

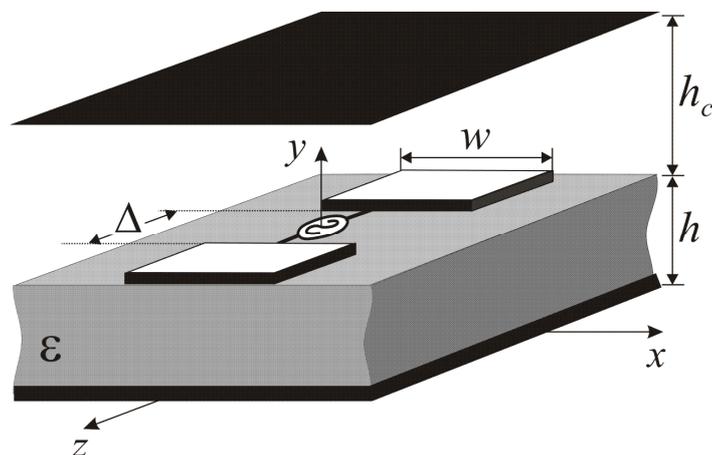
# Capítulo 1

## Introducción

### Motivación y organización

En este primer apartado se explican los objetivos del proyecto y se describe la organización de la presente memoria, con una breve explicación del contenido de cada capítulo.

El uso de señales en la banda de frecuencia de las microondas es cada día más habitual, se tiende a fabricar circuitos más pequeños y a la vez más potentes. Las microondas se sitúan en una banda de frecuencia entre los 300 MHz y los 300 GHz. A estas frecuencias la teoría de circuitos clásica no puede aplicarse en muchos casos.



**Figura 1:** Línea microstrip cubierta alimentada por una fuente de voltaje de tipo delta-gap.

La tendencia actual en la fabricación de circuitos de microondas es hacia la fabricación de dispositivos que operan a frecuencias cada vez más altas. Estos circuitos tienden a fabricarse cada vez más pequeños y a la vez tienden a empaquetarse más, es decir, tienden a situarse muy cerca unos de otros. Dentro del Grupo de Microondas de la Universidad de Sevilla existe actualmente una línea de investigación dedicada a

estudiar los efectos de alta frecuencia que aparecen en líneas de transmisión planas. Estos efectos incluyen oscilaciones de la señal, radiación y pérdida de potencia de la señal transmitida [1]. Por otra parte, en recientes trabajos del Grupo de Microondas [2] se ha tratado de caracterizar el efecto de la presencia de planos de masa muy próximos al circuito de interés que pueden estar presentes como consecuencia de la alta densidad de empaquetamiento. La geometría de la estructura estudiada en ese trabajo se muestra en la figura 1. En [2] se demuestra que la presencia de un plano conductor muy próximo a una línea microstrip puede provocar la excitación de un modo de fuga (*leaky mode* en la literatura en inglés) a frecuencias mucho menores que a las que habitualmente se encuentran los modos de fuga en estructuras microstrip abiertas. Es importante resaltar que, dado que los modos de fuga están asociados a fenómenos de radiación [3], no pueden ser predichos mediante teoría clásica de líneas de transmisión. La interferencia de este modo de fuga con el modo ligado (*bound mode*) propio de la línea puede dar lugar a efectos espurios en la transmisión como oscilaciones y atenuación de la señal.

En este proyecto se tratará de validar los resultados teóricos y numéricos obtenidos en [2] mediante la medida experimental de los efectos espurios asociados a la excitación de un modo de fuga que aparecen en la señal transmitida por una línea tipo microstrip excitada por una fuente de tensión sobre la que se sitúa un plano conductor muy próximo. Para ello se obtendrán resultados numéricos en el dominio de la frecuencia utilizando tanto el método de análisis propuesto en [2] como un simulador comercial (CST Microwave Studio). Estos resultados se compararán con las medidas experimentales llevadas a cabo sobre varios prototipos de línea que se han fabricado y calibrado en el laboratorio. Se trata por tanto de demostrar de un modo experimental que en una estructura de tipo microstrip cubierto es posible, para alturas de la tapadera metálica suficientemente pequeñas, la excitación de modos de fuga a frecuencias relativamente bajas.

