circ$  al aumentar a  $D = 62.5 \text{ mm}$

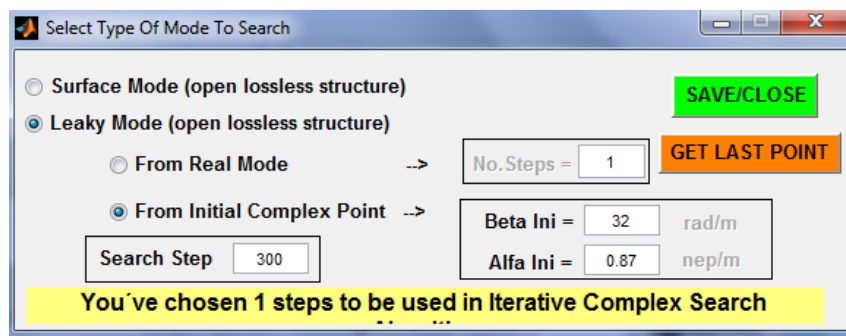
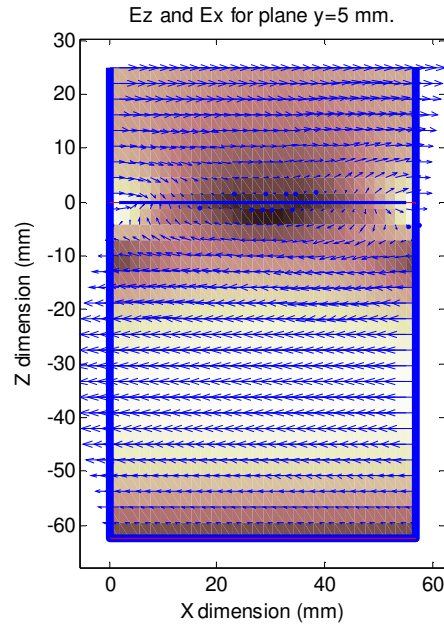


Figura 79: Introducción de la constante de propagación para  $TE_{01}$ .



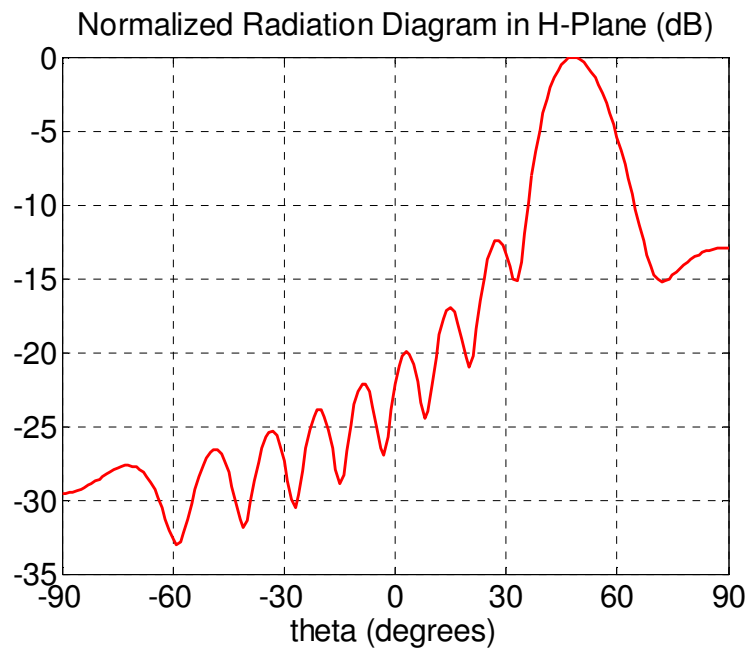


Al observar el comportamiento del campo eléctrico, cuando el strip está centrado, confirmamos que la guía radia hacia el exterior:



**Figura 80:** Comportamiento del campo eléctrico con Strip centrado en el modo TE<sub>01</sub>.

Y si observamos su diagrama de radiación normalizado, en el plano H, podemos confirmar que el lóbulo principal apunta a 48° con  $L_A = 5\lambda_0$ :



**Figura 81:** Diagrama de radiación en el plano H con Strip centrado en el modo TE<sub>01</sub>.





### 10.1.2.- Estudio del Modo $TE_{10}$ con strip centrado.

Realizando los mismos pasos que anteriormente con los datos obtenidos para este modo (surface):  $TE_{10}$   $k_y=20.85-j0 \text{ m}^{-1} \rightarrow \theta^{TE_{01}}= 30^\circ$  al aumentar a  $a=57.0\text{mm}$ , obtenemos:

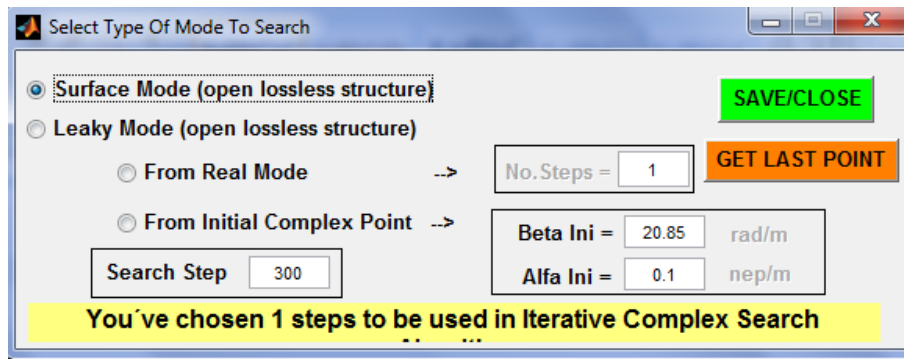


Figura 82: Introducción de los datos del modo surface.

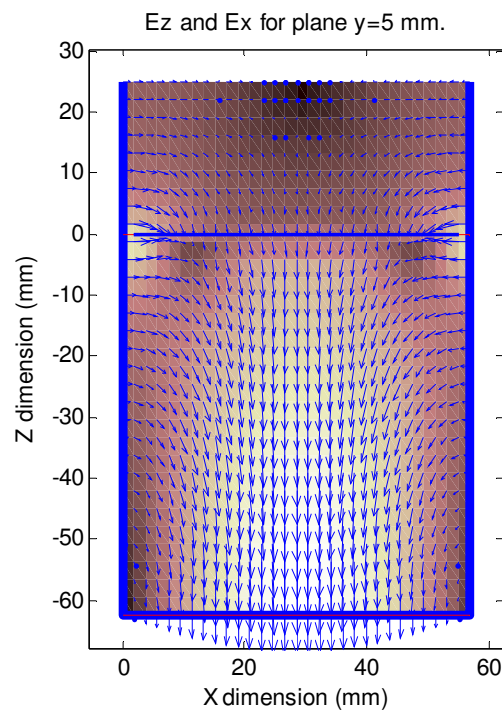
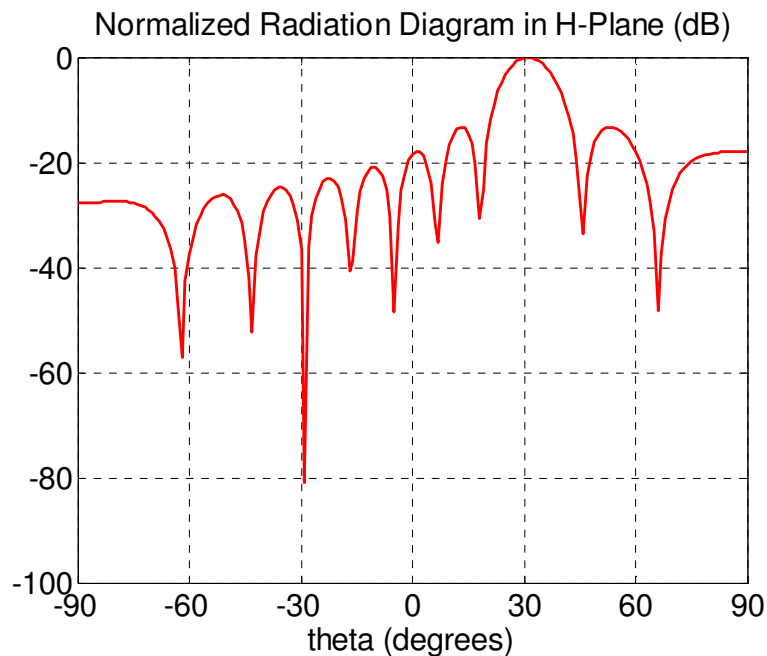


Figura 83: Comportamiento del campo eléctrico con Strip centrado en el modo  $TE_{10}$ .





Y si observamos su diagrama de radiación normalizado, en el plano H, podemos confirmar que el lóbulo principal apunta a  $31^\circ$  con  $L_A = 5\lambda_0$ :



**Figura 84:** Diagrama de radiación en el plano H con Strip centrado en el modo  $TE_{10}$ .

Aunque he conseguido el apuntalamiento de la antena en este modo, cabe recordar que manteniendo en  $TE_{10}$ , el strip centrado no existirá radiación al exterior como podemos ver en la Figura 85, por lo que a continuación realizaré diferentes ensayos variando los parámetros que afectan a los modos leaky.





