



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO**

**MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**TÍTULO DEL TRABAJO DE TITULACION:**

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNA ANTENA TIPO TROMPETA  
CÓNICA A LA FRECUENCIA DE 5GHZ PARA EL ESTÁNDAR  
IEEE 802.11 a/n.**

**Previa la obtención del Grado Académico de Magíster en  
Telecomunicaciones**

**ELABORADO POR:**

**Ing. Joffre Mauricio Pico Rodríguez**

**DIRECTOR:**

**MSc. Luis Córdova Rivadeneira**

**Guayaquil, Enero de 2015**



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## **SISTEMA DE POSGRADO**

### **CERTIFICACIÓN**

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Magíster Joffre Mauricio Pico Rodríguez como requerimiento parcial para la obtención del Grado Académico de Magíster en Telecomunicaciones.

Guayaquil, Enero de 2015

DIRECTOR DE TESIS

---

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

### **REVISORES:**

---

MSc. María Luzmila Ruilova Aguirre

---

MSc. Orlando Philco Asqui

DIRECTOR DEL PROGRAMA

---

MSc. Manuel Romero Paz



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## **SISTEMA DE POSGRADO**

### **DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD**

YO, JOFFRE MAURICIO PICO RODRIGUEZ

DECLARÓ QUE:

El Trabajo de Titulación “Diseño y simulación de una antena tipo trompeta cónica a la frecuencia de 5GHZ para el estándar IEEE 802.11 a/n.”, previa a la obtención del grado Académico de Magíster, ha sido desarrollado en base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance científico del trabajo de Titulación del Grado Académico en mención.

Guayaquil, Enero de 2015

EL AUTOR

---

Ing. Joffre Mauricio Pico Rodríguez



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## **SISTEMA DE POSGRADO**

### **AUTORIZACIÓN**

**YO, JOFFRE MAURICIO PICO RODRÍGUEZ**

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación de Maestría titulado: “Diseño y simulación de una antena tipo trompeta cónica a la frecuencia de 5GHZ para el estándar IEEE 802.11 a/n”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, Enero de 2015

**EL AUTOR**

---

Ing. Joffre Mauricio Pico Rodríguez

## **Dedicatoria**

Dedico esta tesis a mi Dios quién me ha guiado por el buen camino, quien multiplico mis fuerzas para seguir adelante, frente a las adversidades.

A mis padres por su apoyo, consejos, comprensión, amor y ayuda en los momentos difíciles, y por ser partícipes en el inicio de mi profesión y de seguir escalando los peldaños del conocimiento, por forjar mis valores, mis principios, mi carácter, mi empeño, mi perseverancia para conseguir objetivos

A mis hermanos por estar siempre presentes, acompañándome para poderme realizar. A mi Esposa e hijos quienes han sido una motivación, inspiración y felicidad

## **Agradecimiento**

A Dios por permitir dar un paso más en mi vida y por inyectar en mí, la fe y fortaleza para seguir creciendo profesionalmente.

A mi Padre Alfonso y a mi Madre Margarita por ser los precursores de los valores y enseñanzas que agigantaron los deseos de ser una persona profesional.

A mi esposa Gabriela y a mis hijos Mathías y Sebastián que son el pilar fundamental para el crecimiento y desarrollo familiar.

A mis profesores que día a día con sus enseñanzas lograron ampliar mis conocimientos.

A mi director de Tesis por la guía y asesoría para la culminación de mi tesis de postgrado

## **RESUMEN**

Este trabajo propone un acercamiento al diseño de antenas trompetas para ser usadas en redes inalámbricas (WLANs), tomando en cuenta algunas de las consideraciones y parámetros más importantes propios de estas aplicaciones. En especial, se realiza una caracterización de tres estructuras de radiación básicas en este sentido como son las Antenas Sectoriales, Antenas Piramidales y las Antenas Cónicas, estas últimas muy populares en los últimos años en las comunicaciones inalámbricas dadas su fácil construcción, versatilidad y altas ganancias. A partir del estudio de las principales propiedades y consideraciones del diseño de este tipo de radiador, se va a proponer un diseño simulado en el *software* Ansoft HFSSv10, para ser usado por equipos terminales inalámbricos para operar en los servicios de redes inalámbricas (WLANs) en enlaces punto a punto debido a sus características direccionales de radiación.

**Palabras claves:** *Antenas Cónicas, diseño, antenas.*

## **ABSTRACT**

This work proposes an approach to the design of antennas trumpets to be used in wireless nets (WLANs), taking into account some of the considerations and more important parameters characteristic of these applications. Especially, It is carried out a characterization of three basic radiation structures in this sense as they are the Sectorial Antennas, Pyramidal Antennas and the Conical Antennas these last ones very popular in the last years in the given wireless communications their easy construction, versatility and high earnings; it is for that reason that this it will be the one that will be simulated. Starting from the study of the main properties and considerations of design of this radiator type, its will intend a design simulated in the software Ansoft HFSSv10, to be used by wireless terminal devices to operate in the services of wireless nets (WLANs) in connections point to point due to their directional characteristics of radiation.

**Keywords:** *Conical Antennas, design, antennas.*

# ÍNDICE

INTRODUCCIÓN .....	1
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DE ANTENAS .....	4
1.1 Parámetros fundamentales para el diseño de antenas en general .....	4
1.1.1 Características de la radiación.....	4
1.1.2 Polarización.....	7
1.1.3 Directividad.....	11
1.1.4 Ganancia.....	12
1.1.5 Eficiencia.....	13
1.1.6 Impedancia de entrada.....	14
1.1.7 Resistencia de radiación .....	15
1.1.8 Ancho de Banda .....	17
CAPÍTULO 2 INTRODUCCIÓN AL ESTUDIO DE LAS ANTENAS TROMPETAS .....	18
2.1 Antena Trompeta sectorial de plano H y plano E .....	22
2.2 Antena Trompeta Piramidal .....	25
2.3 Antena Trompeta Piramidal Óptima .....	28
2.4 Antena Trompeta Cónica .....	32
2.4.1 Bocina cónica.....	35
2.5 Cálculo Directividad de las Antenas Trompetas .....	36
2.6 Adaptación de Impedancia de las Antenas Trompetas.....	40
CAPÍTULO 3 DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNA ANTENA TROMPETA CÓNICA .....	42
3.1 Método de diseño de la Antena Bocina Cónica .....	42
3.2 Métodos de análisis para la solución de problemas de electromagnetismo .....	44
3.2.1 Problema de las antenas. ....	44
3.2.2 Clasificación de los distintos métodos de análisis.....	46
3.2.3 Método del Elemento Finito.....	49
3.2.4. Generación de los elementos finitos.....	50

3.2.5 Ecuaciones de la solución en cada elemento.....	51
3.2.6 Ensamble de las soluciones para el conjunto de elementos .....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
3.2.7 Resolución del sistema de ecuaciones lineales.....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
3.3 Simulación de la antena.....	57
CONCLUSIONES .....	62
RECOMENDACIONES .....	63
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	64
BIBLIOGRAFÍA.....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
GLOSARIO DE TÉRMINOS .....	67
ANEXOS.....	68

## INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años el avance tecnológico de las telecomunicaciones ha sido inminente, especialmente en el campo de las comunicaciones inalámbricas, debido al gran auge de sus prestaciones y su bajo costo de implementación-explotación.

Hoy día los sistemas inalámbricos brindan gran parte de los servicios de telecomunicaciones existentes y cada vez aumenta más el número de usuario y demandan mayor calidad en los servicios, de esta manera surgen nuevas aplicaciones que requieren antenas cada vez más exquisitas en sus diseños.

Una de las más simple y probablemente la antena de microonda más ampliamente usada es el cuerno. Su existencia y temprano uso data del lejano 1800, aunque se descuidó un poco a principios de 1900. Su reavivamiento empezó a finales de 1930 a partir del interés en las microondas y en la transmisión por guías de ondas durante el período de la Segunda Guerra Mundial. Desde ese momento se han publicado varios artículos describiendo su mecanismo de radiación, métodos de plan de optimización en el diseño y sus aplicaciones. Muchos de los artículos publicados desde 1939 los cuales trataban sobre la teoría fundamental, principios que opera y diseños de un cuerno como un radiador, están disponibles en la actualidad.

El cuerno se usa ampliamente como un elemento que alimenta otras antenas, en la astronomía de gran radio, satélite rastreando, y platos de comunicación que se encuentran instalados a lo largo del mundo. Además de su utilidad como alimentador para reflectores y lentes, es un elemento común de series escalonadas, y sirve como un estándar universal para la calibración de las dimensiones de ganancia de otras antenas de alta ganancia. Su pertinencia extendida proviene de su simplicidad en la construcción, la facilidad de excitación, versatilidad y alta ganancia.

El mundo actual está emigrando a que las tecnologías sean inalámbricas. Para este propósito, es necesario lograr que los dispositivos radiantes, tengan el mayor ancho de banda posible, ya que esto presupone mayores velocidades de transmisión, más volumen de información, así como mayor cantidad de canales.

## **Problema científico**

Necesidad de obtener las características físicas y de radiación de una antena direccional que permita su implementación en enlaces punto a punto para comunicaciones inalámbricas del estándar IEEE 802.11 a/n a la frecuencia de 5 GHz, lo que constituye el **problema científico** de este proyecto de investigación.

## **Campo de acción**

Utilización de antenas tipo trompeta como elementos radiantes para comunicaciones inalámbricas.

## **Hipótesis**

Si se determina mediante una herramienta computacional las características de radiación de la antena y estas son directivas se podrá establecer de manera eficiente un enlace punto a punto para comunicaciones inalámbricas en el estándar IEEE 802.11 a/n a la frecuencia de 5GHz.

## **Objetivo general**

Teniendo en cuenta la importancia del tema, el objetivo propuesto es caracterizar los parámetros fundamentales que gobiernan el funcionamiento de las antenas trompetas y realizar el diseño y simulación de la antena trompeta cónica utilizando la herramienta computacional HFSSv.10.1.2.

## **Objetivos específicos**

Caracterizar los parámetros fundamentales que gobiernan el funcionamiento de las antenas trompetas.

Realizar un profundo estudio del Método del Elemento Finito como método de análisis para la obtención de las características de radiación de la antena bocina cónica.

Diseñar una antena trompeta cónica a la frecuencia de 5GHz.

Simular la antena trompeta cónica diseñada mediante la herramienta computacional HFSSv.10.1.2 para obtener sus características de radiación.

### **Metodología de investigación**

La investigación realizada es exploratoria porque examina las características de emisión de tres estructuras de radiación básicas como son las Antenas Sectoriales, Antenas Piramidales y las Antenas Cónicas, para seleccionar la adecuada para comunicaciones inalámbricas en enlaces punto a punto a la frecuencia de 5GHZ para el estándar IEEE 802.11 a/n.

También se considera que es una investigación explicativa, porque explica el objeto de estudio y demuestra que un tipo específico de antena es adecuado para transmisiones a la frecuencia de 5GHz.

Aplica el paradigma Empírico-Analítico. Utiliza un enfoque cuantitativo porque se emplean ecuaciones matemáticas para determinar los indicadores de radiación de las antenas con diferentes geometrías para escoger la adecuada para transmisiones a la frecuencia de 5GHz.

Se utiliza el diseño no experimental transversal, porque no se manipulan las variables estudiadas, solo se estudia su operación y se analiza para establecer la antena más adecuada a la frecuencia de 5GHZ para el estándar IEEE 802.11 a/n.

## **CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DE ANTENAS**

Las antenas son estructuras de transición en que las ondas de radio pasan de la propagación guiada por una línea de transmisión a la propagación en el espacio libre y viceversa. Estas se definen según los *Standard Definitions of Terms for Antennas* elaborados por la IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) como “dispositivo para radiar o recibir ondas de radio” (Lavagnino, 2006).

Las mismas operan como transductores entre las ondas electromagnéticas que viajan por el espacio libre y las que transitan guiadas por los circuitos electrónicos del dispositivo al cual pertenece la antena. Además juegan un papel elemental en el rendimiento de los sistemas de comunicaciones móviles. Con la aparición de nuevos estándares y sistemas, además de la miniaturización de los terminales, la tarea de diseñar una antena que reúna los requerimientos operacionales además de limitaciones estéticas y de acoplamiento, se convierte en todo un desafío.

Las antenas además de recibir o transmitir energía en forma de ondas de radio también tiene la función de optimizar o acentuar la radiación de energía en algunas direcciones o suprimirlas en otras. Es decir, las antenas además de ser dispositivos emisores y receptores de energía electromagnética, también son dispositivos direccionales.

### **1.1 Parámetros fundamentales para el diseño de antenas en general**

Las antenas se describen mediante la definición de diversos parámetros que en ocasiones están interrelacionados entre si y de los cuales ninguno de ellos por si solo logra dar una descripción completa de su comportamiento.

#### **1.1.1 Características de la radiación**

El patrón de radiación de una antena, se define como, la representación gráfica de las características de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales (Ferrando & Valero). En la mayoría de los casos este se determina en la zona de los

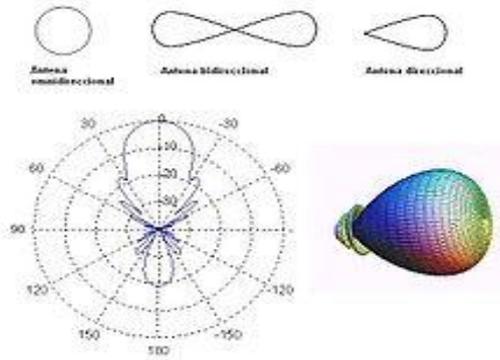
campos lejanos o zonas de los campos de radiación y es representado como una función de las coordenadas direccionales (Balanis, 2005).