El presente documento se organiza en cinco capítulos. En el primer capítulo se introduce la motivación y los fundamentos teóricos del proyecto. Así lo que resta de este capítulo se centrará en la teoría de microondas, los modos electromagnéticos que aparecen en este tipo de estructuras y la demostración de que no es posible usar la teoría clásica de circuitos en el rango de frecuencias de interés.

El segundo capítulo describe el software utilizado para las simulaciones en el ordenador, así como los métodos numéricos en los que se basa el simulador empleado en el proyecto, CST Microwaves Studio.

El tercer capítulo se centra en la parte experimental de este proyecto. Así, se describe en detalle tanto la fabricación de los prototipos, como su calibración con el analizador de redes de que dispone el Grupo de Microondas (Agilent E8363B).

En el cuarto capítulo se muestran y comparan los resultados obtenidos de las simulaciones numéricas y del montaje experimental medido con el analizador de redes.

Finalmente, el quinto capítulo estará dedicado a recopilar las conclusiones obtenidas a lo largo del proyecto.

## Introducción Teórica

### Ondas microondas

La existencia de ondas electromagnéticas fue predicha por Maxwell en 1864 a partir de las denominadas desde aquel entonces, Ecuaciones de Maxwell. Se presenta a continuación un breve repaso a estas ecuaciones.

Las ecuaciones de Maxwell son un conjunto de cuatro ecuaciones que describen por completo los fenómenos electromagnéticos. En el dominio de la frecuencia se presentan así,

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (1.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (1.2)$$

$$\nabla \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\epsilon)\vec{E} \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.4)$$

Donde D es la densidad de flujo eléctrica;  $\rho$  es la densidad de carga eléctrica; B es la densidad de flujo magnética;  $\vec{E}$  es la intensidad del campo eléctrico;  $\omega$  es la frecuencia;  $\vec{H}$  es la intensidad del campo magnético;  $\sigma$  es la conductividad y  $\epsilon$  es la permitividad dieléctrica.

Estas cuatro ecuaciones junto con la fuerza de Lorentz **[4]**, son las que explican cualquier fenómeno electromagnético. Las ondas electromagnéticas se originan debido a que un campo magnético variable genera un campo eléctrico y debido a que un campo eléctrico variable produce un campo magnético. La radiación electromagnética se puede ordenar en un espectro que se extiende desde ondas de frecuencias muy elevadas hasta frecuencias muy bajas.

Se denomina espectro electromagnético a la distribución energética del conjunto de las ondas electromagnéticas. La energía electromagnética referida a una determinada frecuencia, tiene una longitud de onda  $\lambda$  correspondiente, mediante la siguiente relación,

$$\lambda = c/f \quad (1.5)$$

Siendo  $c$  la velocidad de la luz en el vacío, 300.000 km/s, y  $f$  la frecuencia. Se concluye que para una determinada onda al aumentar su frecuencia, disminuiría la longitud de onda y viceversa. También existe una relación para la energía,

$$E = h \cdot f = h \cdot c / \lambda \quad (1.6)$$

La relación de la energía con la frecuencia es directamente proporcional y su relación con  $\lambda$  es inversamente proporcional.

La siguiente figura muestra el espectro de ondas electromagnéticas completo, detallando las frecuencias y longitudes de onda de cada rango.