## 10.2.- Efecto en los modos leaky de la resonancia y descentramiento.

### 10.2.1.- Efectos de la resonancia en los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ .

Para mostrar los efectos de la resonancia, variaremos la longitud  $W$  de los strips, manteniendo constante la posición centrada.

Recuerda que  $a=57\text{mm}$ , lo cual permite variar  $W$  desde  $56.5\text{mm}$  hasta  $0\text{mm}$ , y el diseño inicial ha sido con  $W=53\text{mm}$ .

Para comprobar cómo afecta la variación del parámetro  $W$ , longitud del Strip, realizaremos un diagrama de dispersión con los valores obtenidos anteriormente de la constante de propagación de cada modo.

#### 10.2.1.a.- Variación de $W$ en el Modo $TE_{01}$ .

$$TE_{01} \quad k_y = 31.22 - j1.50 \text{ m}^{-1} \rightarrow \theta^{TE_{01}} = 48^\circ \quad \alpha / k_0 = 0.035$$

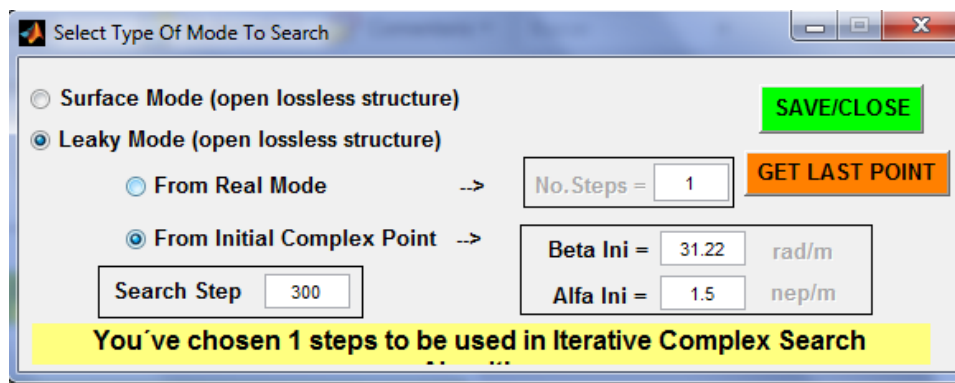


Figura 86: Introducción de los datos del modo leaky.

Desde la ventana de Dispersión, con “GET LAST POINT” y a “1 PARAM dispersión” y escojo “Wcentered”, que voy a variar desde  $W=53\text{mm}$  hasta  $W=56.5\text{mm}$  en saltos de  $\Delta W=0.5\text{mm}$  (8 puntos a calcular), y por último le doy a “COMPUTE” obteniendo los siguientes resultados:



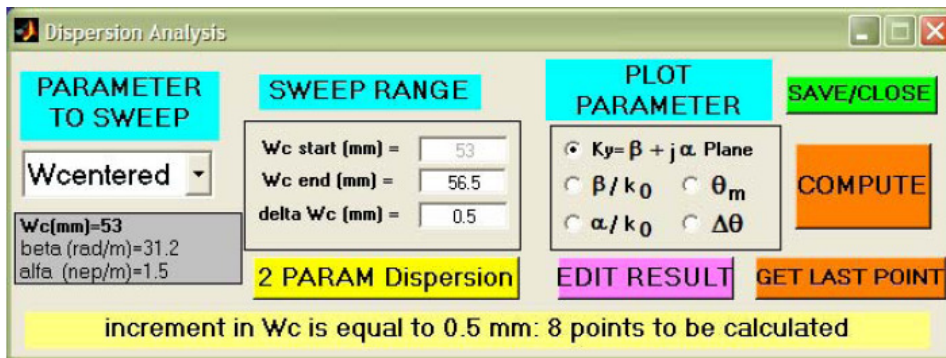


Figura 87: Introducción de los datos para la realización del diagrama de dispersión.

Realizamos otro diagrama de dispersión de la parte inferior, variando desde  $W=53\text{mm}$  hasta  $W=45\text{mm}$  en saltos de  $\Delta W=0.5\text{mm}$  (17 puntos a calcular), y los cargamos de forma solapada, obteniendo el siguiente diagrama:

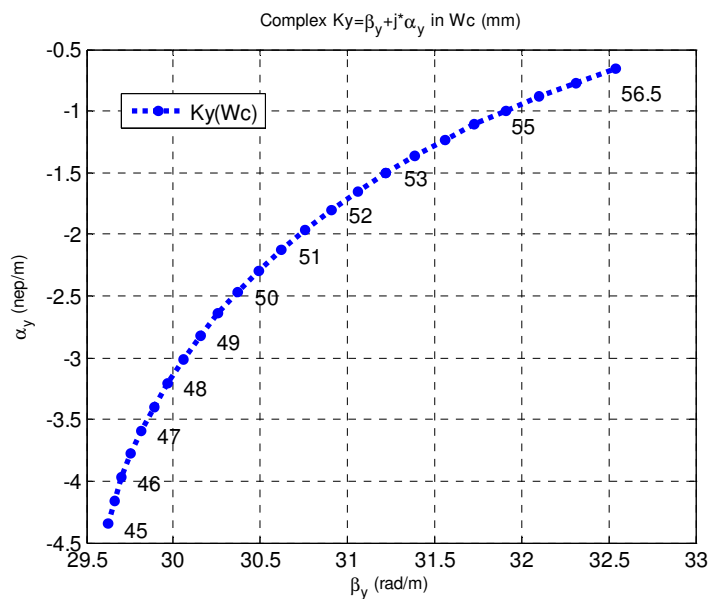


Figura 88: Diagrama de dispersión de  $W$  centrado desde 45 hasta 56.5 mm en  $TE_{01}$ .





Ahora comprobaremos que variaciones han sufrido respecto al ángulo de apuntamiento y constantes de propagación:

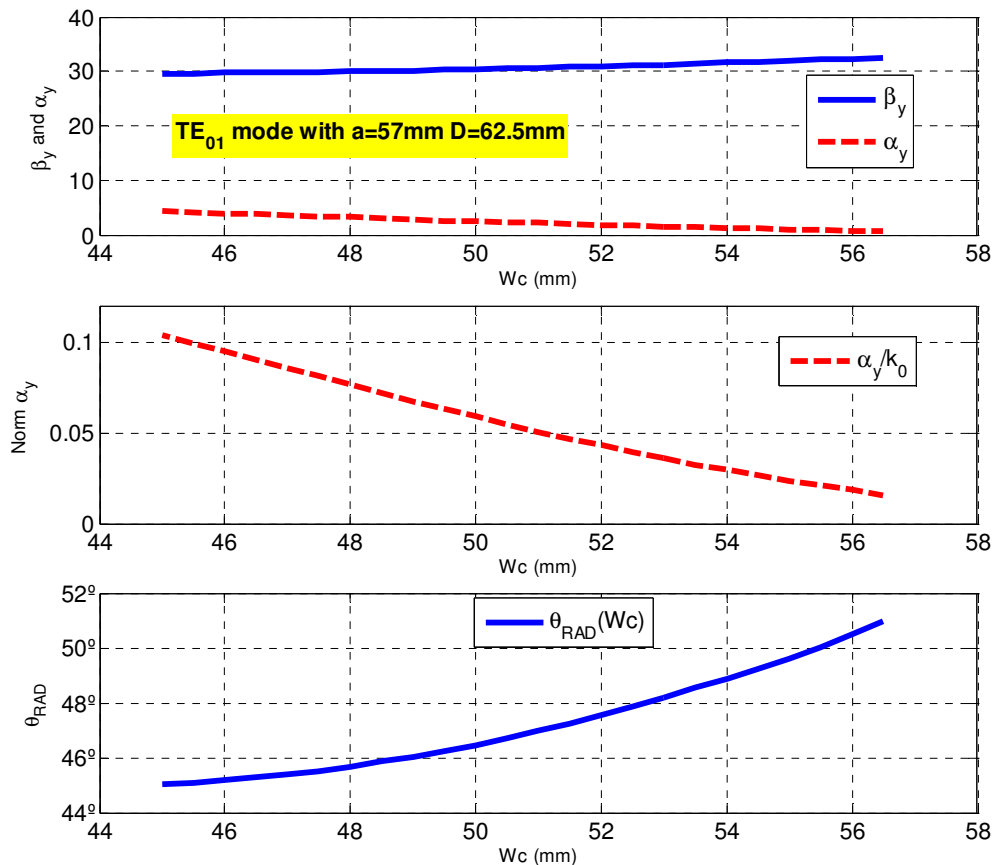


Figura 89: Parámetros de radiación con la variación de W en TE<sub>01</sub>.

Con lo que obtenemos las siguientes conclusiones al disminuir la longitud de los dipolos resonantes desde Wc=57mm hasta Wc=45mm:

- 1- El modo TE<sub>01</sub> sufre un aumento de  $\alpha/k_0$  desde 0.015 hasta 0.1.
- 2- Existe también una perturbación no deseada en su ángulo de apuntamiento, que se ve disminuido desde  $\theta_{RAD}=51^\circ$  a  $\theta_{RAD}=45^\circ$ , por este misma disminución de Wc.