Usualmente se indica la densidad de energía emitida, pero además es posible determinar esquemas de polarización o de fase. De acuerdo al esquema de emisión, es posible realizar una sistematización de las clases de antena y precisar la direccionalidad de la antena, la cual podría ser isotrópica, directiva, bidireccional u omnidireccional. En los esquemas de emisión es posible precisar un esquema *copolar* que significa la emisión de la antena según una polaridad determinada y *contrapolar* cuando el esquema de emisión tiene polaridad inversa a la que posee (Medak, 2014).

Las medidas principales del esquema de emisión son (Medak, 2014), (Garces, 2012):

- Dirección de apuntamiento: máxima emisión, direccionalidad y ganancia (Garces, 2012).
- Lóbulo principal: rango angular en torno a la dirección de máxima radiación (Garces, 2012).
- Lóbulos secundarios: Son el resto de máximos relativos, de valor inferior al principal (Garces, 2012).
- Ancho de haz: Es el margen angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma un valor de 3dB por debajo del máximo. Es decir, la dirección en la que la potencia radiada se reduce a la mitad (Garces, 2012).
- Relación de lóbulo principal a secundario (SLL- *Side Lobe Level*): Es el cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario (Garces, 2012).
- Relación delante-atrás (FBR-*Forward Backward Ratio*): Es el cociente en dB entre el valor de máxima radiación y el de la misma dirección y sentido opuesto (Garces, 2012).

En la figura 1.1 se representa el diagrama de radiación de una antena (Ray & Ranga, 2007).



**Figura 1.1.** Diagrama de radiación.  
**Fuente:** (Ray & Ranga, 2007)

Las propiedades de radiación se pueden analizar mediante una de las siguientes magnitudes (con carácter vectorial) con resultados equivalentes:

$\bar{P}$  - Densidad de potencia de radiación o vector de *Poynting*.

$\bar{E}$  - Intensidad de campo eléctrico (o magnético) de radiación.

$\bar{U}$  - Intensidad de radiación.

Las propiedades de radiación de una antena se determinan, generalmente, por la distribución espacial tridimensional de la energía de las ondas de radio que atraviesan una esfera de observación de radio constante alrededor de esta. Por tanto es conveniente escoger una esfera de observación de radio  $R$  suficientemente grande ( $R \gg \lambda$ ) para estar en la zona de radiación lejana y en cuyo centro se encuentra la antena.

Las características de radiación en función de la densidad de potencia o de los campos eléctricos se pueden separar en tres factores que describen completamente la distribución angular de la amplitud, fase y polarización de dichas magnitudes. En este caso de la densidad de potencia se tiene:

$$\bar{P}(\theta, \phi) = P(\theta, \phi) \bar{p}(\theta, \phi) e^{j\Phi(\theta, \phi)} \quad (1.1)$$

Dónde:

$\bar{P}(\theta, \phi)$  - Densidad de potencia de radiación o vector de *Poynting* compleja sobre la esfera de observación en la dirección  $(\theta, \phi)$ .

$P(\theta, \phi)$  - Densidad de potencia de radiación o vector de *Poynting* compleja para el módulo o amplitud de dicha magnitud vectorial y que se le conoce como patrón de radiación de amplitud o simplemente como patrón de radiación.

$\bar{p}(\theta, \phi)$  - Vector unitario que tiene que ver con la dirección del vector sobre la esfera de observación, también se le conoce como patrón de polarización.

$\Phi(\theta, \phi)$  - Caracteriza la variación de la fase de la componente principal de la polarización sobre la esfera de observación y se le conoce como patrón de fase.

En el caso del campo eléctrico:

$$\bar{E}(\theta, \phi) = E(\theta, \phi)\bar{p}(\theta, \phi)e^{j\Phi(\theta, \phi)} \quad (1.2)$$

Dónde:

$\bar{E}(\theta, \phi)$  - Intensidad de campo eléctrico complejo sobre la esfera de observación en la dirección  $(\theta, \phi)$ .

$E(\theta, \phi)$  - Intensidad de campo eléctrico complejo para el módulo o amplitud de dicha magnitud vectorial y que se le conoce como patrón de radiación de amplitud o simplemente como patrón de radiación.

### 1.1.2 Polarización

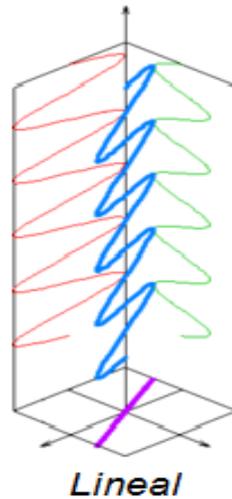
La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo, esta viene definida por la trayectoria que describe el

vector de campo eléctrico (o magnético) cuando se observa en el sentido de propagación de la onda. Así, se tiene (Milligan, 2005), (Lavagnino, 2006):

- Polarización lineal: las variaciones del vector de campo eléctrico están contenidas una única dirección (Lavagnino, 2006).
- Polarización circular: el vector de campo eléctrico describe una trayectoria circular. Si rota en el sentido de las agujas del reloj, la polarización es a la derecha. Si lo hace en sentido contrario, la polarización es a la izquierda (Lavagnino, 2006).
- Polarización elíptica: el vector de campo eléctrico describe una trayectoria elíptica (Lavagnino, 2006).

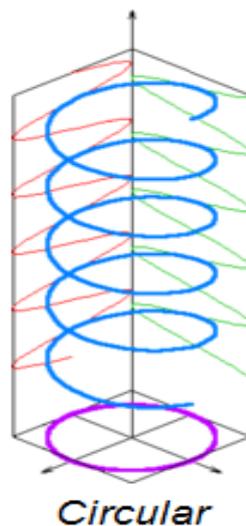
La forma trazada sobre un plano fijo por un vector de campo eléctrico de una onda plana que pasa sobre él puede utilizarse para describir el tipo de polarización de la onda. Las siguientes figuras muestran algunos ejemplos de la variación del vector de campo eléctrico (azul) con el tiempo (el eje vertical), con sus componentes X e Y (roja/izquierda y verde/derecha), y la trayectoria trazada por la punta del vector en el plano (púrpura). Cada uno de los tres ejemplos corresponde a un tipo de polarización.

A manera de ejemplo, la figura 1.2 muestra un caso de polarización lineal con oscilación del plano perpendicular a la trayectoria de difusión ocurriendo en una línea recta. Se puede representar cada oscilación descomponiéndola en dos ejes X e Y. La polarización lineal se produce cuando ambas componentes están en fase (con un ángulo de desfase nulo, cuando ambas componentes alcanzan sus máximos y mínimos simultáneamente) o en contrafase (con un ángulo de desfase de  $180^\circ$ , cuando cada una de las componentes alcanza sus máximos a la vez que la otra alcanza sus mínimos). La relación entre las amplitudes de ambas componentes determina la dirección de la oscilación, que es la dirección de la polarización lineal (Ferrando & Valero).



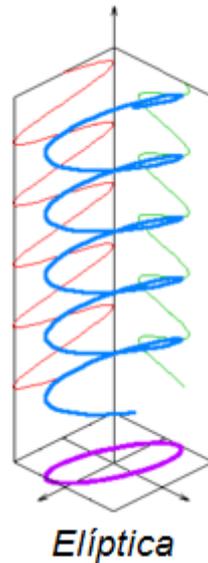
**Figura 1.2** Polarización lineal  
**Fuente:** (Ray & Ranga, 2007)

En la figura 1.3, las dos componentes ortogonales tienen exactamente la misma amplitud y están desfasadas exactamente  $90^\circ$ . En este caso, una componente se anula cuando la otra componente alcanza su amplitud máxima o mínima. Existen dos relaciones posibles que satisfacen esta exigencia, de forma que la componente x puede estar  $90^\circ$  adelantada o retrasada respecto a la componente Y. El sentido (horario o anti horario) en el que gira el campo eléctrico depende de cuál de estas dos relaciones se dé. En este caso especial, la trayectoria trazada en el plano por la punta del vector de campo eléctrico tiene la forma de una circunferencia, por lo que en este caso se habla de polarización circular (Ferrando & Valero).



**Figura 1.3** Polarización circular  
**Fuente:** (Ray & Ranga, 2007)

En la figura 1.4, se representa la polarización elíptica. Este tipo de polarización corresponde a cualquier otro caso diferente a los anteriores, es decir, las dos componentes tienen distintas amplitudes y el ángulo de desfase entre ellas es diferente a  $0^\circ$  y a  $180^\circ$  (no están en fase ni en contrafase) (Ferrando & Valero).



**Figura 1.4.** Polarización elíptica  
**Fuente:** (Ray & Ranga, 2007)

Generalmente en las comunicaciones móviles la polarización es vertical, pero, también está la polarización cruzada muy utilizada en sistemas celulares digitales (Lavagnino, 2006).

### **Polarización Cruzada**

Una antena con polarización cruzada consiste en dos sistemas de antenas separadas, orientadas  $90^\circ$  una de la otra. Esto significa que hay dos sistemas de antenas separados ubicados juntos que sustituyen a antenas físicamente separadas (Milligan, 2005) (Lavagnino, 2006).

Una antena con polarización cruzada idealmente combina la necesidad de polarización vertical de redes de radio móvil con la propagación mejorada permitida mediante una onda polarizada horizontalmente (Schmidt, 2004).

### 1.1.3 Directividad

La directividad depende del patrón de radiación, en esta se establece una comparación entre la densidad de radiación máxima de una antena con respecto a otra tomada como referencia y bajo la condición de que la potencia total radiada sea la misma (Uher & Bornemann, 1993).

En muchos casos se toma como referencia la antena isotrópica, lo que equivale a comparar la antena contra su valor promedio. En otros casos se toma como elemento de comparación una antena dipolo simétrico ideal de media longitud de onda.

En esencia, la directividad es uno de los parámetros eléctricos que contribuye a la cuantificación de las propiedades direccionales que poseen todas las antenas. Se define como la relación que existe entre la densidad de potencia máxima radiada por la antena bajo prueba y la densidad de potencia máxima radiada por otra antena tomada como referencia, siempre y cuando ambas radien la misma potencia total. Es decir que:

$$W = \left( \frac{p_{max}}{P_0} \right) |W_r = W_0 \quad (1.3)$$

Dónde:

$P_{m\acute{a}x}$ - Densidad de potencia máxima de la antena.

$P_0$ - Densidad de potencia máxima de la antena de referencia.

$W_r$ - Potencia total radiada por la antena.

$W_0$ - Potencia total radiada por la antena de referencia.

Y como

$$P = \left[ \frac{E^2}{2\eta} \right] W/m^2 \quad (1.4)$$

Dónde:

$\eta$ - Impedancia intrínseca. En el vacío toma el valor de  $\eta = 120\pi$ .

Entonces se puede definir también en base al campo eléctrico como:

$$D = \left( \frac{E_{max}}{E_0} \right)^2 |W_r = W_0 \quad (1.5)$$

Y en base a la intensidad de radiación, que no es más que la potencia radiada por ángulo sólido, o sea:

$$D = \left( \frac{U_m}{U_0} \right) |W_r = W_0 \quad (1.6)$$

El significado físico corresponde a cuántas veces mayor es la densidad de potencia máxima radiada por una antena respecto a la antena de referencia para igual potencia total radiada. Este parámetro generalmente se expresa en decibeles (db).

El rango teórico de la variación de la directividad está comprendido entre  $1 \leq D \leq \infty$ . La menor directividad corresponde a la fuente isotrópica.

#### **1.1.4 Ganancia**

La ganancia se define como la relación que existe entre la densidad de potencia máxima radiada por la antena bajo prueba y la densidad de potencia máxima radiada por otra antena tomada como referencia, siempre y cuando las potencias tomadas en cuenta sean las de alimentación, o sea (Uher & Bornemann, 1993), (Ferrando & Valero):

$$G = \left(\frac{P_{max}}{P_0}\right) |W_0 = W_a \quad (1.7)$$

Dónde:

$W_a$ - Potencia total con que se alimenta la antena bajo prueba.

$W_0$ - Potencia total con que se alimenta la antena de referencia.

### 1.1.5 Eficiencia

La eficiencia de una antena se define como la relación entre la potencia radiada y la potencia de alimentación de la antena, o sea (Uher & Bornemann, 1993), (Ferrando & Valero):

$$\xi = \frac{W_r}{W_a} \quad (1.8)$$

Dónde:

$W_r$ - Potencia total radiada por la antena en todas las direcciones.

$W_a$ - Potencia total con que se alimenta la antena.

La directividad y la ganancia están relacionadas entre sí por la eficiencia, es decir:

$$G = \xi D \quad (1.9)$$

La eficiencia de la antena ideal de referencia se considera igual a uno,  $\xi = 1$  (100%). Como la eficiencia varía entre cero y uno, entonces el rango de G es:  $0 \leq G \leq \infty$  (Uher & Bornemann, 1993).