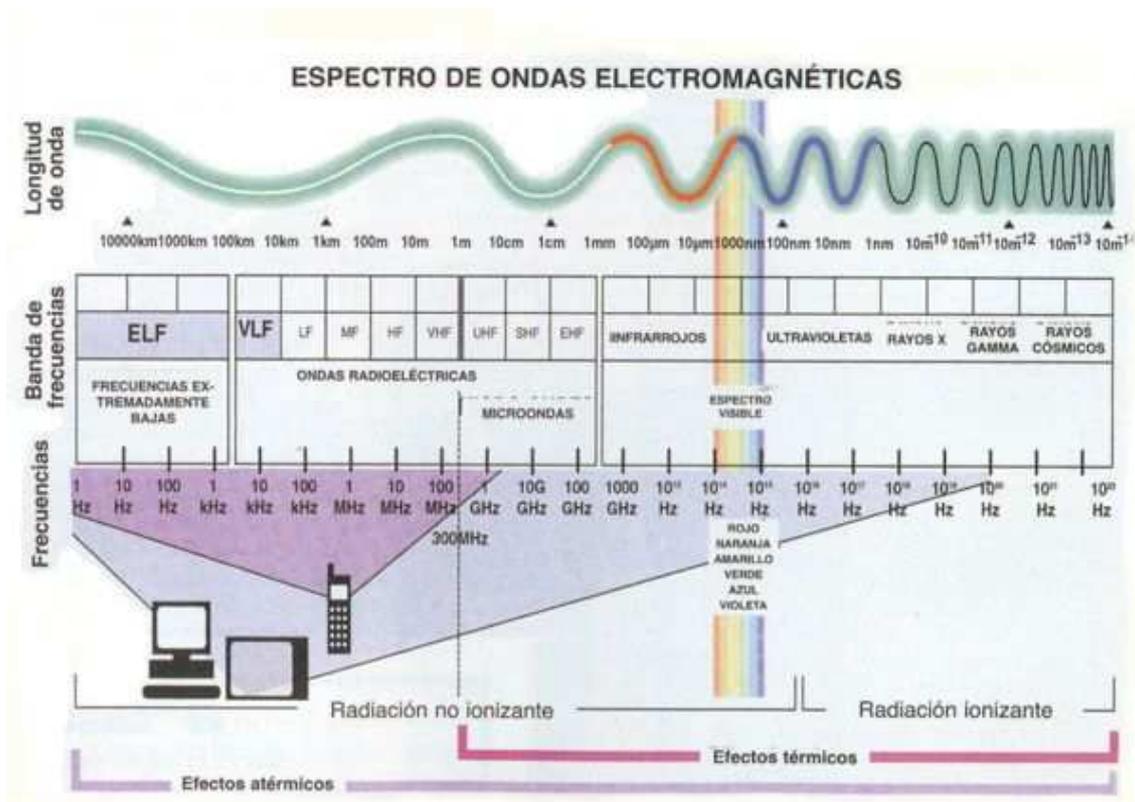


Imagen 1

Se define como ondas microondas o microondas al rango de ondas electromagnéticas situadas entre los 300 MHz y los 300 GHz [5], o lo que es lo mismo para longitudes de onda entre 1mm y 1m. Este rango está incluido en las bandas de radiofrecuencia, concretamente en las UHF (ultra-high frequency), SHF (super-high frequency) y EHF (extremely high frequency).

Uno de los usos más conocidos de las microondas es en los hornos microondas, el conocido coloquialmente como microondas, como curiosidad se explica que este horno microondas usa un magnetrón para producir ondas a una frecuencia de aproximadamente 2.45 GHz. Estas ondas hacen vibrar o rotar las moléculas de agua, lo

cual genera calor. Debido a que la mayor parte de los alimentos contienen un importante porcentaje de agua, pueden ser fácilmente cocinados de esta manera.

En el ámbito de las telecomunicaciones, las ondas microondas son usadas en radiodifusión, ya que estas pueden pasar fácilmente a través de la atmósfera con menos interferencia que otras longitudes de ondas mayores.

Otra ventaja es el hecho de que el ancho de banda en el espectro de microondas sea mayor que en el resto del espectro de radio. Son usados en protocolos inalámbricos LAN, tales como Bluetooth [6], para las especificaciones Wi-Fi IEEE 802.11g y b, como en la banda ISM. Además en el rango más bajo de las frecuencias de microondas, se encuentran la televisión por cable y el acceso a Internet vía cable coaxial, así como algunas redes de telefonía celular.

También es utilizada en radares, para detectar el rango, la velocidad y otras características de objetos remotos.

El presente proyecto se centrará en una aplicación distinta a las anteriormente citadas, las señales de microondas guiadas mediante una línea de transmisión, en concreto una estructura de tipo microstrip.

## **Líneas de transmisión**

Una línea de transmisión es una estructura material utilizada para dirigir la transmisión de energía en forma de ondas electromagnéticas. Se conocen como líneas de transmisión a todos los medios materiales capaces de guiar las ondas electromagnéticas en modo TEM (modo transversal electromagnético). Un modo TEM se caracteriza por el hecho de que tanto el campo eléctrico, como el campo magnético que forman la onda son perpendiculares a la dirección en que se propaga la energía.

Para que existan propagación energética en modo TEM, es necesario que existan al menos dos conductores eléctricos y un medio dieléctrico entre ambos (que puede ser aire o incluso vacío). El ejemplo que interesa al proyecto es el de una línea microstrip.