### 10.2.1.b.- Variación de W en el Modo TE<sub>10</sub>.

Con los datos obtenidos anteriormente: TE<sub>10</sub>  $k_y=21.57-j0.00$  m<sup>-1</sup> →  $\theta_{TE01}=31^\circ$   
 $\alpha/k_0=0$

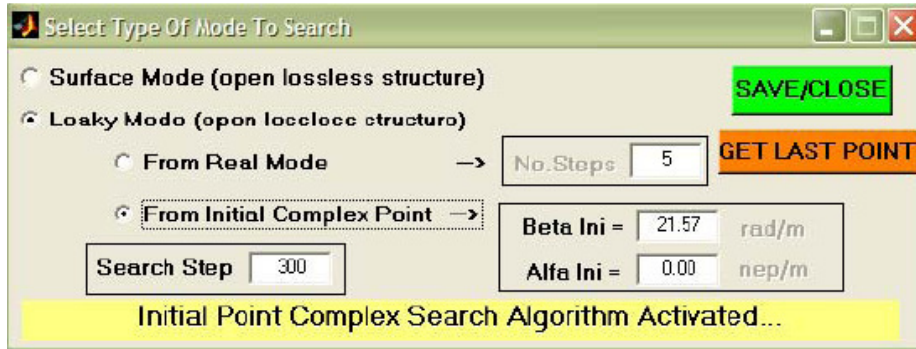


Figura 90: Introducción de parámetros de radiación en TE<sub>10</sub>.

Realizamos la variación de W en los mismos términos que en el apartado anterior, primero obteniendo un diagrama de dispersión variando W desde 53 a 56.5 mm con saltos de 0.5mm y luego otro con la variación de 53 a 45 mm también con saltos de 0.5mm, solapando los diagramas obtenidos obtendremos el siguiente resultado:

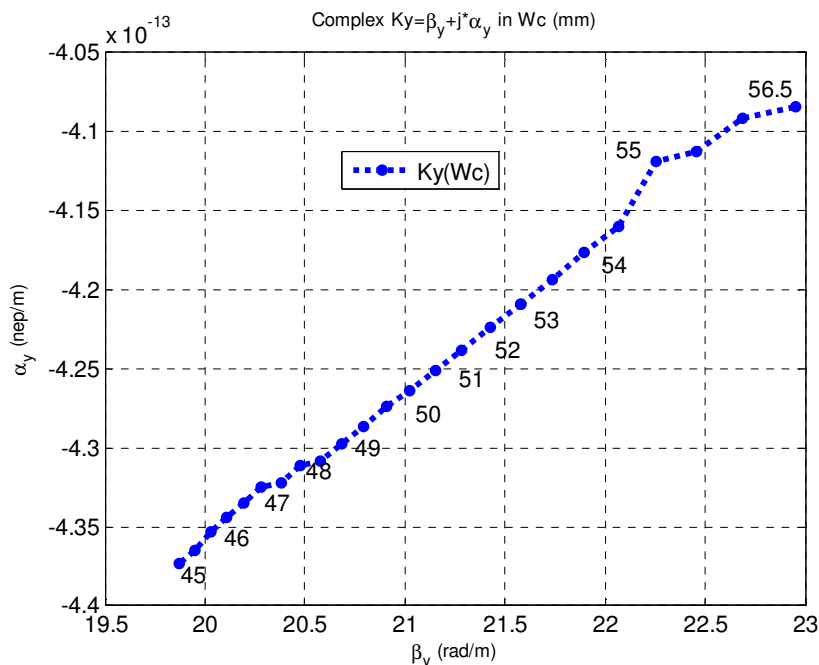


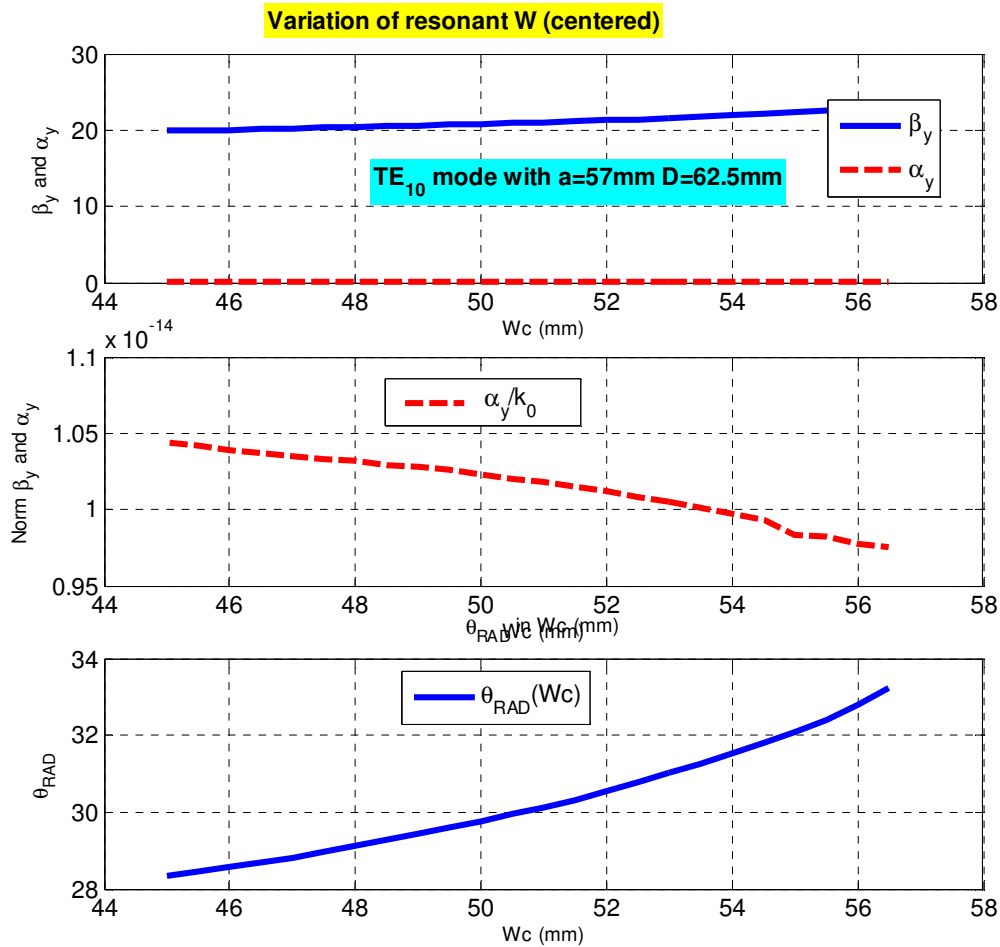
Figura 91: Diagrama de dispersión de W centrado desde 45 hasta 56.5 mm en TE<sub>10</sub>.







Obtenemos las graficas del comportamiento de propagación:



**Figura 92:** Parámetros de radiación con la variación de W en TE<sub>10</sub>.

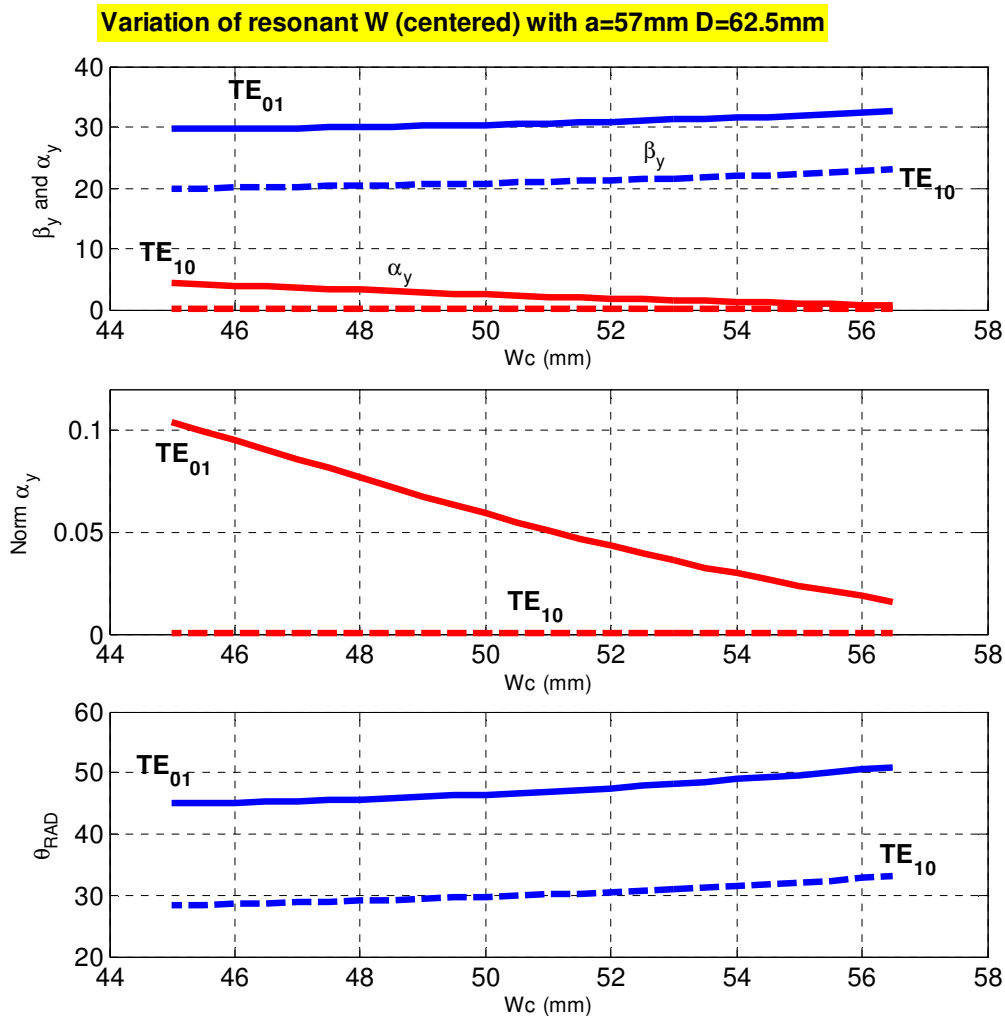
Donde podemos concluir que:

- 1- El modo TE<sub>10</sub> sigue teniendo un valor nulo de  $\alpha/k_0$  ya que los dipolos permanecen centrados.
- 2- Existe también una perturbación no deseada en su ángulo de apuntamiento, que se ve disminuido desde  $\theta_{RAD}=33^\circ$  a  $\theta_{RAD}=28^\circ$ , por este misma disminución de Wc desde Wc=57mm hasta Wc=45mm.