En general siempre la ganancia debe ser menor que la directividad, ya que la eficiencia siempre es menor de 1 pero en el caso de las antenas ideales ( $\xi = 1$ ), ambos parámetros toman el mismo valor, o sea:  $G = D$ .

Relacionado con la impedancia de la antena se tiene la eficiencia de radiación y la eficiencia de reflexión. Estas dos indican: una, cuán buena es una antena emitiendo

señal, y otra, cuán bien está adaptada una antena a una línea de transmisión (Milligan, 2005), (Lavagnino, 2006).

La eficiencia de radiación se define como la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia que se entrega a la misma antena. La potencia está relacionada con la resistencia de la antena, se puede definir la eficiencia de radiación como la relación entre la resistencia de radiación y la resistencia de la antena (Lavagnino, 2006).

La eficiencia de adaptación o eficiencia de reflexión es la relación entre la potencia que le llega a la antena y la potencia que se aplica a ella. Esta dependerá mucho de la impedancia que presente la línea de transmisión y de la impedancia de entrada a la antena, se puede definir la eficiencia de reflexión como un módulo del coeficiente de reflexión, siendo el coeficiente de reflexión el cociente entre la diferencia de la impedancia de la antena y la impedancia de la línea de transmisión, y la suma de las mismas impedancias (Lavagnino, 2006).

Algunas veces se define la eficiencia total, siendo esta el producto entre la eficiencia de radiación y la eficiencia de reflexión (Lavagnino, 2006).

Eficiencia Total = Eficiencia de Radiación x Eficiencia de Reflexión (Lavagnino, 2006)

### **1.1.6 Impedancia de entrada**

Cuando una antena se excita en su entrada por un generador de radiofrecuencia con una diferencia de tensión  $V$ , aparece en esta una corriente  $I_a$ . Entonces la impedancia de entrada se define como la relación entre dichas magnitudes, es decir (Uher & Bornemann, 1993):

$$Z_{ent} = \frac{V}{I_a} \quad (1.10)$$

Dónde:

V- Voltaje de excitación o alimentación de la antena.

$I_a$ - Corriente de alimentación que toma la antena.

En general, esa magnitud es compleja, o sea (Uher & Bornemann, 1993):

$$Z_{ent} = R_{ent} \pm jX_{ent} \quad (1.11)$$

Dónde:

$Z_{ent}$ - Impedancia de entrada de la antena.

$R_{ent}$ - Resistencia de entrada.

$X_{ent}$ - Reactancia de entrada.

En general, la impedancia de entrada es una función muy compleja de la frecuencia y que no puede ser descrita analíticamente de forma sencilla, excepto en el caso de una sola frecuencia o un pequeño ancho de banda.

Una antena trabaja a resonancia cuando su impedancia de entrada tiene carácter resistivo. Por debajo de la frecuencia de resonancia tiene carácter capacitivo y por encima inductivo. Se desea que una antena esté acoplada perfectamente a la línea de transmisión para máxima transferencia de potencia y se evite la reflexión de una parte de la potencia.

### **1.1.7 Resistencia de radiación**

La resistencia de radiación se define como la resistencia equivalente o ficticia que disipa en forma de calor, la misma potencia que la antena radia al medio circundante en forma de ondas de radio, con igual corriente de alimentación (Uher & Bornemann, 1993), (Lavagnino, 2006).

La potencia total real que la antena extrae de la fuente o de la línea de transmisión viene dada por:

$$W_a = R_{ent} \cdot I_a^2 \quad (1.12)$$

Dónde:

$I_a$ - Corriente que toma la antena en su punto de alimentación.

$W_a$ - Potencia total con que se alimenta la antena.

Una parte de esa potencia se pierde en la antena por efecto Joule al calentarse el conductor, ya que la conductividad del metal es finita, por lo que evidentemente existirá una resistencia de pérdidas  $R_p$ , de modo que esa potencia es igual a:

$$W_p = R_p \cdot I_a^2 \quad (1.13)$$

Dónde:

$W_p$ - Potencia de pérdidas por efecto Joule.

La diferencia entre la potencia de alimentación de la antena y la de pérdidas será igual a la potencia total radiada por la antena:

$$W_r = W_a - W_p \quad (1.14)$$

Asociada a esa resistencia de radiación se podrá asociar una resistencia equivalente o ficticia, ya que físicamente no existe como tal, o sea:

$$W_r = R_r \cdot I_a^2 \quad (1.15)$$

Dónde:

$W_r$ - Potencia de radiación.

$R_r$ - Resistencia de radiación.

Despejando la resistencia de radiación en (1.15), se obtiene que:

$$R_r = \frac{W_r}{I_a^2} \quad (1.15a)$$

### 1.1.8 Ancho de Banda

El ancho de banda es el rango entre las frecuencias máximas y mínimas para las cuales la ganancia de la antena no es menor a 3 db de su ganancia máxima (Milligan, 2005), (Lavagnino, 2006).

Las antenas se clasifican por su ancho de banda en:

- Antenas de banda estrecha. Son aquellas que su ancho de banda es menor del 10% de su frecuencia nominal o de diseño (portadora). De modo que:

$$AB = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (1.16)$$

- Antenas de banda ancha. Son aquellas que su ancho de banda va desde 10% hasta el 120% de su portadora central.
- Antenas independientes de frecuencia. Son aquellas que poseen anchos de banda de trabajo muy grandes.

## CAPÍTULO 2 INTRODUCCIÓN AL ESTUDIO DE LAS ANTENAS TROMPETAS

Las antenas Trompetas surgen para ser adaptadas a la boca abierta de una guía de onda rectangular o circular. Esto se hace así debido a que aunque la guía de onda abierta radia energía al medio circundante, esta es muy ineficiente como antena, debido a que una gran parte de la energía incidente que viaja por la guía de onda, al llegar al extremo se refleja nuevamente hacia el transmisor ya que en dicho extremo abierto existe una gran discontinuidad entre la impedancia de onda de la guía y la impedancia intrínseca del espacio libre, como se observa en la Figura 2.1 (Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.1.** Guía de onda como antena.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

El valor que toma el coeficiente de reflexión en la boca se calcula por:

$$\rho = \frac{\eta + Z_{H10}}{\eta - Z_{H10}} \quad (2.1)$$

Donde  $\eta = 120\pi$  Ohmios (Impedancia intrínseca del vacío o del aire seco) y  $Z_{H10}$  (Impedancia de onda de la guía de onda rectangular para el modo  $H_{10}$ ).

$$Z_{H10} = \eta \frac{\lambda_g}{\lambda_0} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (2.2)$$

Y  $\lambda_a$  la longitud de onda dentro de la guía de onda y  $\lambda_o$  la longitud de onda en el espacio libre a igual frecuencia. Por lo que el coeficiente de reflexión en la boca viene dado por la expresión:

$$\rho = \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2} - 1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2} + 1} \quad (2.3)$$

(En las guías abiertas  $\rho$  varía entre 0.2 y 0.3).

La potencia reflejada se calcula por la expresión:

$$W_{ref} = \rho^2 \cdot W_{inc} \quad (2.4)$$

(O sea que la reflexión de potencia en la boca alcanza del 4% al 9%).

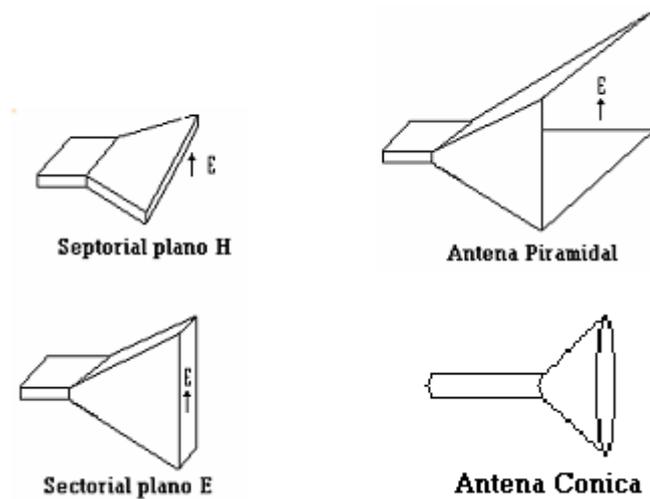
Hay que lograr una transición suave entre la impedancia de onda de la guía y la impedancia intrínseca del espacio libre. Esto se logra aumentando suavemente el área de la boca Terminal radiador, para que la mayor parte de la energía que viaja por la guía de onda, se radie al espacio libre o viceversa, lo que aumenta grandemente a eficiencia que presentaba la guía de onda abierta. Esto aumenta la ganancia equivalente de la antena, la cual viene dada por:

$$G_{equiv} = G(1 - |\rho|^2) = \xi D(1 - |\rho|^2) \quad (2.5)$$

Donde  $|\rho|^2$  es el módulo del coeficiente de reflexión.

Si  $\rho=0$  solo se tendrán las pérdidas que introduce la antena a través de su eficiencia  $\xi$ . La región de transición es exactamente la antena trompeta y tiene la forma de una pirámide truncada en el caso de las guías rectangulares o de un cono truncado para la guía de onda circular. Los tipos más importantes son los que se muestra en la Figura 2.2

(Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.2.** Diferentes tipos de antenas Trompeta.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

El tipo de Antena Piramidal es el más empleado en las aplicaciones prácticas.

### **Ventajas técnicas de la antena trompeta.**

Las antenas Trompeta son muy empleadas en la técnica debido a varias ventajas de las mismas como son:

- Simple y fácil construcción.
- Se construyen de cualquier metal cubierto sólo de una capa anticorrosiva o de pintura.
- La eficiencia es alta y se aproxima a la unidad ( $D \approx G$ ).
- La antena se acopla bien a la guía de onda pues introduce una transición suave entre el espacio y la guía de onda.

### **Aplicaciones de la antena trompeta.**

Se usan de dos maneras diferentes:

- Como antenas independientes (Por ejemplo en mediciones ya que su

ganancia se puede calcular con gran precisión).

- Como antenas primarias para excitar antenas más complejas (Por ejemplo antenas Parabólicas).

### **Polarización.**

Las Antenas Sectoriales de plano E y H y las Piramidales son de polarización vertical (Debido al modo fundamental  $H_{10}$ ).

### **Banda de frecuencia de trabajo.**

Banda Centimétrica (3-30GHz) y Banda Milimétrica (30-300GHz).

### **Rango de Ganancias de Potencia.**

Ganancias medias, en el caso de la Piramidal óptima entre 20 y 30 dB.

### **Ancho de banda.**

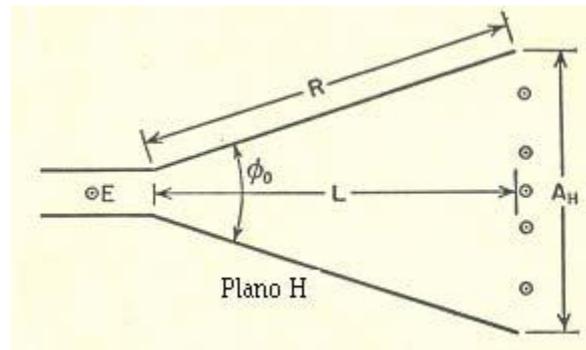
Son de banda ancha pues prácticamente su banda de frecuencia solo está limitada por la banda de paso de la guía de onda que la alimenta [ $a < \lambda < 2a$ ] o lo que es igual de 2:1.

### **Desventaja.**

Su principal desventaja está dada en que para que su directividad sea grande es necesario que sus dimensiones físicas también lo sean y por eso sólo se emplean en lugares donde sean necesarias directividades que no sobrepasen varios cientos (directividades medias) En caso de necesitarse grandes directividades se emplean antenas de tipo parabólicas y de lentes.

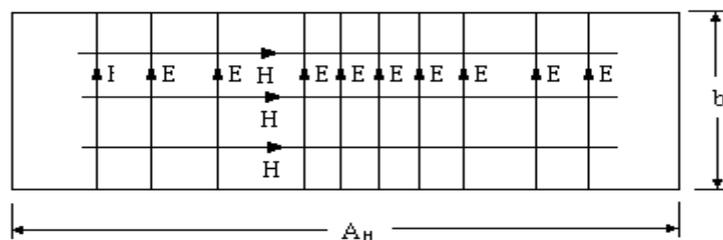
## 2.1 Antena Trompeta sectorial de plano H y plano E

Una antena sectorial de plano H es aquella que al aumentar el ángulo  $\phi$ , se incrementa la dimensión  $A_H$  según el modo fundamental de la guía de onda rectangular  $H_{10}$ , tal como se muestra en la Figura 2.3 (Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.3.** Sección transversal de Trompeta Sectorial Plano H.  
Fuente: (Lo & Lee, 2013)

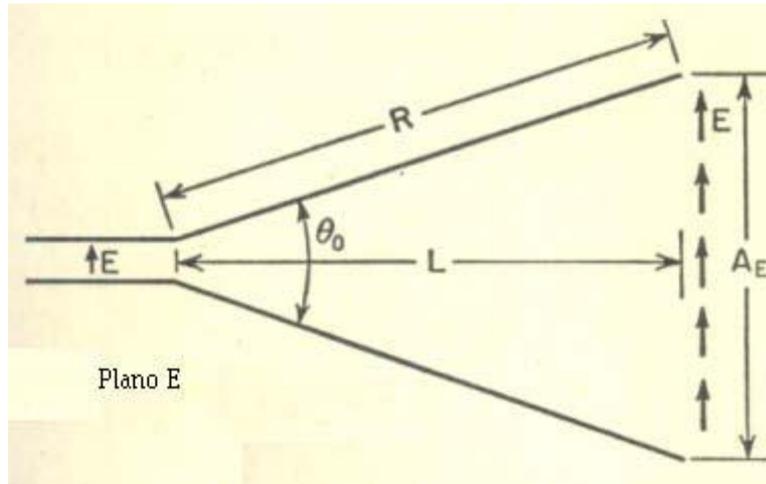
Su patrón es muy directivo en el plano H, pero es muy poco directivo en el plano E, pues la dimensión  $b$  de la guía de onda se incrementa muy poco. En su boca los campos tienen la misma forma que en una guía de onda en el modo  $H_{10}$ , tal como se muestra en la Figura 2.4 (Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.4** Líneas de campo en la boca expandida según la dirección AH.  
Fuente: (Lo & Lee, 2013)

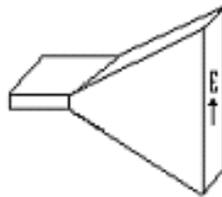
De modo que la amplitud del campo eléctrico a lo largo del ancho  $A_H$  es máxima en el centro, variando según la ley del seno tal como se muestra en la Figura 2.5 (Lo & Lee, 2013).