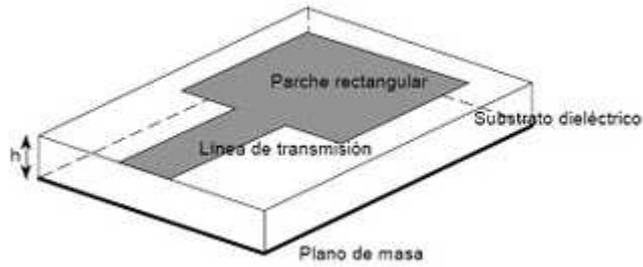


Imagen 2

La imagen 2 muestra un ejemplo de línea de transmisión, donde se distinguen las dos zonas conductoras, la zona rectangular de color grisáceo junto con el plano de masa y el medio (sustrato dieléctrico) de altura  $h$ .

En una línea de transmisión se pueden definir tensiones y corrientes mediante una representación circuital con parámetros distribuidos. El modelo circuital equivalente de un tramo de línea de transmisión ideal de longitud infinitesimal  $\Delta z$ , está compuesto por una bobina serie que representa la autoinducción  $L$  de la línea de transmisión por unidad de longitud, y un condensador en paralelo para modelar la capacidad por unidad de longitud  $C$ , de dimensiones F/m [7]

Cuando la línea de transmisión introduce pérdidas, deja de tener un carácter ideal y es necesario añadir dos nuevos elementos al equivalente circuital: una resistencia serie  $R$ , que caracteriza las pérdidas óhmicas por unidad de longitud generadas por la conductividad finita de los conductores, medida en  $\Omega/m$ , y una conductancia en paralelo  $G$ , con dimensiones de S/m,

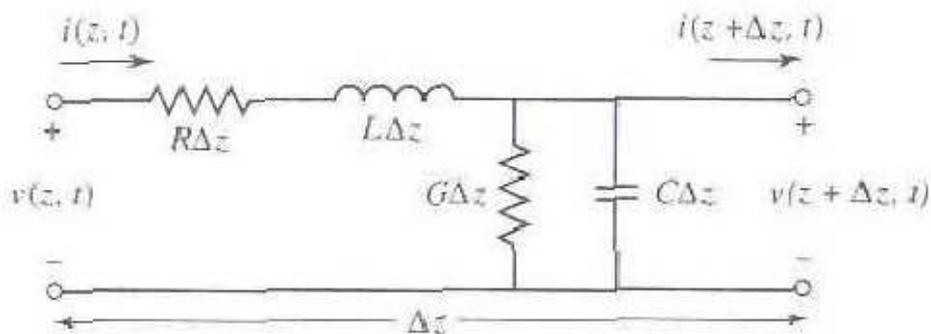


Imagen 3

Las ecuaciones que rigen  $V(z)$  e  $I(z)$  con dependencia armónica con el tiempo en una línea de transmisión son las siguientes:

$$V(z) = V^+(z) + V^-(z) = V_0^+ \cdot e^{-\gamma z} + V_0^- \cdot e^{\gamma z} \quad (1.7)$$

$$I(z) = I^+(z) + I^-(z) = I_0^+ \cdot e^{-\gamma z} + I_0^- \cdot e^{\gamma z} \quad (1.8)$$

Representando  $e^{-\gamma z}$  la onda de propagación en la dirección  $+z$ ; y  $e^{\gamma z}$  la onda de propagación en la dirección  $-z$ .

Para propósito de análisis, una línea de transmisión puede modelarse en un cuadripolo (red bipuerto),



*Imagen 4*

Un cuadripolo es una red (circuito eléctrico) [8] con dos puertos (o dos pares de polos), considerado como una caja negra y caracterizada por una serie de parámetros, relacionados con las impedancias que presenta en cada una de las puertas y con su función de transferencia.

El cuadripolo es un modelo muy potente para caracterizar componentes o secciones de circuitos (amplificadores, filtros, etc.), de modo que no hace falta descender hasta el nivel de componente a la hora de analizar una red grande. Los parámetros más utilizados son: impedancias y admitancias de las puertas; impedancia característica; pérdidas de inserción y función de transferencia.