### 10.2.1.c.- Comparación de los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ , al variar $W$ .



**Figura 93:** Comparación de los modos  $TE_{10}$ ,  $TE_{01}$ , al variar  $W$ .

Con lo que demostramos que:

1. La longitud resonante  $Wc$  de los dipolos, **AFECTA** a la tasa de radiación del modo leaky horizontal  $TE_{01}$  por el mecanismo de transparencia por resonancia, mientras que si se mantienen centrados no afectan a la ausencia de radiación del modo leaky vertical  $TE_{10}$ .
2. En ambos modos se ve que al disminuir  $Wc$  disminuyen los ángulos de apuntamiento.





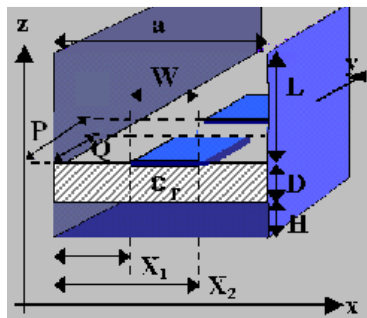
### 10.2.2.- Efectos del descentramiento en los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ .

El descentramiento es la variación del parámetro  $X_1$  de los strips, manteniendo constante su longitud.

Para diseñar antenas con unos anchos de haz de  $5^\circ$ - $10^\circ$  en el plano H, necesitamos longitudes de antena del orden de  $L=12\lambda_0$ - $6\lambda_0$ , que se iluminan eficientemente (eficiencia de radiación 90%, eficiencia de apertura cuasi uniforme 95%), con tasas de radiación del orden de  $\alpha/k_0=0.01$ - $0.06$ .

Voy a usar un valor de la longitud de los strips  $W=52\text{mm}$ , que proporciona una tasa de radiación  $\alpha/k_0=0.04$  y un ángulo de apuntamiento  $\theta_{\text{RAD}}=49.5^\circ$  para el modo horizontal  $TE_{01}$  (ver la figura 94).

La posición centrada de estos spots con  $W_c=52\text{mm}$  es  $d=X_1 = (a-W_c) / 2 = ((57-52)/2) = 2.5\text{mm}$ .



R-Figura 95: Parámetros de diseño de la guía.

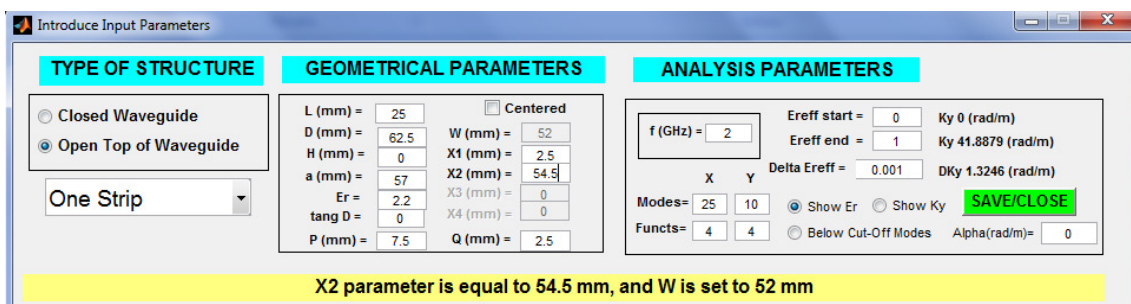


Figura 96: Introducción de los parámetros de descentramiento del strip.





Vamos a desplazar esta posición centrada de manera que los dipolos se acerquen a la pared izquierda, es decir, vamos a disminuir  $X_1=d$ , desde  $X_1=2.5\text{mm}$  hasta  $X_1=0\text{mm}$ , manteniendo la longitud de los spots constante al valor  $W_c=52\text{mm}$ .

Esto debe afectar sobre todo a la tasa de radiación del modo TE<sub>10</sub>, ya que su mecanismo de radiación es por asimetría de los slots.

Pero también debemos estudiar cómo afecta al modo TE<sub>01</sub>, que aunque el slots tiene una longitud resonante constante  $W_c=52\text{mm}$ , su resonancia variará al variar su posición respecto del centro de la guía como veremos.

### 10.2.2.a- Efectos del descentramiento en el modo TE<sub>10</sub>.

Para encontrarlo mejor pongo una geometría de **strip descentrado**:

$$X_1=0.1\text{mm}, W=52\text{mm} \rightarrow X_2=52.1\text{mm}$$

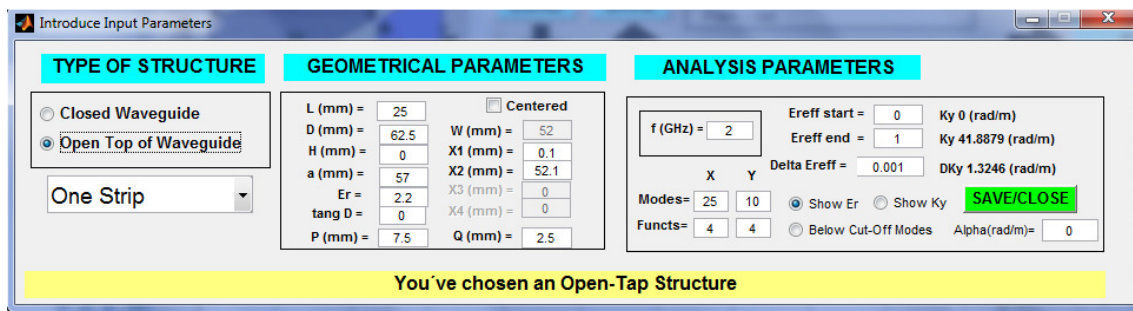


Figura 97: Introducción de los parámetros de descentramiento del strip en TE<sub>10</sub>.

Buscamos con estos datos el modo leaky:



Figura 98: Introducción de los parámetros para la búsqueda dl modo leaky en TE<sub>10</sub>, con  $X_1=0.1\text{mm}$





Y lo encuentro en:  $TE_{10}$   $k_y=21.16-j0.77$  m<sup>-1</sup>  $\rightarrow \theta_{TE_{01}}=31^\circ$   $\alpha/k_0=0.017$

Me voy a la ventana de Dispersion y le doy a “GET LAST POINT” y a “1 PARAM dispersión” y escojo “X1”, que voy a variar desde  $X1=0.1$ mm hasta  $X1=2.5$ mm (que es la posición del strip centrado), en saltos de  $\Delta X1=0.1$ mm (25 puntos a calcular), y por último le doy a “COMPUTE”:

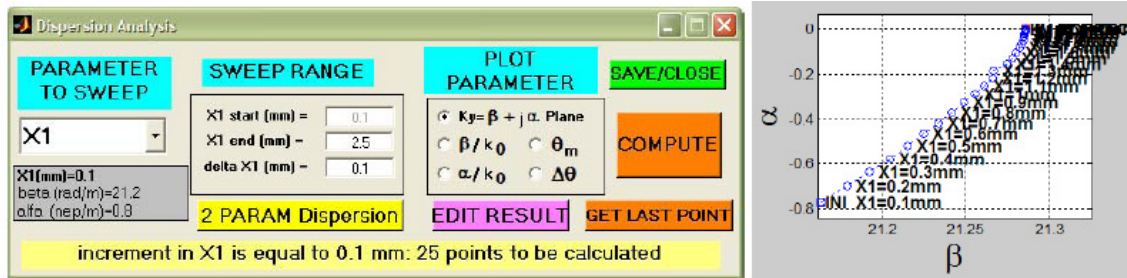


Figura 99: Introducción de los parámetros para el diagrama de dispersión en  $TE_{10}$ , con  $X1=0.1$ mm