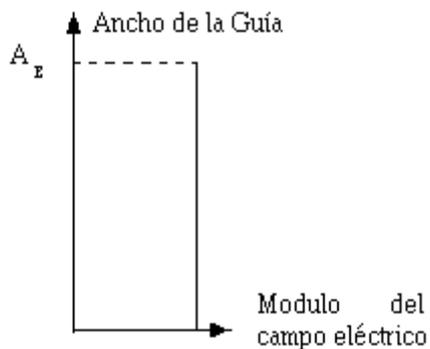
**Figura 2.7.** Sección transversal de Trompeta Sectorial Plano E.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

En este caso las líneas de campo eléctrico según la dirección  $A_E$  se estiran en esa dirección pero su valor es constante, obsérvese la Figura 2.8 (Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.8.** Trompeta Sectorial Plano E.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

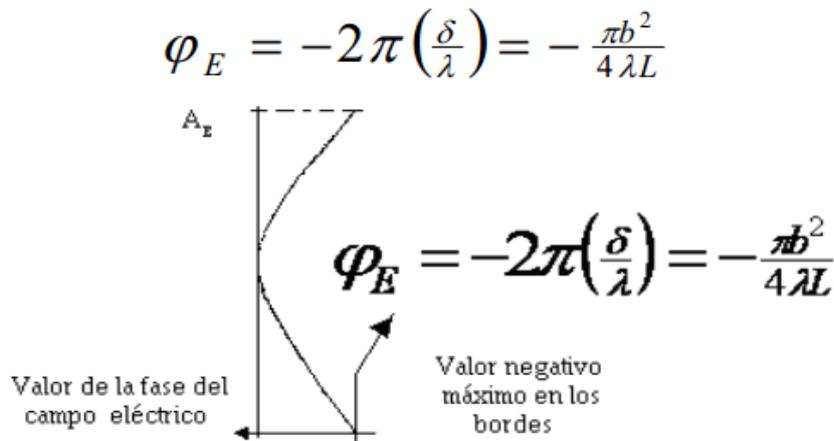
En la Figura 2.9 se muestra como el campo eléctrico toma un valor constante según la dirección de expansión de la guía de onda en el plano E (Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.9.** Valor del módulo del campo E a lo largo de la dirección de expansión.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

La fase del campo eléctrico sigue una ley parabólica similar a lo que ocurrió en el plano

H tal como se observa en la Figura 2.10 o sea (Lo & Lee, 2013):



**Figura 2.10.** Valor de la fase del campo E a lo largo de la dirección de expansión.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

Aquí entonces lo que cambia es el modulo del campo eléctrico y como este es máximo en el extremo, entonces la  $\delta$  óptima es menor que en el caso del plano H. En este caso para el plano E su valor óptimo es:  $\delta=0.25\lambda$  (O sea 90 grados eléctricos. Ambos casos, dan un patrón de radiación estrecho en el plano que se expande y uno muy ancho en el plano que casi no se expande, es decir una especie de patrón de radiación tipo abanico, muy útil en caso de aplicaciones para radares de radio localización de objetos volantes.

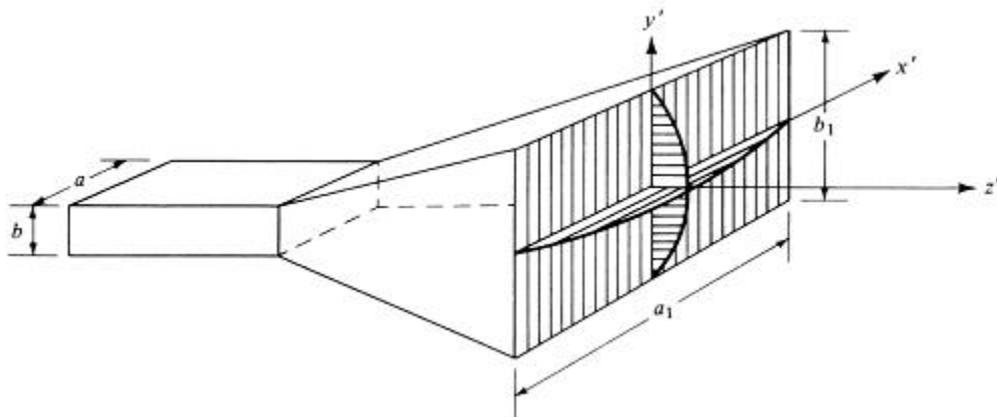
## 2.2 Antena Trompeta Piramidal

La antena de bocina piramidal pertenece a la familia de las llamadas antenas de apertura, estas son clasificadas como antenas direccionales, que no son más que aquellas que tienen la propiedad de radiar o recibir las ondas electromagnéticas más eficientemente en algunas direcciones que en otras. Este término es usualmente aplicado a antenas cuya máxima directividad es significativamente grande en comparación a la del dipolo de media onda.

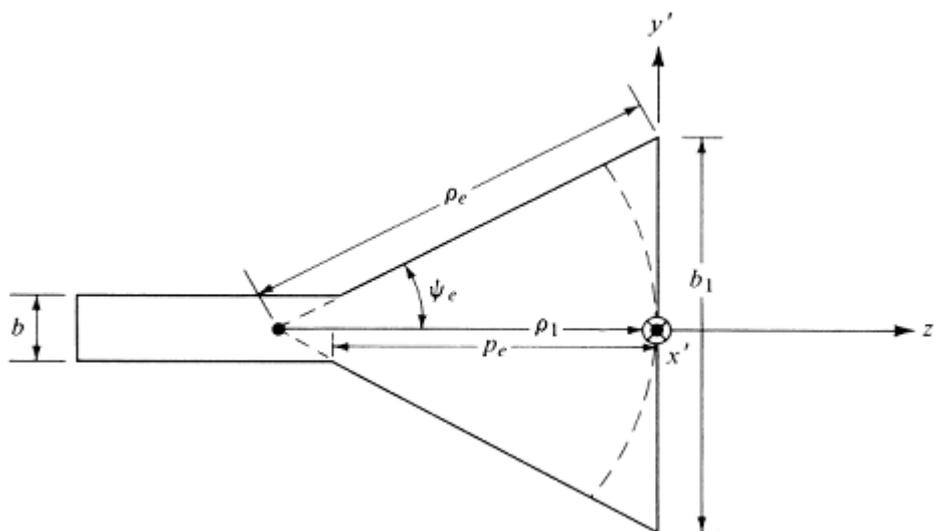
Esta antena es muy usada en microondas, también se usa ampliamente en la astronomía como un elemento de alimentación en los reflectores de gran tamaño para seguimiento de satélites. Además de su utilidad como alimento para los reflectores y lentes, es un elemento común de las matrices por etapas y sirve como un estándar universal para la

calibración y cálculo de la ganancia de las antenas de alta ganancia. Su aplicabilidad generalizada se debe a su simplicidad en la construcción, la facilidad de excitación, la versatilidad, gran ganancia, y el rendimiento general preferido.

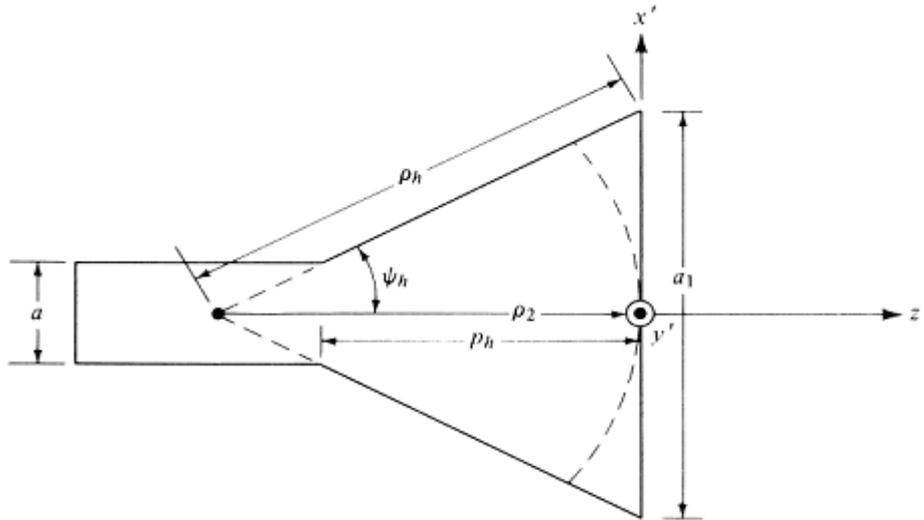
Entre las antenas de apertura la bocina piramidal es la más utilizada por su característica de iluminar en ambas direcciones como muestra la Figura 2.11. Como puede observarse en las Figuras 2.12 y 2.13 las características de radiación de esta antena son esencialmente una combinación de los campos eléctrico (E) y magnético (H).



**Figura 2.11.** Antena de Bocina Piramidal  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)



**Figura 2.12.** Plano eléctrico (E) de la Antena de Bocina Piramidal.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)



**Figura 2.13.** Plano magnético (H) de la Antena de Bocina Piramidal.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

Debido a que los patrones de radiación son independientes uno de otro según el plano de análisis, el patrón de la antena Piramidal será igual a las sectoriales en cada plano correspondiente. La antena Piramidal es muy utilizada en la banda centimétrica y milimétrica pues da patrones de radiación muy directivos en ambos planos E y H. La antena Trompeta Piramidal adapta muy bien en impedancia a la guía de onda con el espacio libre.

Para una longitud L dada se obtiene una Antena Piramidal Óptima con los mismos valores que las sectoriales en cada uno de sus planos correspondientes. O sea:

$$\delta = 0.375\lambda \quad (\theta = 135 \text{ Grados eléctricos en el plano H})$$

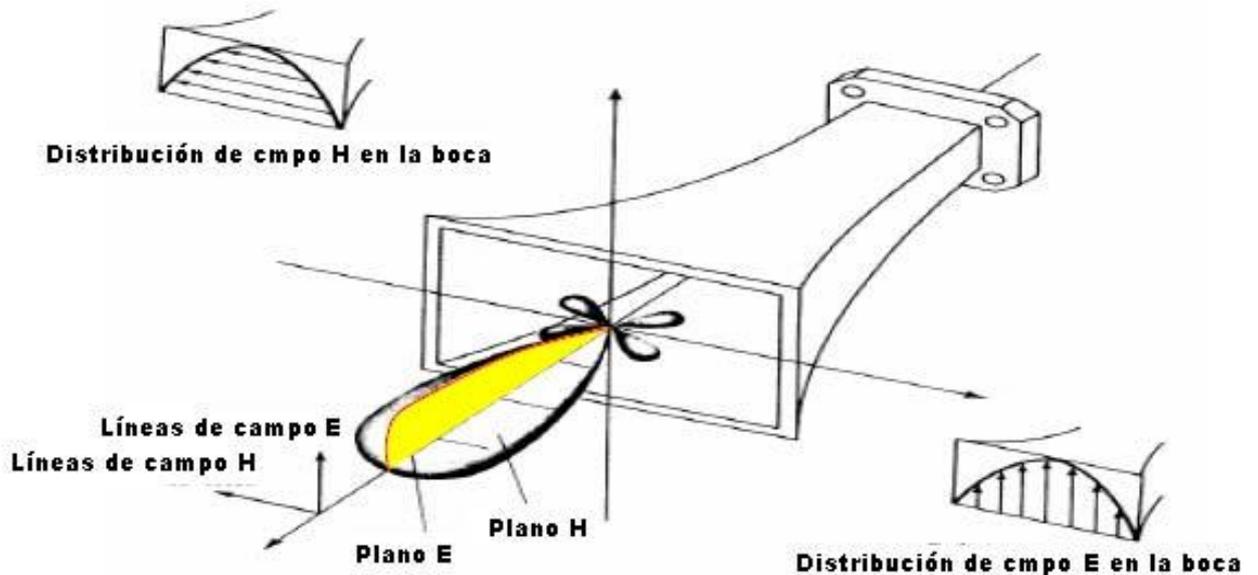
$$\delta = 0.25\lambda \quad (\theta = 90 \text{ Grados eléctricos en el plano E})$$

Debido a esas razones una Antena Piramidal Óptima posee dimensiones diferentes en ambos plano, siendo el mayor en el plano H. Los patrones de radiación en la antena Trompeta Piramidal se calculan como en la Antena Plana, solo que los ángulos que se obtienen son ligeramente mayores que en el caso de la primera, tal como se mostrará más adelante en la tabla 2.1.