Para el estudio de los cuadripolos se usa la teoría clásica de circuitos, ésta comprende los fundamentos para el análisis de los circuitos eléctricos y permite los niveles de tensión y corriente en cada punto del circuito en respuesta a una determinada excitación.

La teoría de circuitos es una simplificación de la Teoría Electromagnética de Maxwell, basadas en la consideración de corrientes cuasi estacionarias, lo que implica que sólo puede aplicarse cuando la longitud de onda de las señales presentes en el circuito es mucho mayor (100 veces más como mínimo) que las dimensiones físicas de éste. La propagación de las ondas es instantánea, a veces se les llama circuitos de parámetros concentrados. En este caso la  $\lambda$  ( $\sim 40mm$ ) no tendrá tanta diferencia de dimensiones con los parámetros del circuito ( $\sim 4mm$ ), por lo que la teoría clásica de circuitos dejará de ser útil para la obtención de los resultados deseados.

## Matriz de Scattering

Para el presente proyecto será clave poder medir la señal transmitida a lo largo de toda la línea de transmisión. Esto puede caracterizarse mediante los parámetros de Scattering (matriz de Scattering)

La matriz de scattering [9], S, de un circuito de alta frecuencia de n puertos, en régimen permanente sinusoidal, es la representación más adecuada de las medidas experimentales que se realizan en el circuito. Los parámetros de scattering se pueden calcular utilizando la teoría de circuitos lineales o directamente de las medidas experimentales de potencia en los puertos del circuito.

Las corrientes y tensiones en los puertos se pueden escribir así,

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \quad (1.9)$$

$$I_i = I_i^+ - I_i^- \quad (1.10)$$

La matriz de scattering de un circuito se obtiene estableciendo las tensiones incidentes a los puertos ( $V_i^+$ ), como variables independientes y  $V_i^-$ , las tensiones reflejadas en los puertos como variables dependientes en un sistema lineal,

$$\begin{pmatrix} V_1^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{pmatrix} \quad (1.11)$$

Es decir,

$$[V_n^-] = [S][V_n^+] \quad (1.12)$$

Siendo cada  $S_{ij}$ ,

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \text{ con } V_k = 0 \text{ para } k \neq j \quad (1.13)$$

Para el presente proyecto los parámetros a considerar serán,  $S_{12}$  (o  $S_{21}$ , ya que la matriz es simétrica para una estructura recíproca) que es el coeficiente de transmisión y  $S_{11}$  (o  $S_{22}$ , por simetría) que es el coeficiente de reflexión.

$S_{11} = V_1^- / V_1^+$  es el nivel de señal que se refleja en el puerto 1 por desadaptación de impedancias cuando el puerto de salida está cargado con la impedancia característica de la línea.

$S_{21} = V_2^- / V_1^+$  Transferencia de señal desde el puerto 1 hasta el puerto 2 cuando la salida se encuentra adaptada.

Los parámetros de scattering de un circuito son propiedades del circuito; al cambiar las excitaciones o señales externas y las terminaciones de los puertos, los parámetros S no cambian, lo que cambia son los coeficientes de reflexión y de transmisión en los puertos del circuito.

La impedancia característica  $Z_0$  [10] de una línea de transmisión es una cantidad compleja que se expresa en ohms, la cual es idealmente independiente de la longitud de la línea, y que no puede medirse. La impedancia característica se define como la impedancia que se ve desde una línea infinitamente larga o la impedancia que se ve desde el largo finito de una línea que se termina en una carga totalmente resistiva igual a la impedancia característica de la línea.

Existe la denominada matriz scattering generalizada, la cual servirá por ejemplo para el cálculo de la potencia. Las ecuaciones (1.10) y (1.11) definen un nuevo conjunto de señales incidentes y reflejadas:

$$\mathbf{a}_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (1.14)$$

$$\mathbf{b}_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (1.15)$$

Donde  $a_i$  representa una onda incidente en el puerto  $i$  y  $b_i$  una onda reflejada en ese puerto. Teniendo en cuenta las ecuaciones anteriores junto con (1.5) y (1.6), se puede definir,

$$V_i = V_i^+ + V_i^- = \sqrt{Z_{0i}} (a_i + b_i) \quad (1.16)$$

$$I_i = I_i^+ + I_i^- = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} (a_i + b_i) \quad (1.17)$$

La potencia media transmitida en un puerto de una línea de transmisión cualquiera se puede obtener a través de (1.12) y (1.13)

$$P_i = \frac{1}{2} R[V_i \cdot I_i^*] = \frac{1}{2} R[(a_i + b_i)(a_i^* - b_i^*)] \quad (1.18)$$

Dando lugar a,

$$P_i = \frac{1}{2} |a_i|^2 - \frac{1}{2} |b_i|^2 \quad (1.19)$$

Con esta nueva definición de señal incidente y señal reflejada, la potencia en el puerto es igual a la potencia de la onda incidente menos la potencia de la onda reflejada.