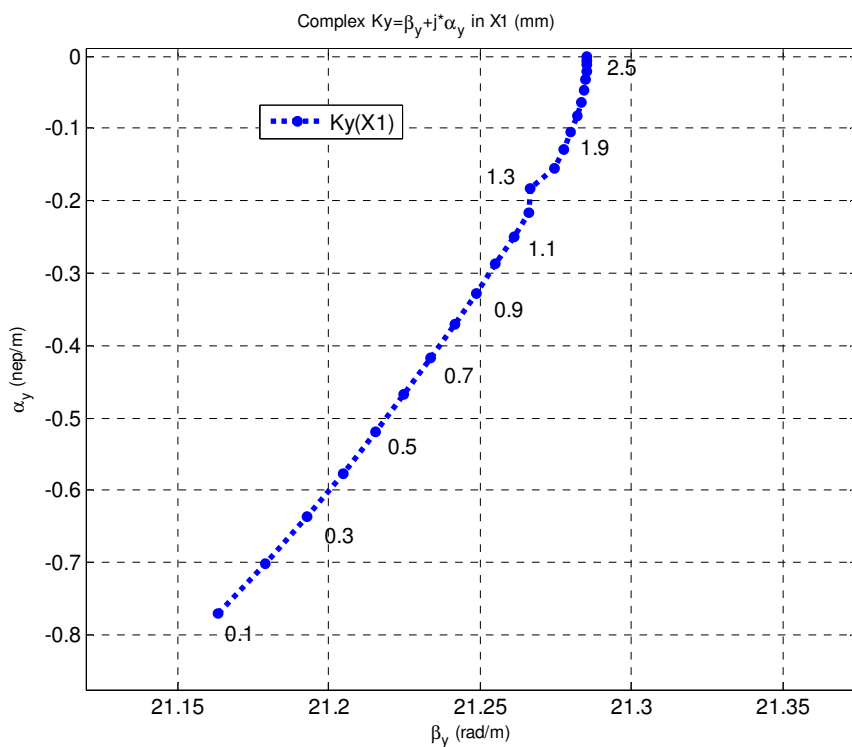
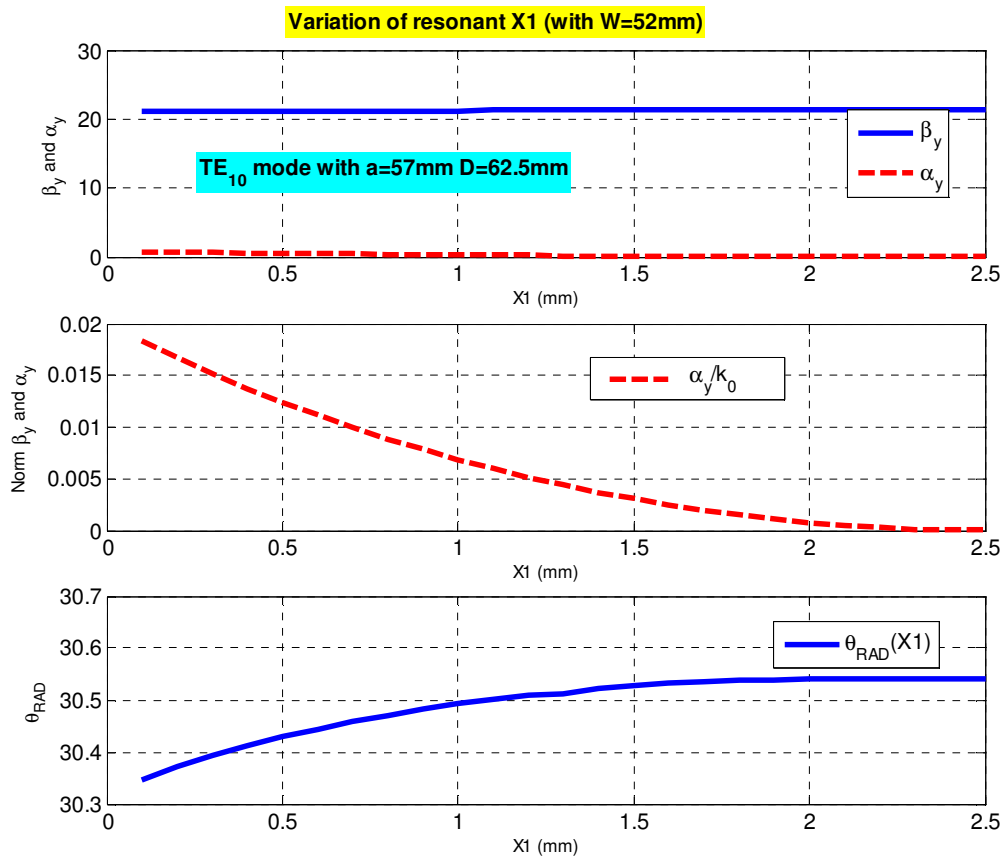


Figura 100: Diagrama de dispersión, variación de los parámetros leaky en función de  $X1$  en  $TE_{10}$ .





Si observamos como varia el ángulo de radiación y alfa.



**Figura 101:** Variación del ángulo de radiación y alpha en función de X1 para el modo TE<sub>10</sub>.

Con lo que podemos concluir en el ensayo que:

- 1- El modo TE<sub>10</sub> sufre un aumento de  $\alpha/k_0$  desde 0.00 hasta 0.02 al disminuir la posición de los dipolos resonantes desde X1=2.5mm hasta X1=0mm.
- 2- Apenas existe perturbación en su ángulo de apuntamiento, que se ve disminuido desde  $\theta_{RAD}=30.55^\circ$  a  $\theta_{RAD}=30.35^\circ$ , por este misma disminución de X1.

Estos resultados son buenos, implican que vamos por el buen camino.

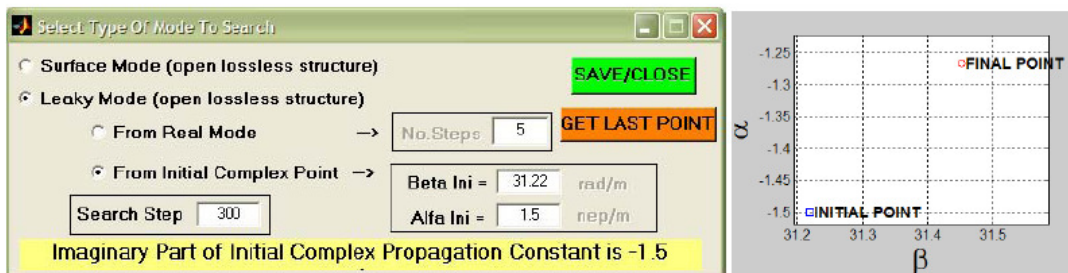




### 10.2.2.b- Efectos del descentramiento en el modo TE<sub>01</sub>.

Iniciamos de la misma forma que con el estudio de la resonancia con:

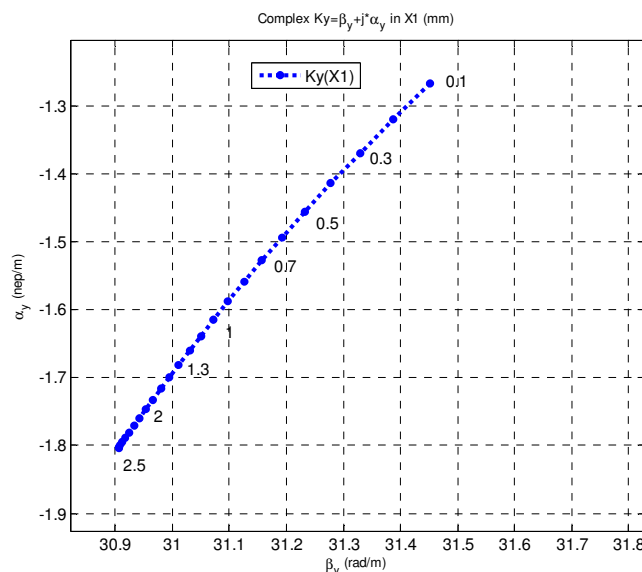
$$TE_{01} \text{ ky}=31.22-j1.50 \text{ m}^{-1}$$



**Figura 102:** Introducción de los parámetros para el diagrama de dispersión en TE<sub>01</sub>, con X<sub>1</sub>=0.1mm

Y lo encuentro en: TE<sub>01</sub> ky=31.45-j1.26 m<sup>-1</sup> □ θ<sup>TE<sub>01</sub></sup>=48°, α/k<sub>0</sub>=0.017

Realizamos el estudio de dispersión para ver como varía en función de X1 como hicimos antes: en la ventana de Dispersion y le doy a “GET LAST POINT” y a “ 1 PARAM dispersion” , selecciono la dispersión del parámetro “X1”, que voy a variar desde X1= 0.1mm hasta X1= 2.5mm (que es la posición del strip centrado), con incrementos de ΔX1= 0.1mm (25 puntos a calcular), y por último “COMPUTE” para obtener el diagrama:

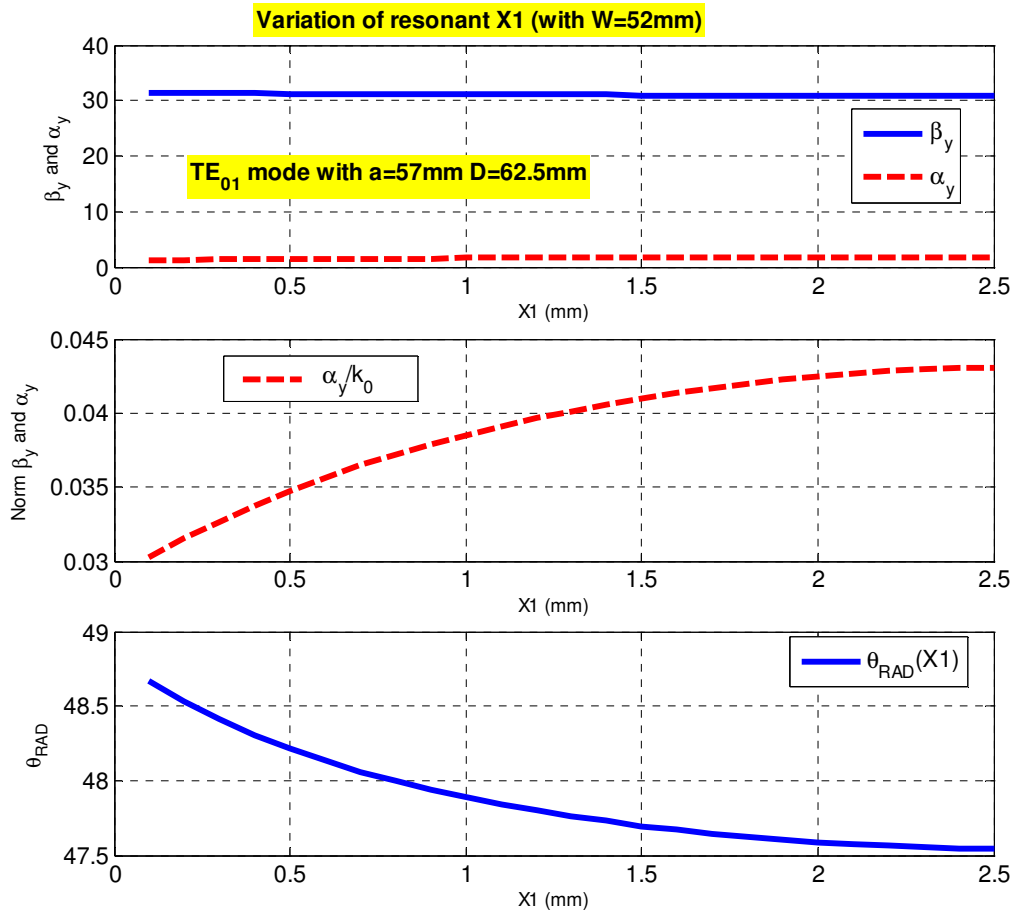


**Figura 103:** Diagrama de dispersión, variación de los parámetros leaky en función de X1 en TE<sub>01</sub>.





Representamos los gráficos de dispersión con la variación de  $X_1$ , la resonancia, respecto al ángulo de máxima radiación y alfa:



**Figura 104:** Variación del ángulo de radiación y alpha en función de  $X_1$  para el modo  $TE_{01}$ .

Con lo que podemos llegar a la conclusión de que, el hecho de descentrar el strip afecta al modo  $TE_{01}$ , que sufre una disminución de  $\alpha/k_0$  desde 0.043 hasta 0.03 al disminuir la posición de los dipolos resonantes desde  $X_1=2.5\text{mm}$  hasta  $X_1=0\text{mm}$ , a pesar de que la anchura del strip se mantenga constante a  $W=52\text{mm}$  (que es lo que en principio afecta a la resonancia del strip).

Apenas existe perturbación en su ángulo de apuntamiento, que se ve aumentado desde  $\theta_{RAD}=47.5^\circ$  a  $\theta_{RAD}=48.6^\circ$ , por este misma disminución de  $X_1$ .







### 10.2.2.c.- Comparación de los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ , al variar $X_1$ .

Variation of resonant  $X_1$  (with  $W=52\text{mm}$ ) with  $a=57\text{mm}$   $D=62.5\text{mm}$

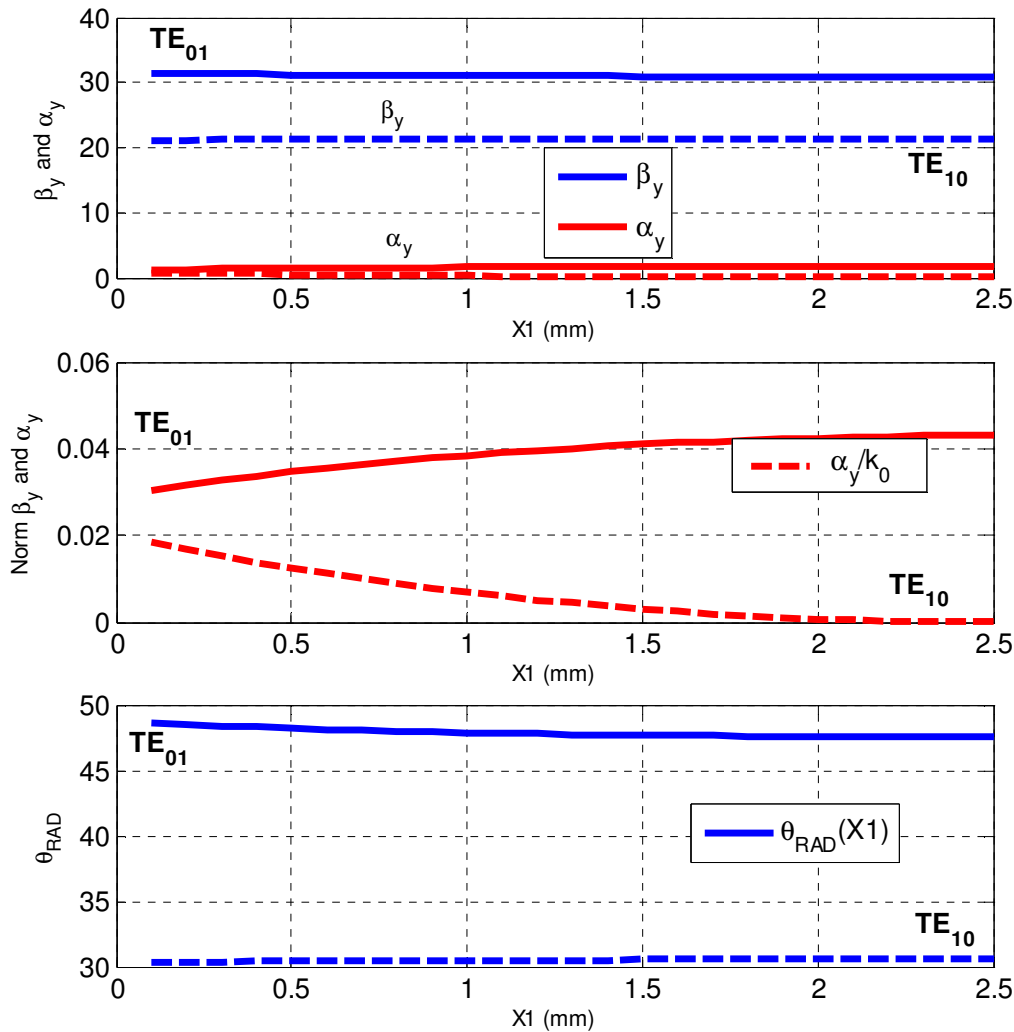


Figura 105: Comparación de los modos  $TE_{10}$ ,  $TE_{01}$ , al variar  $X_1$ .

Podemos observar cómo podemos variar  $\alpha/K_0$  en un amplio rango de valores manteniendo prácticamente constante la tasa  $\beta/k_0$ , como se puede observar en las gráficas anteriores. Ésta situación nos permite variar el ancho de haz manteniendo constante el ángulo de máximo apuntamiento, de tal manera que variando la situación de la perturbación de la antena, seremos capaces de controlar la radiación de la misma sin afectar al ángulo de radiación ( $\theta_m$ ).





Con lo que queda demostrado que la posición de los dipolos afecta a la tasa de radiación del modo leaky vertical  $TE_{10}$  por el mecanismo de descentramiento, aunque también afectan al modo leaky horizontal  $TE_{01}$  debido a que su resonancia (y su transparencia) depende de la posición de los strips (centrados/descentrados).

Esta dependencia de  $\alpha/k_0$  con  $X1$  es inversa: el  $TE_{10}$  aumenta  $\alpha/k_0$  al disminuir  $X1$  (mayor descentramiento) y en el  $TE_{01}$  disminuye  $\alpha/k_0$  (mayor acoplo con la pared lateral, es como si fuera mayor  $W$  y es mayor la resonancia, menor la transparencia)

En ambos modos se ve que el descentramiento  $X1$  apenas afecta a sus respectivos ángulos de apuntamiento, y de nuevo la dependencia es opuesta, en  $TE_{10}$  disminuye  $\theta_{RAD}$  al disminuir  $X1$ , y para el  $TE_{01}$  aumenta  $\theta_{RAD}$ .





## CAPITULO 5: Conclusiones.

### 11.- Conclusiones.

Con todo lo expuesto en este PFM, se confirma que el nuevo estándar de comunicaciones móviles LTE tendrá una gran aceptación en el mercado en un futuro muy próximo, siendo este estándar capaz de dar solución a la cada vez mayor demanda de anchos de banda que el mercado exige a través de los usuarios.

Dicho estándar utiliza tecnologías MIMO como métodos de diversidad espacial, y queda demostrado con este trabajo, que con la utilización de antenas leaky podemos conseguir dentro de esta línea de investigación, mayor eficiencia espectral mediante sectorización vertical, consiguiendo que la antena sea capaz de radiar dos lóbulos principales ortogonales que además puedan ser controlados de forma independiente.