### 2.3 Antena Trompeta Piramidal Óptima

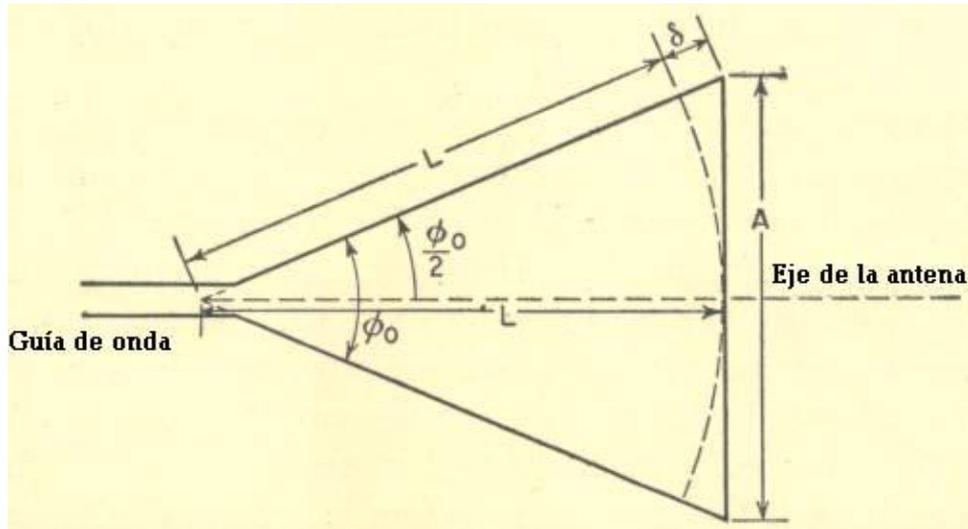
Si se desprecia el efecto de los bordes, el patrón de las antenas trompetas puede determinarse por la forma y dimensiones de su boca y por la distribución de campo en esta (En cuanto a la amplitud y la fase de los campos). Para un área de la boca dada, la máxima directividad es máxima cuando la distribución de campos es uniforme. S decir cuando en todos sus infinitos puntos existe un campo uniforme, o sea de igual amplitud y fase. De lo anterior, se infiere que cualquier variación de la distribución uniforme, tanto en amplitud como en fase de la distribución de campo en la boca produce una disminución de la directividad (Lo & Lee, 2013).

En general se puede afirmar que el patrón de radiación depende de la distribución de los campos electromagnéticos existente en su boca o apertura, como se observa en la Figura 2.14 (Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.14.** Patrón de radiación de una antena Trompeta.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

En la Figura 2.15. de la sección transversal de una antena Trompeta, se observa que si se supone que la onda sale del punto O en la garganta de la antena, la onda llega primero a la bocas según la dirección del eje de la antena pues se haya a la distancia L, mientras los bordes se encuentran a la distancia  $L + \delta$ .



**Figura 2.15.** Sección de una antena Trompeta.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

Esas diferencias de caminos recorridos hasta la superficie de la boca a partir de la garganta, producen una diferencia de fase máxima entre el centro y la pared superior de  $K \delta$  grados eléctricos. Su valor depende de la longitud  $L$  y del ángulo de ensanchamiento  $\phi_0$ . La relación de  $\delta$  con dichas magnitudes de  $L$  y  $\phi_0$  viene dada por la ecuación:

$$\delta_0 = \frac{L}{\cos\left(\frac{\phi_0}{2}\right)} - L \quad (2.6)$$

O lo que es igual:

$$L = \frac{\delta_0 \cdot \cos\left(\frac{\phi_0}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\phi_0}{2}\right)} \quad (2.7)$$

O en relación al ángulo:

$$\phi_0 = 2 \cdot \cos^{-1} \left( \frac{L}{L + \delta_0} \right) \quad (2.8)$$

Para acercarse lo más posible a la distribución de campo uniforme (Antena Plana) es necesario lograr que  $\delta$  sea lo más pequeño posible y eso se puede lograr solo con el

ángulo  $\theta$  pequeño y con la longitud axial  $L$  grande.

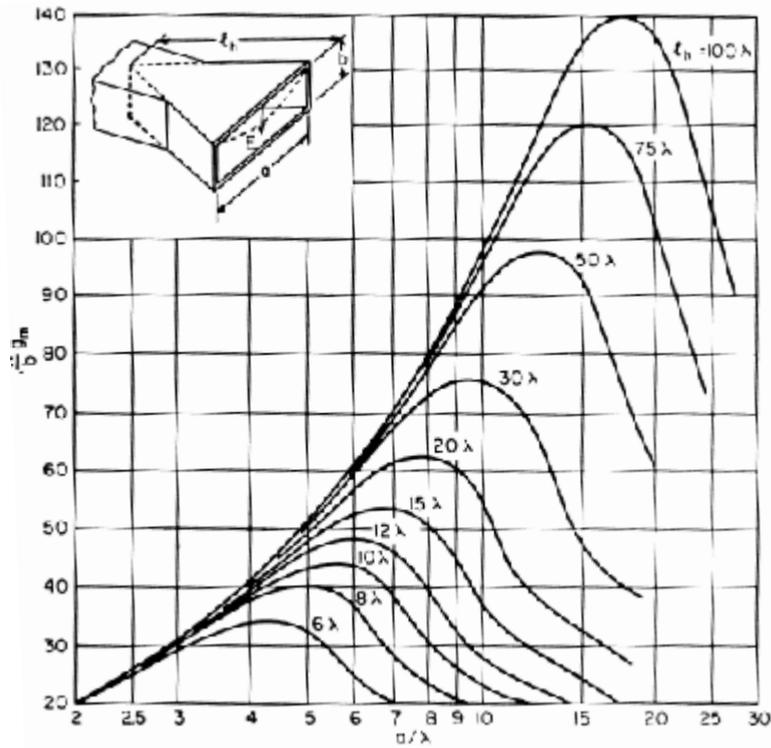
Sin embargo desde el punto de vista práctico, la antena debe ser lo más corta posible y para ello es necesario buscar un valor óptimo que de un lóbulo principal lo más estrecho posible (Máxima directividad) con un nivel de lóbulos secundarios aceptables para una longitud dada.

Para una longitud axial  $L$  de valor constante, la directividad se incrementa cuando la abertura  $A$  crece por el aumento del ángulo  $\theta$ . Sin embargo si  $A$  y  $\theta$  son tan grande de modo que  $\delta$  sea equivalente a 180 grados eléctricos, el campo eléctrico producido en los extremos de la apertura estarán en contrafase con el campo generado en el eje axial, lo que reducirá considerablemente la directividad e incrementará el nivel de los lóbulos secundarios.

Eso se puede representar en forma de curva para diferentes longitudes de  $L$  en función de  $\frac{a}{\lambda}$  (Se ha supuesto que la dimensión  $\frac{b}{\lambda}=1$  está fija a ese valor), como se muestra en la Fig. 2.16. Donde para cada longitud de  $L$  hay un valor máximo de la directividad de la antena al variar la relación  $\frac{a}{\lambda}$  y a ese caso se denomina caso óptimo. Hay dos factores contrapuestos:

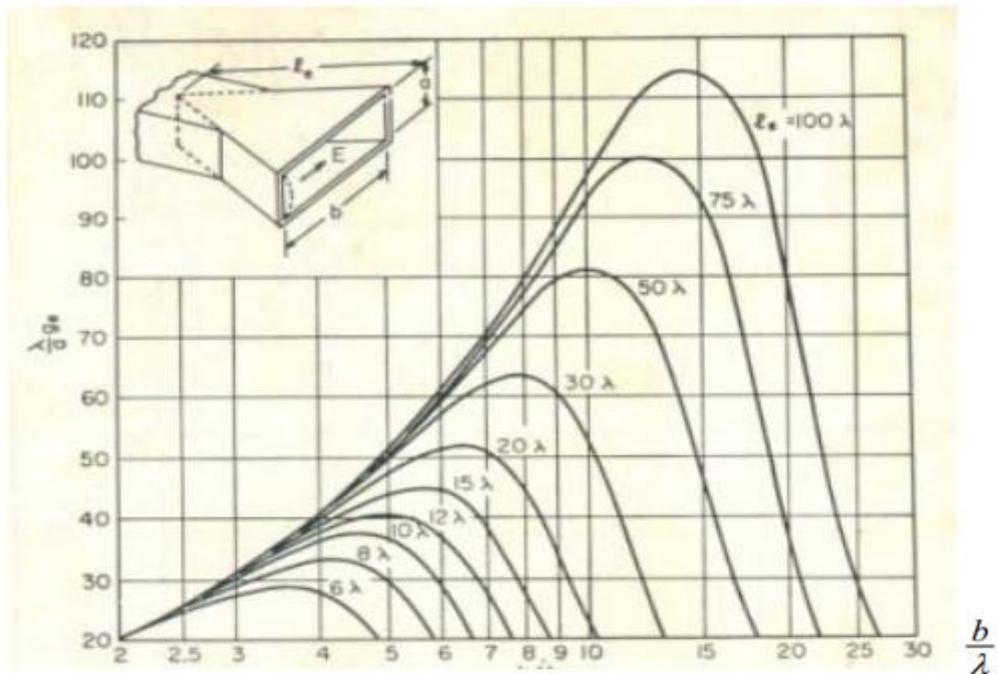
- Si  $\theta$  se incrementa, también lo hace el área de la boca, aumentando la ganancia.
- Al aumentar  $\theta$  también se incrementa el desfase  $\delta$  y la ganancia tiende a reducirse.
- La combinación de ambos factores pasa por el caso óptimo.

Para la antena trompeta sectorial de plano  $H$ , la curva de directividad es la que aparece en la Figura 2.16 (Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.16.** Curva de Directividad en una trompeta sectorial de plano H.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

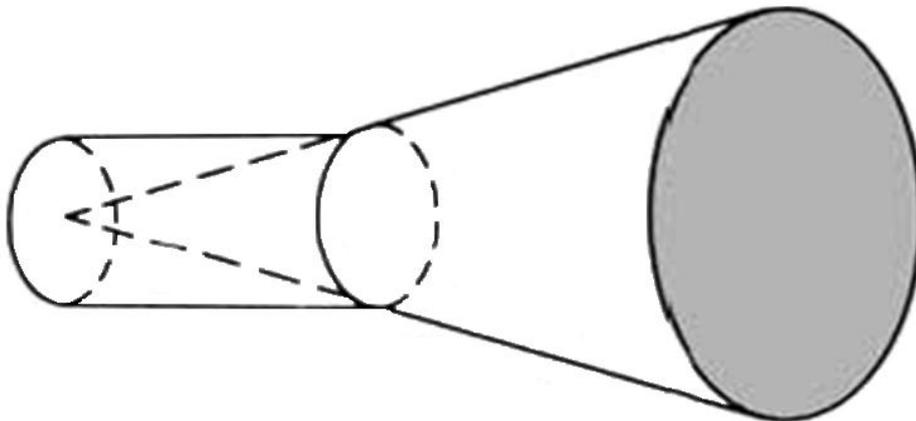
Para la antena trompeta sectorial de plano E, la curva de directividad es la que aparece en la Figura 2.17 (Lo & Lee, 2013).



**Figura 2.17.** Curva de Directividad en una trompeta sectorial de plano E.  
**Fuente:** (Lo & Lee, 2013)

## 2.4 Antena Trompeta Cónica

Otra muy práctica antena de microondas es el cuerno cónico el cual se muestra en la figura 2.18, mientras la antena piramidal, y las sectoriales plano E y H son usualmente alimentadas por guías de ondas rectangulares, la alimentación de la antena trompeta cónica es usualmente a través una guía de onda circular. El primer análisis riguroso de los campos radiados por el cuerno cónico fue realizado por Schorr y Beck. Los modos dentro del cuerno se hallan al introducir un sistema de coordenadas esféricas y se dan en términos de la función esférica de Bessel y polinomios de Legendre. Su análisis es muy engorroso pero de cualquier modo los datos acerca de la forma de curva se presentarán, los cuales brindarán una descripción cualitativa del desempeño del cuerno cónico (Johnson, 1992).