La matriz de scattering generalizada del circuito relaciona las nuevas señales incidentes,  $a_i$ , con las nuevas señales reflejadas,  $b_i$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (1.20)$$

Es decir,

$$[b] = [S][a] \quad (1.21)$$

Las ondas incidentes y reflejadas en un circuito como ejemplo,

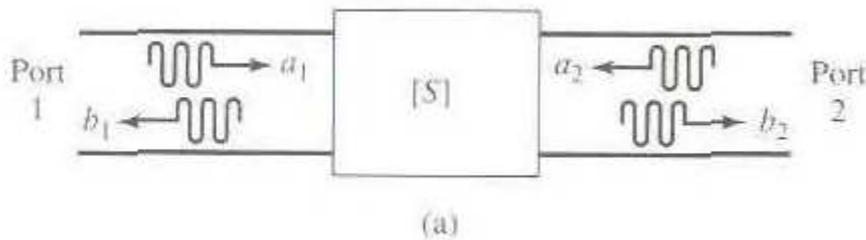


Imagen 5

## Teoría electromagnética: modos de fuga

En esta sección se describirá teóricamente el comportamiento electromagnético de la línea microstrip y el cambio de comportamiento con la tapadera metálica a una determinada altura.

Como se define en [11] en los sistemas de guiado, el campo electromagnético se propaga a través de estructuras que presentan simetría traslacional con respecto a la dirección de propagación. La sección transversal a la dirección de propagación permanece constante a lo largo de la misma. La permitividad dieléctrica, conductividad y permeabilidad magnética, junto con la geometría de su sección transversal determinan la configuración espacial del campo electromagnético y su guiado.

Esta configuración de campo puede expresarse como una suma infinita de ondas o modos de propagación. Los modos son estructuras de campo que se propagan sin distorsión a lo largo del sistema de guiado. Estos modos son las autofunciones del sistema de ecuaciones dado por Maxwell. Cada modo está caracterizado por un autovalor que corresponde a la velocidad de propagación axial de la onda en la estructura.

Los modos de propagación dependen de la longitud de onda, de la polarización y de las dimensiones de la estructura.

El conjunto de modos es característico de la estructura y se denomina espectro modal. Suponiendo que la propagación tiene lugar a lo largo de la dirección  $z$  y que el campo en la estructura es del tipo  $\mathbf{E}(r) = \mathbf{E}(x,y) \exp[-j(k_z z - \omega t)]$ , la constante de propagación de cada modo,  $k_z$ , puede escribirse como  $k_z = \beta - j\alpha$ , donde  $\beta$  es la constante de fase y  $\alpha$  una constante de atenuación que se refiere a las pérdidas en la estructura, ya sean óhmicas o por radiación.

La teoría clásica de circuitos trata las discontinuidades como parámetros de circuito concentrado y asigna una  $Z_0$  característica a los sistemas de guiado.

En la siguiente imagen se distingue claramente las discontinuidades de cada zona, como el metal, el dieléctrico y la línea de transmisión conductora. Las regiones de contacto entre los distintos componentes y los sistemas de guiado que los interconectan constituyen una serie de discontinuidades.