Se ha analizado el comportamiento de las LWA, investigando el comportamiento de las mismas con el fin de poder conseguir controlar su patrón de radiación variando los parámetros geométricos de la perturbación (slot o strip): anchura de la perturbación ( $W$ ) y distancia de la misma a uno de los extremos de la cavidad ( $X_1$ ). La modificación de estos parámetros debe permitirnos el poder controlar la constante de fuga ( $\alpha$ ) pero manteniendo invariante la constante de fase de la antena ( $\beta$ ), es decir, poder elegir el ancho de haz ( $\Delta\theta$ ) más conveniente para un determinado escenario de LTE, sin variar el ángulo máximo de radiación ( $\theta_m$ ). Además esto permitirá poder variar la iluminación de la antena sin perturbar el ángulo de apuntamiento, lo que implica de antemano, que podremos utilizar dos modos fundamentales en la misma antena, capaz de radiar dos canales de información ortogonales que cubran las capacidades del estándar LTE ***minorizando el numero de antenas que con MIMO son necesarias, por lo que también se mejoraría en capacidad de despliegue y costes materiales y de instalación.***

***Otro aspecto importante dentro de la conclusión es que este tipo de antenas facilitarían el diseño de los terminales, ya que aunque existen en el mercado terminales con MIMO, estos siempre estarán limitados por el espacio y ocupación de las antenas.***

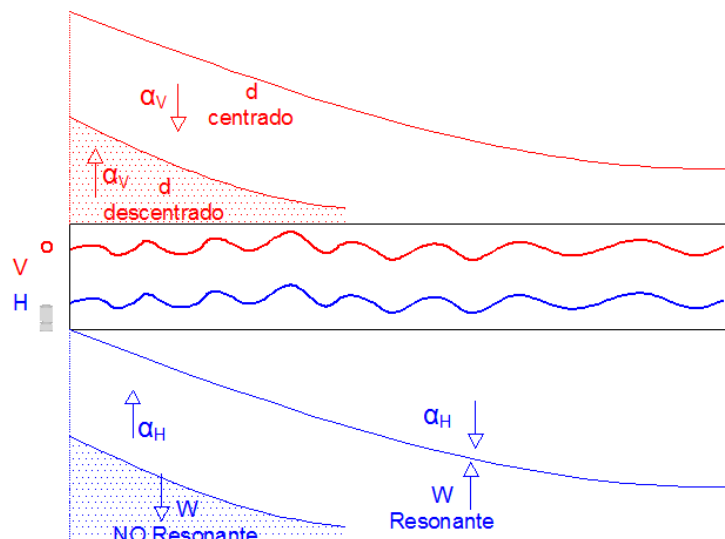




Dicho trabajo es la introducción a una línea investigadora en la que se centra mi Doctorado, considerando que existen aun multitud de ensayos y de incógnitas por resolver.

El avance que representa este TFM en esta línea de investigación, es conocer como varían los ángulos de apuntamiento, el ancho de haz de cada lóbulo y sus constantes de atenuación y fase en función de las medidas geométricas de la guía ( $a, D, L$ ), en función del modo.

Otro avance realizado es conocer el comportamiento en función de los parámetros  $W$ , anchura de la perturbación planar y  $d$ , que es la distancia de las perturbaciones (Strips) respecto a las paredes de la guía.



**Figura 106:** Comparación del comportamiento de los parámetros  $\alpha$ ,  $d$ ,  $W$  en función del modo.

Podemos observar en el gráfico de arriba que cuando “ $d$ ” será el parámetro que afecte a la polarización vertical y “ $W$ ” el que afecte a la horizontal respecto a sus constantes de atenuación, de forma que en:



VERTICAL:

1- Si "d" está centrado  $\rightarrow \alpha_v$  será grande e iluminará una longitud pequeña de la antena.

2- Si "d" está descentrado  $\rightarrow \alpha_v$  será grande e iluminará una longitud grande de la antena.

HORIZONTAL:

1- Si "W" Resuena  $\rightarrow W \uparrow \rightarrow W \ll \lambda/2 \rightarrow \alpha_H$  será pequeño.

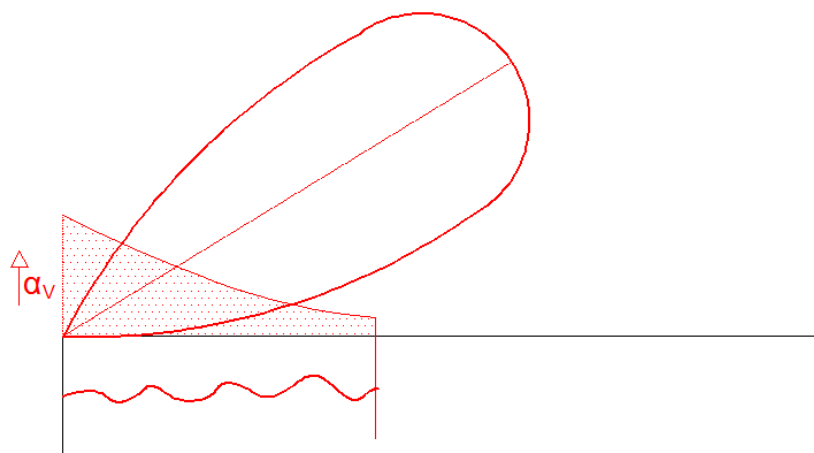
2- Si "W" está descentrado  $\rightarrow W \downarrow \rightarrow W = \lambda/2 \rightarrow \alpha_H$  será grande.

Lo cual nos lleva a conocer el comportamiento de los lóbulos principales respecto a su ancho de haz, de forma que podemos confirmar que si:

A- La constante de atenuación aumenta  $\rightarrow \alpha \uparrow \rightarrow$  El ancho de haz aumenta  $\rightarrow \Delta\theta \uparrow$

B- La constante de atenuación disminuye  $\rightarrow \alpha \downarrow \rightarrow$  El ancho de haz disminuye  $\rightarrow \Delta\theta \downarrow$

$\alpha \uparrow \rightarrow \Delta\theta \uparrow$   
 $\alpha \downarrow \rightarrow \Delta\theta \downarrow$



**Figura 107:** Iluminación de la antena y variación del ancho de haz al aumentar la constante de atenuación.



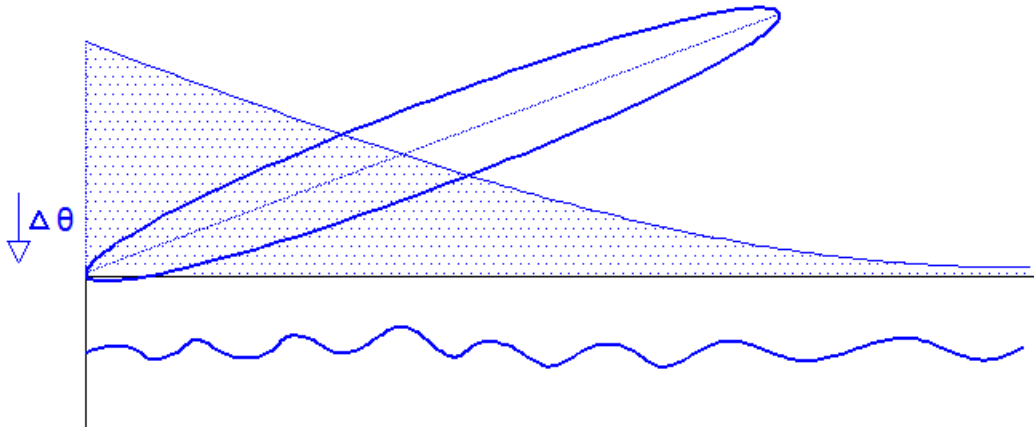


Figura 108: Iluminación de la antena y variación del lóbulo al disminuir el ancho de haz.