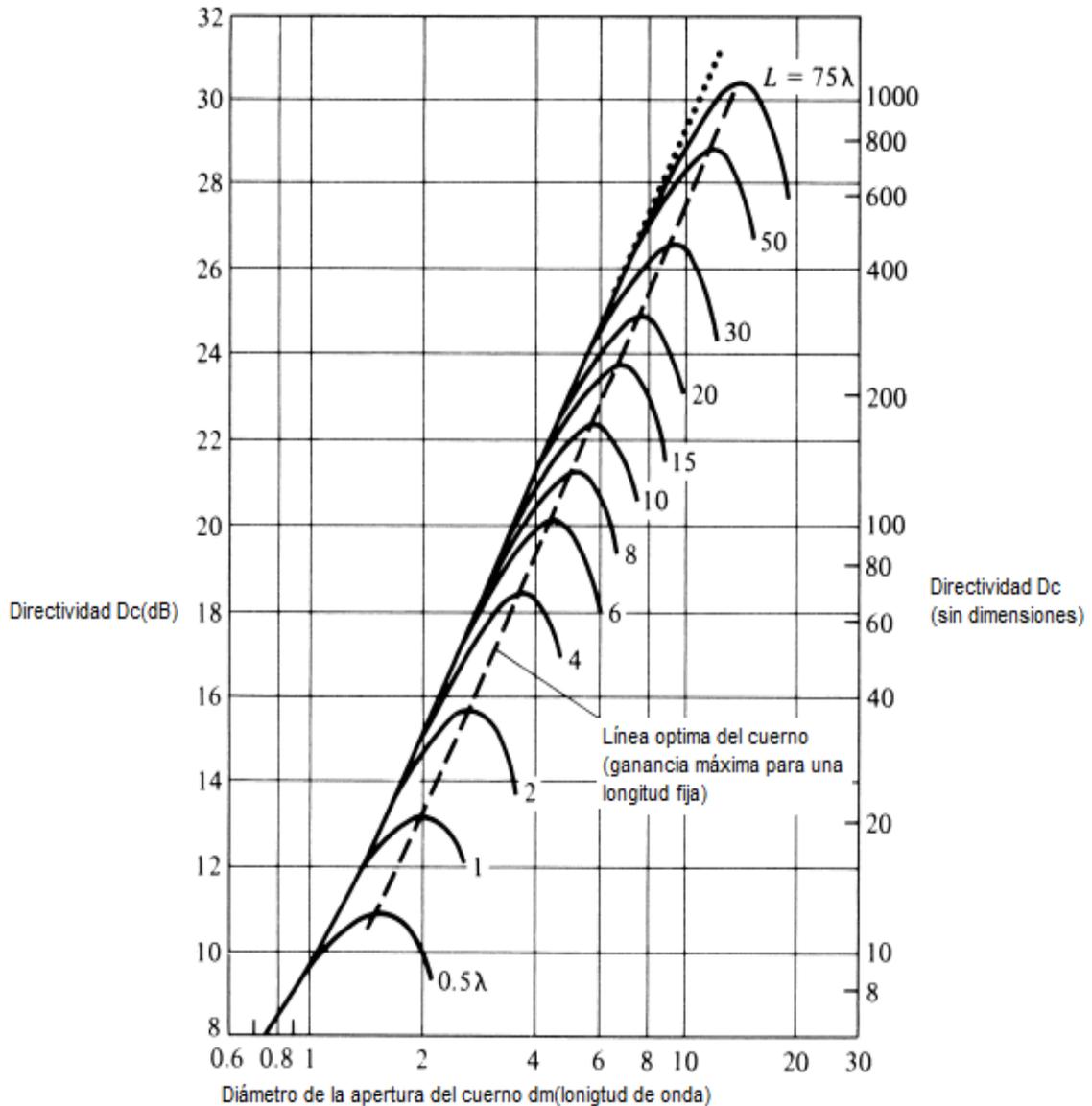


**Figura 2.18.** Geometría del cuerno cónico.  
**Fuente:** (Johnson, 1992)

En la figura 2.18 está claro que el comportamiento de un cuerno cónico es similar al del cuerno piramidal o al sectorial. Con el acercamiento de la señal luminosa, la directividad para una longitud del cuerno dada se incrementa hasta un valor máximo a partir del cual comienza a disminuir. La disminución es resultado de la dominación del error cuadrático de fase en la apertura. En la misma figura se muestra una línea óptima de directividad. Cuando la apertura del cuerno ( $d_m$ ) se mantiene constante y su longitud ( $L$ ) se permite variar, la máxima directividad se obtiene cuando el ángulo de la

señal luminosa es cero ( $\psi_c = 0$  or  $L = \infty$ ). Esto es equivalente a una guía circular de diámetro  $d_m$ . Al igual que en el cuerno piramidal y sectorial se coloca un lente en la apertura del cuerno cónico para compensar su error cuadrático de fase.

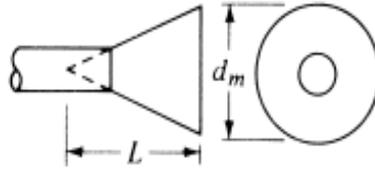
En la Figura 2.19 se aprecia la directividad de la antena trompeta cónica como una función del diámetro de la apertura para diferentes longitudes del cuerno (Johnson, 1992).



**Figura 2.19.** Directividad de la trompeta cónica como una función del diámetro de la apertura para diferentes longitudes del cuerno.

**Fuente:** (Johnson, 1992)

En la Fig.2.20 se aprecian las dimensiones de una antena trompeta cónica (Johnson, 1992).



**Figura 2.20.** Dimensiones de una antena trompeta cónica.  
**Fuente:** (Johnson, 1992)

La directividad de un cuerno cónico con una eficiencia de la apertura  $ap$  y una apertura de la circunferencia  $C$  puede calcularse usando:

$$D_c(dB) = 10 \log_{10} \left[ \epsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2) \right] = 10 \log_{10} \left( \frac{C}{\lambda} \right)^2 - \quad (2.9)$$

$L(s)$

Donde  $a$  es el radio del cuerno en la apertura y

$$L(s) = -10 \log_{10}(\epsilon_{ap}) \quad (2.9a)$$

El primer término en (2.9) representa la directividad de una apertura redonda uniforme considerando que el segundo término, representado por (2.9a), es una figura de corrección para responder a la pérdida de la directividad debido a la eficiencia de la apertura. Normalmente el término en (2.9a) se refiere a como la figura de pérdidas puede ser calculada (en dB) usando (Fan & Rahmat-Samii, 2003) (Sohn, Tae, Lee, & Lee, 2005).

$$L(s) \simeq (0.8 - 1.71s + 26.25s^2 - 17.79s^3) \quad (2.9b)$$

Donde  $s$  es la desviación la máxima de fase (en las longitudes de onda), y se obtiene por

$$S = \frac{d_m^2}{8\lambda l} \quad (2.9c)$$

La directividad de un cuerno cónico es óptima cuando su diámetro es igual a:

$$d_m \approx \sqrt{3l\lambda} \quad (2.10)$$

Que corresponde a una desviación máxima de fase en la apertura de  $s = 0.39$  (longitudes de onda) y una figura de pérdida de aproximadamente 2.85 dB (o una eficiencia de la apertura de aproximadamente 51%).

### 2.4.1 Bocina cónica

Las trompetas cónicas se utilizan fundamentalmente en antenas de satélites de haz global. Son las más adecuadas para utilizar polarizaciones circulares, aunque también pueden utilizar polarización lineal (Ray & Ranga, 2007).

En la figura 2.21 se puede apreciar una bocina cónica corrugada (Ray & Ranga, 2007).



**Figura 2.21.** Bocina cónica corrugada.  
**Fuente:** (Ray & Ranga, 2007)

En la figura 2.22 se puede apreciar una bocina cónica con lente dieléctrica (Ray & Ranga, 2007).



**Figura 2.22.** Bocina cónica con lente dieléctrica.  
**Fuente:** (Ray & Ranga, 2007)

Según el modo de propagación transmitido se clasifican como: bocinas de modo dominante, bocinas de modo dual y bocinas corrugadas.

- Bocinas de modo dominante: se sintoniza al modo predominante de la guía de onda circular, el modo TE<sub>11</sub>.
- Bocinas multimodo: se sintoniza al modo de propagación TE<sub>11</sub> de la onda que se propaga por la guía de onda, junto al modo TM<sub>11</sub> que es el siguiente modo de propagación.
- Bocinas corrugadas (o híbridas): se ajustan a un modo híbrido (HE<sub>11</sub>), con lo que se consigue un ancho de haz amplio y simétrico gracias a lo cual el reflector se alimenta uniformemente. Además con este tipo de bocinas se consigue una polarización más pura.

## 2.5 Cálculo Directividad de las Antenas Trompetas

La directividad de las antenas sectoriales y piramidales se calcula para el caso óptimo de forma aproximada por (Lo & Lee, 2013):

$$D \cong \frac{8}{\pi} \frac{\left[ 1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \right]^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \cdot \left(\frac{a \cdot b}{\lambda^2}\right) \quad (2.11)$$

Una aproximación más simple es:

$$D \cong 4\pi \cdot \left(\frac{a \cdot b}{\lambda^2}\right) \cdot \gamma \text{ Veces sobre isotrópica} \quad (2.11a)$$

$\gamma$  es el valor en que se reduce la directividad de una antena Trompeta respecto a la de la antena plana y es la relación entre la apertura efectiva máxima y la apertura física:

$$\gamma = \frac{A_{em}}{A_f} \quad (2.12)$$

**Tabla 2.1** Ancho del lóbulo principal en dependencia de su tipo y dimensiones  
Fuente: (Lo & Lee, 2013)

<b>Tipo de Antena</b>	<b>Ancho del lóbulo principal entre los nulos en grados sexagesimales</b>	<b>Ancho del lóbulo principal entre los puntos de media potencia</b>
Antena Plana Rectangular (Caso ideal)	$115 \left(\frac{\lambda}{a}\right) \text{ y } 115 \left(\frac{\lambda}{b}\right)$	$51 \left(\frac{\lambda}{a}\right)$
Antena Plana Circular (Caso ideal)	$140 \left(\frac{\lambda}{D}\right)$	$58 \left(\frac{\lambda}{D}\right)$
Antena Sectorial Óptima plano H	$172 \left(\frac{\lambda}{a}\right)$	$67 \left(\frac{\lambda}{a}\right)$
Antena Piramidal Óptima	$172 \left(\frac{\lambda}{a}\right) \text{ y } 115 \left(\frac{\lambda}{b}\right)$	$67 \left(\frac{\lambda}{a}\right) \text{ y } 56 \left(\frac{\lambda}{b}\right)$

Para las Trompetas Óptimas tiene un valor de  $\gamma = 0.64$  de modo que:

$$D \cong 7.5 \cdot \left(\frac{a \cdot b}{\lambda^2}\right) \quad (2.13)$$

Ejemplo: Si  $\frac{a}{\lambda} = 9.48$  y  $\frac{b}{\lambda} = 7.74$  y  $\frac{L}{\lambda} = 30$ , se tiene que:

$$D \cong 7.5 \cdot (9.48 \times 7.74) = 550 \cdot 3 \quad (2.13a)$$

O sea:

$$D \cong 550 \text{ Veces sobre isotr\u00f3pica} \quad (2.13b)$$

Un resumen de todas las f\u00f3rmulas y ecuaciones pertinentes que pueden usarse para determinar la directividad de los cuernos plano E, plano H, piramidales, y c\u00f3nicos se listan en la tabla 2.2.

**Tabla 2.2** Ecuaciones para el c\u00e1lculo de la directividad de los cuernos.  
Fuente: (Johnson, 1992)

Tipo	Directividad
Plano E	$D_E = \frac{64a\rho_1}{\pi\lambda b_1} \left[ C^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda p_1}}\right) + S^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda p_1}}\right) \right]$
Plano H	$D_H = \frac{4\pi b\rho_2}{a_1\lambda} \{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \}$ $u = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda\rho_2}}{a_1} + \frac{a_1}{\sqrt{\lambda\rho_2}} \right), v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda\rho_2}}{a_1} - \frac{a_1}{\sqrt{\lambda\rho_2}} \right)$
Piramidal	$D_p = \frac{\pi\lambda^2}{32ab} D_E D_H$

Cónica	$D_c(dB) = 10 \log_{10} \left[ \epsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2) \right] = 10 \log_{10} \left( \frac{C}{\lambda} \right)^2 - L(s)$ $L(s) = -10 \log_{10}(\epsilon_{ap})$ $\simeq (0.8 - 1.71s + 26.25s^2 - 17.79s^3)$ $s = \frac{d_m^2}{8\lambda l}, d_m \simeq \sqrt{3l\lambda}$
--------	--

**Tabla.2.3** Antena trompeta circular, modo TE.  
**Fuente:** (Johnson, 1992)

$(2\pi a/\lambda) \sin \theta$					
3dB			10dB		
S	Plano-E	Plano-H	Plano-E	Plano-H	GF(ATL+PEL)dB
0.00	1.6163	2.0376	2.7314	3.5189	0.77
0.04	1.6175	2.0380	2.7368	3.5211	0.80
0.08	1.6212	2.0391	2.7536	3.5278	0.86
0.12	1.6273	2.0410	2.7835	3.5393	0.96
0.16	1.6364	2.0438	2.8296	3.5563	1.11
0.20	1.6486	2.0477	2.8982	3.5799	1.30
0.24	1.6647	2.0527	3.0024	3.6115	1.54
0.28	1.6855	2.0592	3.1757	3.6536	1.82
0.32	1.7123	2.0676	3.5720	3.7099	2.15
0.36	1.7471	2.0783	4.6423	3.7863	2.53
0.40	1.7930	2.0920	5.0492	3.8933	2.96
0.44	1.8552	2.1100	5.3139	4.0504	3.45
0.48	1.9441	2.1335	5.5375	4.2967	3.99
0.52	2.0823	2.1652	5.7558	4.6962	4.59
0.56	2.3435	2.2089	6.0012	5.2173	5.28

0.60	3.4329	2.2712	6.3500	5.6872	5.98
0.64	4.3656	2.3652	7.6968	6.0863	6.79
0.64	4.8119	2.5195	8.4389	6.4622	7.66
0.72	51826	2.8181	8.8519	6.8672	8.62

## 2.6 Adaptación de Impedancia de las Antenas Trompetas

La adaptación de impedancia de las trompetas a la guía de onda depende de las reflexiones producidas entre el área de la boca de la antena y el espacio libre, así como de las originadas en la unión de la antena a la guía de onda (Lo & Lee, 2013).