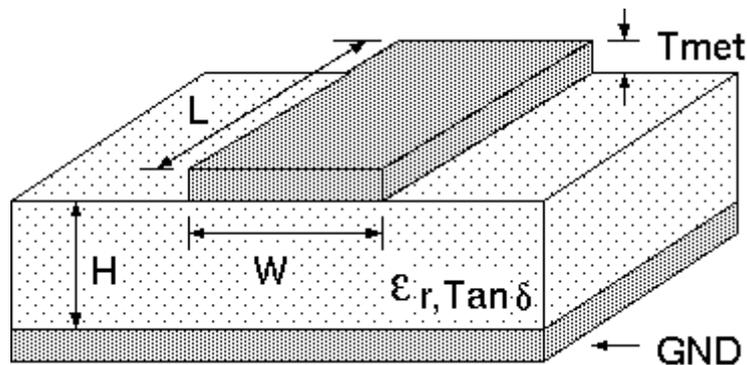


Imagen 6

Para el presente proyecto la teoría clásica de circuitos no se utilizará, ya se dijo anteriormente que las condiciones de  $\lambda$  con respecto a las dimensiones de la estructura no se adaptaban a las condiciones de la teoría de circuitos. La teoría clásica de líneas de transmisión tampoco puede aplicarse puesto que vamos a estudiar fenómenos asociados con radiación. En general en estas condiciones solamente es válido un estudio de onda completa que parta de las ecuaciones de Maxwell.

Las estructuras de guiado de microondas se diseñan de forma que exista un solo modo propagándose, de manera que se toma como impedancia de la estructura la impedancia de onda de ese modo o impedancia modal. Este modo se denomina modo fundamental, modo dominante o modo ligado (*bound mode*). Estos modos están asociados a las configuraciones de la estructura, estos modos son los característicos de la línea. En un modo ligado el campo electromagnético decae exponencialmente en

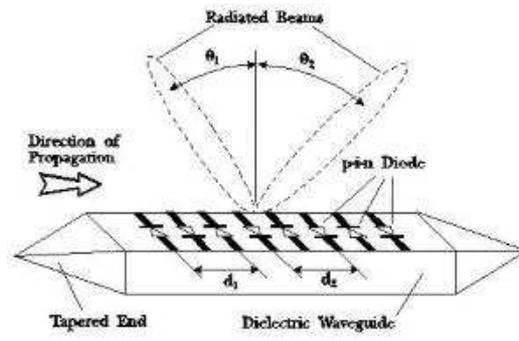
las direcciones transversales, en nuestro caso  $x$  e  $y$ . En definitiva es un modo ligado a la tira.

A bajas y medias frecuencias se puede realizar un análisis de la propagación en la línea de transmisión teniendo en cuenta sólo el modo ligado, mientras que a altas frecuencias entran en juego otros modos. En concreto, pueden aparecer modos de fuga (*leaky modes*). Los modos de fuga no están siempre presentes en este tipo de estructura, dependerá de la frecuencia de trabajo y de los parámetros de la estructura. En particular, por ejemplo, de la altura de la tapa metálica en un microstrip cubierto como el que se estudia en este proyecto.

Los modos de fuga están asociados a efectos de radiación. Así los campos electromagnéticos asociados a modos de fuga muestran una caída exponencial en la dirección de propagación,  $z$ , y un crecimiento exponencial en las direcciones transversales. La excitación de un modo de fuga conlleva por tanto radiación y pérdida de potencia transmitida por la línea.

En [2] se lleva a cabo un análisis de estructuras de tipo microstrip cubierto. La estructura se analiza utilizando un método de ecuación integral (*mixed potential integral equation*, o MPIE) que se resuelve de un modo eficiente mediante el método de momentos [12]. Una característica fundamental del método de análisis llevado a cabo en el Grupo de Microondas [13], [2] es que permite separar las componentes de la señal total que la fuente excita en la línea, de forma que se puede determinar qué parte de la señal está asociada al modo ligado y cuál está asociada al modo de fuga. Este análisis permite demostrar que para una estructura de tipo microstrip cubierto existe un modo de fuga que, para una altura de tapadera suficientemente baja, se excita desde una frecuencia muy baja y que incluso puede llegar a ser dominante a estas frecuencias bajas. La coexistencia de este modo con el modo ligado produce efectos inesperados de interferencia que en otros tipos de línea se observan solamente a muy altas frecuencias. Un aspecto también muy importante es que tanto el modo ligado como el modo de fuga poseen a baja frecuencia una distribución de corriente de tipo cuasi-TEM y, por tanto, pueden ser excitados con la alimentación de la tira.

Aunque en ocasiones la excitación de modos de fuga da lugar a efectos no deseados existen situaciones en que las propiedades de este tipo de modos se aprovechan en beneficio del diseño. Así por ejemplo, las antenas de tipo Leaky-Wave (LWA) 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 fuga [14].



*Imagen 7*