De forma que agrupando este comportamiento en una tabla gráfica confirmamos que:

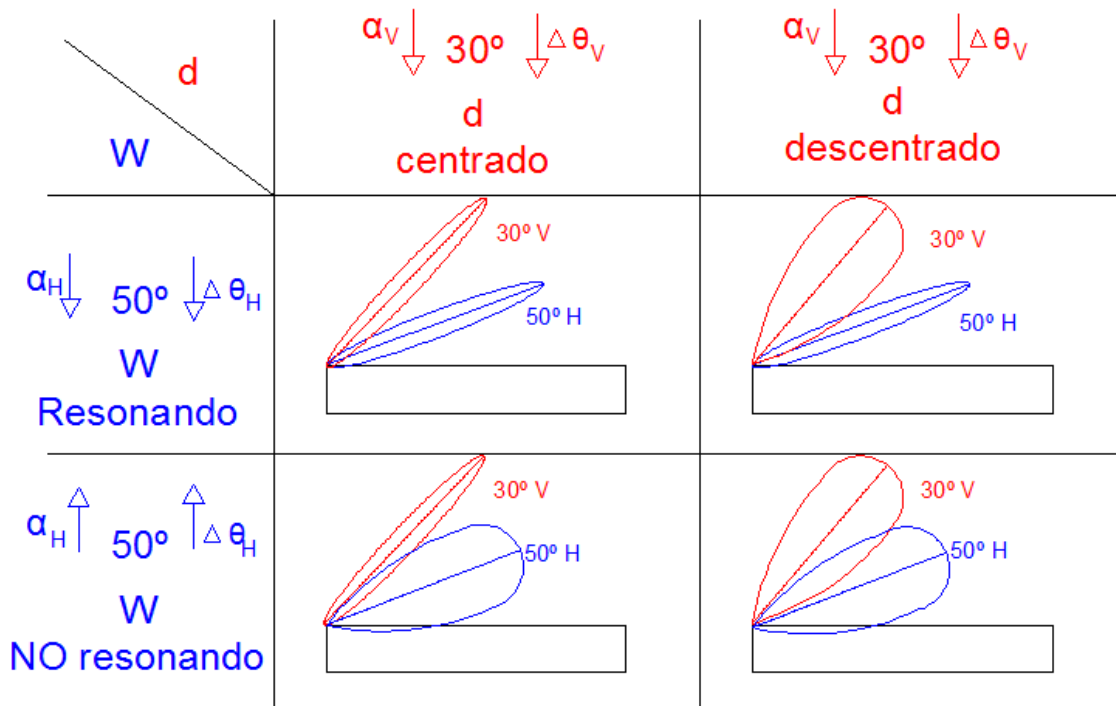


Figura 109: Variación de los lóbulos principales en función de los parámetros  $W$  y  $d$ .





Pero aún hay parámetros de dependencia que son parte de mi línea de investigación en del doctorado, siendo los puntos mas significativos saber como afecta la variación de  $W$  y  $d$  en función de:

	TE <sub>10</sub> – Simetría 30°		TE <sub>01</sub> – Resonancia 50°	
	$\alpha_v$	$\Delta\theta_v$	$\alpha_H$	$\Delta\theta_H$
$d_{\text{centrado}}$ ( $\uparrow d$ )	↓	¿?	¿?	¿?
$d_{\text{descentrado}}$ ( $\downarrow d$ )	↑	¿?	¿?	¿?
$W_{\text{resonante}}$ ( $W\uparrow$ )	¿?	¿?	↓	¿?
$W_{\text{NO resonante}}$ ( $W\downarrow$ )	¿?	¿?	↑	¿?

Así mismo para finalizar la investigación y diseño de la antena, también es imprescindible conocer la dependencia de los parámetros  $P$  y  $Q$ , de forma que se consiga ligar todos los parámetros que afecten al diseño de la antena para poder controlarlos.





## Glosario

**3GPP** *m 3rd Generation Partnership Project, es un acuerdo de colaboración entre diferentes organismos de estandarización para el desarrollo y evolución de especificaciones técnicas del estándar WCDMA de IMT-2000, que es la base del sistema UMTS.*

**DL** *m Downlink. Hace referencia al enlace descendente.*

**DVB-H** *m Digital Video Broadcasting Handheld. Es un estándar de vídeo digital pensado para recepción en terminales portátiles.*

**DVB-T** *m Digital Video Broadcasting Terrestrial. Se trata de un estándar de vídeo digital que se emite desde antenas terrenales.*

**FDD** *m Frequency Division Duplex.*

**GUI**, *m Graphic User Interfaz. Interface gráfica de usuario.*

**HARQ**, *m Hybrid Automatic Repeat Request, técnica que permite una recuperación más rápida de los errores en las redes celulares mediante el almacenamiento de paquetes dañados en el dispositivo receptor.*

**HSDPA** *m High Speed Downlink Packet Access, también llamado 3.5G.*

**HSPA** *m High Speed Packet Access. Acceso de paquetes a alta velocidad.*

**HSUPA** *m High Speed Uplink Packet Access. Acceso de paquetes a alta velocidad en el enlace ascendente.*

**IEEE** *m Institute of Electrical and Electronics Engineers, leído i-e-cubo.*

**EV - DO** *m Evolution-Data Optimized o Evolution-Data Only.*







**IMT-2000** *m International Mobile Telecommunications-2000, es el estándar mundial para redes inalámbricas de tercera generación (3G) aprobado por la ITU. Es un marco para el acceso inalámbrico a escala mundial.*

**ITU** *m International Telecommunication Union*

**LTE** *m Long Term Evolution. Es un sistema que conecta los estándares HSPA con la 4G.*

**LWA** *m Leaky Wave Antenna, Antena con modo de propagación leaky, de fuga.*

**NRD** *m Non Radiative Dielectric*

**MIMO** *m Multiple Input Multiple Output. Con esta palabra, se describen los sistemas que tienen diferentes entradas y distintas salidas.*

**MISO** *m Multiple input single output. Con esta palabra, se describen los sistemas que tienen diferentes entradas y una sola salida.*

**MME** *m Mobility management entity. Es un bloque encargado de la gestión de la movilidad en redes móviles.*

**OFDMA**, *m, Orthogonal Frequency-Division Multiple Access, es la versión multiusuario de la conocida OFDM.*

**P.A.M.E.L.A.** *m Programa para el Análisis Modal de Estructuras Lateralmente Apantalladas.*

**P.F.M.** *m Proyecto Fin de máster*

**QAM** *f Quadrature amplitude modulation. Modulación de amplitud en cuadratura.*

**SF** *m Spreading factor. Es el factor de ensanchamiento en los sistemas basados en CDMA.*

**SM** *m Spatial multiplexing. Multiplexado espacial.*





**TE** *m Transversal Eléctrico. Hace referencia al modo de propagación.*

**TDD** *m Time Division Duplex.*

**TTI** *m Time transmission interval. Es el tiempo durante el cual se asigna un recurso en sistemas de transmisión digital.*

**UL** *m Uplink. Hace referencia al enlace ascendente.*

**UMTS** *m Universal Mobile Telecommunications System, Sistema universal de telecomunicaciones móviles.*

**WRC**, *m World Radio Conference, evento organizado por la International Telecommunication Union ,ITU.*

**WiMAX**, *m Worldwide Interoperability for Microwave Access, Interoperabilidad mundial para acceso por microondas.*





## Referencias

- |     |  |
|-----|--|
| [1] | O. N. C. Yilmaz, S. Hämäläinen, J. Hämäläinen, "System Level Analysis of Vertical Sectorization for 3GPP LTE", pp.453-457, ISWCS 2009.   |
| [2] | R. Ferrús Ferre, F. Casadevall Palacio, R. Agusti Comes, "LTE: Nuevas tendencias", Fundación Vodafone 2.010  |
| [3] | A. Oliner, "Leaky-wave antennas," in Antenna Engineering Handbook, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1993, ch. 10.  |
| [4] | J.L. Gómez, G.Goussetis, A.Feresidis, and A.A.Melcón, "Control of Leaky-Mode Propagation and Radiation Properties in Hybrid Dielectric-Waveguide Printed-Circuit Technology: Experimental Results", <i>IEEE Trans. Antennas Propagat.</i> , Vol.54, No.11, pp.3383-3390, November 2006.                                    |
| [5] | J.L. Gómez , A. de la Torre, D. Cañete, M. Gugliemi and A.A. Melcón, "Design of Tapered Leaky-Wave Antennas in Hybrid Waveguide-Planar Technology for Millimeter Waveband Applications", <i>IEEE Trans. Antennas Propagat.: Special Issue on Antennas Propag. Applicat.</i> pt.I, Vol.53, No.8, pp.2563-2577, August 2005. |
| [6] | J.L. Gómez, F.D. Quesada and A.A. Melcón, "Analysis and Design of Periodic Leaky-Wave Antennas for the Millimeter Waveband in Hybrid Waveguide-Planar Technology", <i>IEEE Trans. Antennas Propagat.</i> , Vol.53, No.9, pp. 2834-2842, September 2005.  |
| [7] | M. García-Vigueras, <b>J.L. Gómez-Tornero</b> , G. Goussetis, J.S. Gómez-Díaz, and A. Álvarez-Melcón, "A Modified Pole-Zero Technique for the Synthesis of Waveguide Leaky-Wave Antennas Loaded with Dipole-Based FSS", <i>IEEE Trans. Antennas Propagat.</i> , Vol.58, No.6, pp. 1971–1979, June 2010                     |
| [8] | M. García-Vigueras, <b>J.L. Gómez-Tornero</b> , G. Goussetis, Andrew R. Wiley, and Y. Jay Guo, "1D-Leaky Wave Antenna Employing Parallel-Plate Waveguide Loaded with PRS and HIS," <i>IEEE Transactions on Antennas and Propagation</i> , Vol.59, No.10, pp. 3687 - 3694, October 2011.                                    |





- 
- [9] J.L. Gómez, J. Pascual and A.A. Melcón, "A Novel Full-Wave CAD for the Design of Tapered Leaky-Wave Antennas in Hybrid Waveguide Printed-Circuit Technology", *Int. Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, Vol.16, No.4, pp.297-308, July 2006
- 
- [10] J.L. Gómez, D. Cañete, F. Quesada, J. Pascual and A.A. Melcón, "P.A.M.E.L.A: A Useful Tool for the Study of Leaky-Wave Modes in Strip-Loaded Open Dielectric Waveguides", *IEEE Antennas and Propagat. Magazine*, Vol.48, No.4, pp.54-72, August 2006