- La ROE introducida por una antena sectorial de plano E en general varía periódicamente entre 1.05 y 1.5 cuando se varía su longitud y tiene sus mínimos cuando la longitud es múltiplo de  $\lambda/2$ .
- La ROE de entrada en la antena trompeta sectorial de plano H difiere de la anterior en que el desacoplamiento entre la antena y la guía de onda es mucho menor entre la boca y el espacio libre. El resultado de ello es que la magnitud de las reflexiones es constante y varía solo en la fase cuando la longitud de la antena trompeta es variada.

Una adaptación de banda ancha se logra por el tratamiento de las dos discontinuidades por separado. El desacoplamiento de la unión con la guía de onda y la trompeta se elimina mediante iris de tipo inductivo y la discontinuidad entre el espacio libre y la boca de la antena mediante una cubierta de plástico del espesor  $\lambda/4$  y la constante dieléctrica apropiada. En general es más fácil lograr mayores anchos de banda en la antena sectorial de plano H que en la de plano E, pues la primera solo necesita corrección en la boca de la antena.

Conocer la impedancia de entrada de una antena trompeta piramidal es mucho más compleja que en las trompetas sectoriales. Sin embargo si la ganancia es mayor de 20 db (100 veces) o más y ángulos de abertura moderados como los del caso óptimo, estas se adaptan muy bien a una guía de onda rectangular que trabaja en el modo

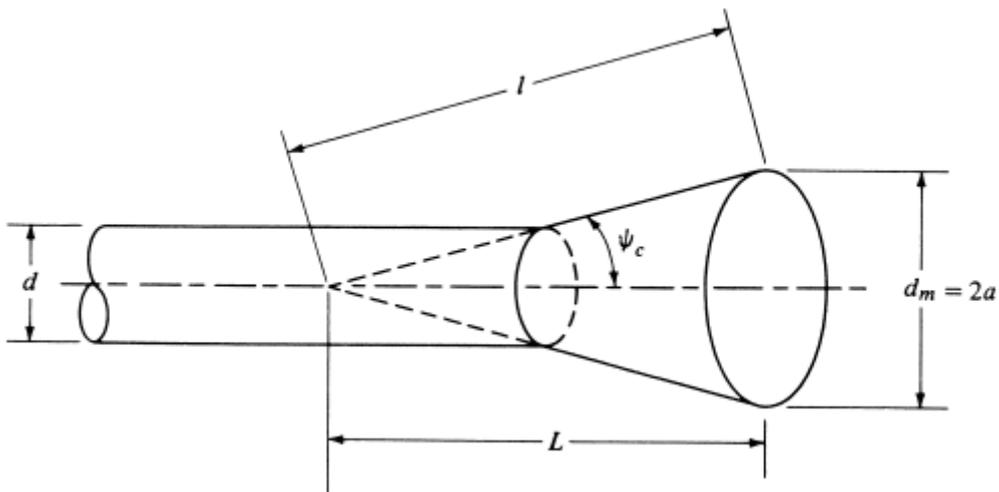
dominante obteniéndose ROE en el orden de 1.03. En el caso de necesitar mayores requerimientos se usan técnicas compensatorias.

## CAPÍTULO 3 DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNA ANTENA TROMPETA CÓNICA

Para la realización del diseño se trabajó con una frecuencia de operación de 5GHz debido a que numerosos terminales implementan servicios para WLAN (estándar IEEE 802.11 a/n).

### 3.1 Método de diseño de la Antena Bocina Cónica

Para diseñar una antena de bocina cónica se parte de dos condiciones, la primera es la frecuencia ( $f$ ) a la que se quiere que opere, así como la ganancia ( $G$ ) que se desea obtener de la misma.



**Figura 3.1.** Antena de bocina cónica con guía de onda circular  
Fuente: (Yang & Rahmat-Samii, 2002)

Para realizar el diseño de antena se fija una ganancia de 15dB y la frecuencia en 5Ghz, y se procede a determinar la longitud de onda ( $\lambda$ ).

$$\lambda = \frac{300}{f(\text{Mhz})} \quad (3.1)$$

Se obtiene que para la frecuencia de 5Ghz la longitud de onda es igual a 6cm.

Luego para hallar las dimensiones de la antena se necesita calcular el diámetro de la apertura y el radio inclinado de la misma mediante las ecuaciones (3.2) y (3.3). Se va a

diseñar una antena trompeta cónica óptima en el sentido de minimizar el radio inclinado para una ganancia dada. Lo cual significa que si se grafica la ganancia como una función del radio de la apertura para un radio inclinado fijo, se descubre una amplia región en la cual la ganancia se presenta mediante crestas.

Graficando una serie de estas líneas con una ganancia de voltaje ordenada, se puede trazar una línea recta en  $S=0.39$  a través de las crestas, por lo tanto la constante de distribución cuadrática de fase( $S$ ) es 0.39 y su GF asociado es de 2.85dB (GF = ATL + PEL) como se puede apreciar en la tabla 2.3.

$$D = \frac{\lambda}{\pi} \times 10^{(\text{ganancia} + \text{GF})/20} \quad (3.2)$$

$$D = \frac{6}{\pi} \times 10^{(15 + 2.85)/20} \quad (3.2a)$$

$$D = 14.9108 \text{cm} \quad (3.2b)$$

$$R = \frac{D^2}{8\lambda S} \quad (3.3)$$

$$R = 11.8767 \text{cm}$$

Para calcular la ganancia de la antena cuyo diámetro ( $D$ ) es 14.9108cm, radio inclinado ( $R$ ) 11.8767cm,  $S=0.39$  y  $\text{GF}=2.85$  a 5Ghz se utiliza siguiente ecuación.

$$\text{Ganancia} = 20 \log \frac{\pi D}{\lambda} - \text{GF} \quad (3.4)$$

$$\text{Ganancia} = 14.9999 \text{db} \quad (3.4a)$$

Se puede apreciar que la ganancia obtenida es aproximadamente igual a la fijada anteriormente.

## 3.2 Métodos de análisis para la solución de problemas de electromagnetismo

### 3.2.1 Problema de las antenas.

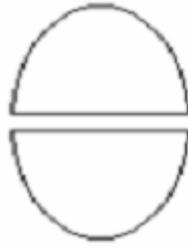
La solución del llamado problema de las antenas no es más que la obtención de las características de radiación e impedancia de una antena en base a las ecuaciones de Maxwell, ajustadas a las condiciones de fronteras impuestas por la geometría de las antenas y por sus fuentes de excitación. Sin embargo, esto aún en el caso de las antenas más simples es un problema que resulta difícil resolver. Todos los enfoques que se emplean hasta el presente pueden clasificarse dentro de tres métodos generales de solución (Yang & Rahmat-Samii, 2002).

- El primer método fue desarrollado por Abraham como un valor de frontera para antenas elipsoidales finas en 1898, como se observa en la figura 3.2 (Yang & Rahmat-Samii, 2002).



**Figura 3.2.** Antena elipsoidal fina.  
Fuente: (Yang & Rahmat-Samii, 2002)

Más tarde fue extendido dicho método por Brillouin a los esferoides achatados de cualquier excentricidad, tal como se muestra en la figura 3.3 (Yang & Rahmat-Samii, 2002).



**Figura 3.3.** Antena elipsoidal achatada.  
Fuente: (Yang & Rahmat-Samii, 2002)

Este método tiene como desventaja principal que solo es aplicable a un número muy limitado de estructuras de antenas, entre las que no se encuentra las antenas formadas por conductores lineales cilíndricos tales como la antena Dipolo Simétrica que se ha escogido como centro del presente análisis por los siguientes motivos (Yang & Rahmat-Samii, 2002):

- Es posiblemente la antena más simple.
- Tiene una impedancia de entrada grande tanto en aplicaciones independientes, como en conjuntos o arreglos de ellas.

Este primer método de solución tiene adicionalmente la desventaja que cuando se alejan de resonancia, la serie converge muy lentamente de forma tal que las soluciones no son apropiadas para computadoras pues exigen un considerable esfuerzo y tiempo de máquina.

- El segundo método general de solución lo desarrolló Schelkunoff a principio de los años cuarenta y las soluciones se obtienen por analogía con las guías de onda abiertas o con las trompetas electromagnéticas.

Si se emplea el método de Schelkunoff se obtienen soluciones en función de ondas transmitidas a lo largo de las antenas. Esto se corresponde a las soluciones de ingeniería correspondiente a las líneas de transmisión en términos de ondas incidente y reflejadas. Una de las ventajas principales de este método consiste en que su procedimiento emplea las teorías de líneas de transmisión y de guías de ondas, las cuales son conocidas por el ingeniero en Telecomunicaciones. Aunque los resultados obtenidos son razonablemente

precisos en un amplio rango de dimensiones y formas de antenas, el uso de este método solo se justificó hasta el surgimiento de otros métodos más precisos.

- El tercer método general de solución del problema de las antenas se basa en la determinación de la distribución de corriente en los conductores de las antenas ya que sus características de radiación e impedancia se pueden determinar con gran precisión a partir el conocimiento de las distribuciones espaciales de corriente en amplitud y fase a lo largo de sus elementos radiadores.

La determinación de la distribución de corriente ha resultado ser un problema difícil aun para los dispositivos radiadores más simples o sea los Dipolos Simétricos, por lo que han existido dos variantes fundamentales de solución:

- La primera, históricamente, presupone a priori que las distribuciones de corriente sigue una ley sinusoidal.
- La segunda, calcula éstas por métodos aproximados. A estos métodos que calculan, aunque en forma aproximada, la corriente se les conoce también como métodos rigurosos de solución.

En el presente, los métodos rigurosos se han impuesto y son cada día más precisos gracias al desarrollo de las posibilidades de cómputo en la actualidad.

### **3.2.2 Clasificación de los distintos métodos de análisis**

Las características de las microondas complican el análisis y diseño de los dispositivos que trabajan en este rango de frecuencias. A pesar de esto, también encontramos ventajas importantes para muchas aplicaciones usadas en la actualidad (Carmona, 2009):

- Las frecuencias de microondas son las más apropiadas para los sistemas radar por su mayor eficiencia a la hora de detectar objetivos (Carmona, 2009).
- Los fenómenos físicos que experimentan los materiales y los tejidos a las frecuencias de microondas se pueden usar para una variedad de aplicaciones

únicas en las áreas de ciencia básica, calentamiento, diagnóstico y tratamiento médico, etc. (Carmona, 2009).

- Se puede obtener un ancho de banda absoluto mayor a frecuencias más altas. Este es un factor muy importante porque las bandas de frecuencia disponibles en el espectro electromagnético son un recurso limitado (Carmona, 2009).
- La ganancia de la antena es proporcional a su tamaño eléctrico. A frecuencias más altas es posible una mayor ganancia de la antena para un tamaño físico dado (Carmona, 2009).

En la actualidad el empleo de sistemas de microondas es importante y sus aplicaciones incluyen control de tráfico aéreo, navegación marina, control de misiles, aviación, vigilancia, telecomunicaciones, entre muchas otras (Carmona, 2009).

Las estructuras en guía de onda son muy fiables en ambientes adversos y por ello apropiadas para las comunicaciones por satélite. Para que una estructura finalmente sea elegida para funcionar en el espacio debe cumplir requisitos muy exigentes ya que no puede repararse o sustituirse por otra nueva. Su comportamiento debe ser satisfactorio no sólo en cuanto a la tarea eléctrica para la que se creó: filtrar, transformar... sino que debe responder correctamente a gentes externos como los cambios de temperatura extremos o la torsión mecánica (Carmona, 2009).

Todos estos requisitos elevan el coste final del producto, y un pequeño error en su diseño haría que no cumpliese alguna de las muchas especificaciones que se les impone, generando grandes pérdidas no sólo debidas al tiempo desaprovechado sino también al gasto en construcción y en banco de pruebas (Carmona, 2009).

Actualmente existen herramientas software comerciales que pueden simular el comportamiento de estos dispositivos, pero el tiempo empleado es muy elevado dado que está basados en métodos generales para poder resolver estructuras muy complejas (Carmona, 2009).

Es el caso por ejemplo del HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) de ANSOFT o del CST *Microwave Studio*. Estos programas simulan el comportamiento

electromagnético de casi cualquier estructura de microondas, resolviéndola mediante métodos numéricos generales como el método de elementos finitos o de diferencias finitas. Ésta es una forma muy apropiada si no sabemos a qué tipo de estructura nos enfrentamos pero a la vez muy poco eficaz si la conocemos. A continuación comentaremos brevemente que se entiende por técnicas de análisis y cuáles son sus principales tipos (Carmona, 2009).

Las técnicas de análisis tienen como objetivo resolver el problema electromagnético del dispositivo bajo estudio, que queda determinado por su estructura física, los materiales que lo componen y la excitación a la que va a ser sometido. En los dispositivos pasivos de microondas, el análisis se limita normalmente al cálculo de los parámetros de dispersión (parámetros S) en una banda de frecuencias de interés (Carmona, 2009).

Tradicionalmente el análisis se basaba en equivalentes circuitales aproximados del dispositivo compuestos por elementos concentrados (bobinas, condensadores,...) y distribuidos (líneas de transmisión), que no tienen en cuenta todas las interacciones electromagnéticas que se producían dentro de la estructura. Actualmente se dispone de técnicas rigurosas que consideran todos los efectos y cuyas predicciones coinciden apreciablemente con las medidas reales de los dispositivos. Información más detallada se puede encontrar en (Simovski, deMaagt, & Melchakova, 2005), pero conviene resaltar estas diferencias generales (Carmona, 2009).

Antes de que la computadora digital fuese desarrollada, el análisis y diseño de dispositivos electromagnéticos y estructuras fueron mayormente experimentales. Con el desarrollo de las computadoras y los lenguajes numéricos se facilitó el análisis de los problemas electromagnéticos que no podían ser resueltos analíticamente. Variadas y poderosas técnicas de análisis numérico se desarrollaron en los últimos cincuenta años. Como el poder de las computadoras continúa creciendo se hace más fácil darle solución a problemas extensos y de gran complejidad que serían prácticamente imposibles de resolver sin el desarrollo computacional que existe en la actualidad.

Las técnicas de análisis pueden clasificarse en dos grandes grupos (habiendo un tercero que sería un híbrido entre los dos) (Carmona, 2009):

- Técnicas puramente numéricas: Dentro de este grupo se pueden considerar el Método de los Elementos Finitos (FEM), Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD), Matriz de Líneas de Transmisión (TLM), Método de los Momentos, Teoría Geométrica de la Difracción, Óptica Física y Teoría Física de la Difracción. Estas técnicas son muy versátiles al no estar sujetas prácticamente a restricciones geométricas ni eléctricas, a costa de tiempos de simulación muy elevados (Carmona, 2009).
- Técnicas casi analíticas: En este grupo se engloba a los métodos con una importante carga analítica, entre los que se encuentran el Método de Separación de Variables, además de las técnicas modales, donde encontramos el Método de Adaptación Modal. En comparación con las técnicas puramente numéricas, las técnicas modales se utilizan para resolver problemas con geometrías y materiales muy concretos. Sin embargo, en los problemas que pueden aplicarse, dan lugar a códigos muy rápidos y eficientes, permitiendo el desarrollo de dispositivos muy sofisticados (Carmona, 2009).

En este trabajo es de interés el conocimiento del Método de los Elementos Finitos (FEM), debido a que es el empleado en HFSS 10.1.2, siendo éste el principal software de simulación en este proyecto, para la comprobación del diseño y optimización.

### **3.2.3 Método del Elemento Finito**

El método de diferencias finitas se puede utilizar con máxima eficiencia en problemas donde es posible definir una malla a lo largo de los ejes coordenados, pero cuando el recinto de integración es de forma compleja muchas veces esto no es posible. En los últimos años se han desarrollado métodos numéricos que permiten resolver situaciones de recintos con fronteras de forma geométrica compleja y también recintos ilimitados, con adecuadas condiciones en el infinito (Fernandez, 2004).

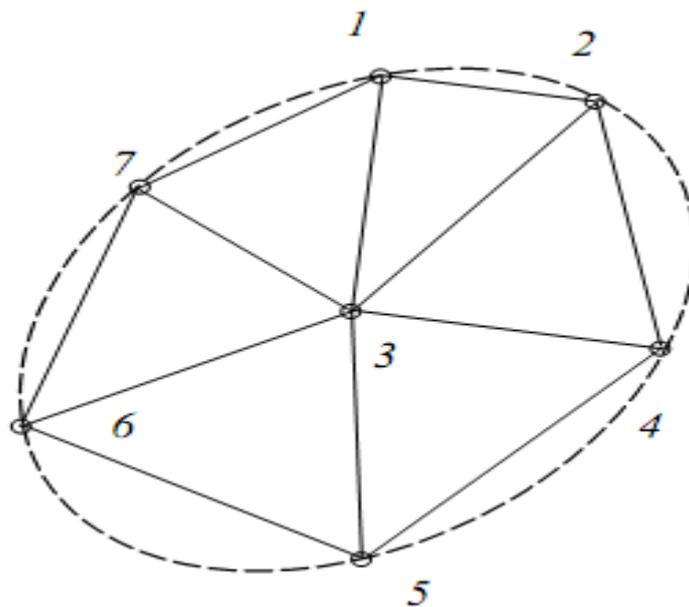
Estos métodos se basan en la técnica de elementos finitos (Finite Element Method-FEM), que tiene su origen en el campo del análisis estructural, y se ha aplicado a

problemas electromagnéticos desde 1968. En este método existen básicamente cuatro pasos (Fernandez, 2004):

- a) dividir el recinto de integración en un número finito de regiones o elementos,
- b) deducir las ecuaciones que describen el potencial y/o los campos dentro de un elemento cualquiera,
- c) plantear las ecuaciones que dan las condiciones de ajuste de las soluciones en las superficies frontera entre elementos, y
- d) resolver estas ecuaciones (Fernandez, 2004).

### 3.2.4. Generación de los elementos finitos

Se divide el recinto de integración en un número de elementos finitos (superficies pequeñas) como se indica en la figura 3.4 para un caso bidimensional. La forma de los elementos puede ser cualquiera, aunque es habitual utilizar triángulos, para los que las ecuaciones de variación del potencial y las condiciones de frontera resultan las más sencillas (los elementos más sencillos en tres dimensiones resultan ser tetraedros) (Fernandez, 2004).



**Figura 3.4.** División del recinto de integración para un caso bidimensional.  
Fuente: (Yang & Rahmat-Samii, 2002)

La variación del potencial eléctrico dentro de un elemento dado (el  $i$ -ésimo) será (Fernandez, 2004):

$$\Phi^{(i)}(x, y).$$

Por superposición, el valor aproximado del potencial dentro del recinto de integración será (Fernandez, 2004):

$$\Phi(x, y) = \sum_{i=1}^N \Phi^{(i)}(x, y) \quad (3.5)$$

Donde  $N$  es el número de elementos finitos en que se ha dividido el recinto de integración. La forma más sencilla del potencial dentro de un elemento es (Fernandez, 2004):

$$\Phi^{(i)}(x, y) = a^{(i)} + b^{(i)}x + c^{(i)}y \quad (3.6)$$

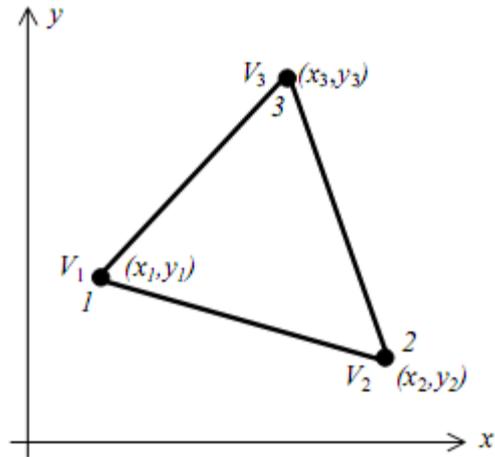
Esta es la llamada aproximación de primer orden, que es sencilla desde un punto de vista matemático, pero involucra en general errores de posible importancia en la determinación de la solución, por lo que generalmente los programas comerciales usan potenciales de orden superior (Fernandez, 2004).

En esta aproximación, el campo eléctrico dentro del elemento es constante (Fernandez, 2004):

$$\vec{E}^{(i)}(x, y) = -\nabla \Phi^{(i)}(x, y) = -(b^{(i)} \hat{x} + c^{(i)} \hat{y}) \quad (3.7)$$

### 3.2.5 Ecuaciones de la solución en cada elemento

A continuación se considerará un elemento triangular como el de la figura 3.5.



**Figura 3.5.** Potenciales en un elemento triangular.  
Fuente: (Yang & Rahmat-Samii, 2002)

Los potenciales en los nodos se obtienen a partir de la ecuación 3.8 (Fernandez, 2004).

$$\Phi(x, y) = a + bx + cy \quad (3.8)$$

Que pueden escribirse según la ecuación matricial (Fernandez, 2004):

$$\Phi(x, y) = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Donde, se suprimen los superíndices que identifican al elemento, ya que se trabajará con uno solo, y, en particular, para los vértices, esta ecuación queda (Fernandez, 2004):

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

De donde se pueden determinar los coeficientes a, b y c (Fernandez, 2004):

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2A} \begin{bmatrix} (x_2y_3 - x_3y_2) & (x_3y_1 - x_1y_3) & (x_1y_2 - x_2y_1) \\ (y_2 - y_3) & (y_3 - y_1) & (y_1 - y_2) \\ (x_3 - x_2) & (x_1 - x_3) & (x_2 - x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Donde A es el área del elemento (Fernandez, 2004):

$$\begin{aligned} 2A &= \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = (x_1y_2 - x_2y_1) + (x_3y_1 - x_1y_3) + (x_2y_3 - x_3y_2) \\ &= [(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)] \end{aligned} \quad (3.12)$$

El valor de A es positivo si se numeran los nodos en el sentido anti horario, como se muestra en la figura 3.4. Reemplazando los coeficientes en la ecuación 3.11 (matricial) se obtiene el potencial dentro del elemento en función de los potenciales de sus vértices (Fernandez, 2004):

$$\Phi(x, y) = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \frac{1}{2A} \begin{bmatrix} (x_2y_3 - x_3y_2) & (x_3y_1 - x_1y_3) & (x_1y_2 - x_2y_1) \\ (y_2 - y_3) & (y_3 - y_1) & (y_1 - y_2) \\ (x_3 - x_2) & (x_1 - x_3) & (x_2 - x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Que también puede escribirse:

$$\Phi(x, y) = \sum_{i=1}^3 \alpha_i(x, y) \Phi_i$$

Dónde:

$$\begin{aligned} \alpha_1(x, y) &= \frac{1}{2A} [(x_2y_3 - x_3y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y] \\ \alpha_2(x, y) &= \frac{1}{2A} [(x_3y_1 - x_1y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y] \\ \alpha_3(x, y) &= \frac{1}{2A} [(x_1y_2 - x_2y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y] \end{aligned}$$

Se observa que la ecuación FEM, da el potencial (aproximado) en cualquier punto en el interior del elemento, y que las funciones  $\alpha_i(x, y)$  son funciones de interpolación lineal, en este caso en que elegimos un método de primer orden, estas funciones se conocen como funciones de forma del elemento, y satisfacen las propiedades (Fernandez, 2004):

$$\alpha_i(x_j, y_j) = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad \sum_{i=1}^3 \alpha_i(x, y) = 1$$

En el caso de las diferencias finitas, el método da el potencial (aproximado) solamente en los puntos de la malla de integración. Se puede interpolar (en un paso posterior) para obtener el potencial en cualquier punto del recinto de integración. Hasta aquí hemos realizado solamente una descripción geométrica de la forma de expresar el potencial eléctrico en una región en términos de los valores que adopta en un conjunto de nodos que forman los elementos finitos. La física del problema se introduce en general a través de consideraciones energéticas: de las infinitas soluciones posibles a un problema de potencial debe seleccionarse aquella que hace mínima la energía del campo. Si suponemos que el recinto de integración plano representa una sección de un recinto espacial, la energía por unidad de longitud asociada a un elemento está dada por (Fernandez, 2004):

$$w = \frac{1}{2} \int \epsilon \left| \vec{E} \right|^2 dS = \frac{1}{2} \int \epsilon |\nabla \Phi|^2 dS \quad (3.14)$$

Pero, usando la ecuación FEM (Fernandez, 2004):

$$|\nabla \Phi|^2 = \nabla \Phi \bullet \nabla \Phi = \left[ \sum_{i=1}^3 \Phi_i \vec{\nabla} \alpha_i(x, y) \right] \cdot \left[ \sum_{i=1}^3 \Phi_i \vec{\nabla} \alpha_i(x, y) \right] = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \Phi_i \Phi_j \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} \alpha_j \quad (3.15)$$

Y entonces:

$$w = \frac{1}{2} \int \epsilon \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \Phi_i \Phi_j \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} \alpha_j dS = \frac{1}{2} \epsilon [\Phi]^T C [\Phi] \quad (3.16)$$

Donde  $[\Phi]$  es el vector de potenciales de los vértices (Fernandez, 2004):

$$[\Phi]^T = [\Phi_1 \quad \Phi_2 \quad \Phi_3]$$

Y  $C$  es una matriz de coeficientes (Fernandez, 2004):

$$C = \{C_{ij}\} = \int \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} \alpha_j dS$$

La matriz  $C$  se conoce como matriz de coeficientes de elementos (en mecánica estructural se conoce como matriz de rigidez). El coeficiente  $C_{ij}$  puede considerarse como un factor de acoplamiento entre los nodos  $i$  y  $j$ . La forma explícita de estos coeficientes se puede obtener a partir de su definición, como por ejemplo (Fernandez, 2004):

$$\begin{aligned} C_{12} &= \int \vec{\nabla} \alpha_1 \cdot \vec{\nabla} \alpha_2 dS = \frac{1}{4A^2} [(y_2 - y_3)(y_3 - y_1) + (x_3 - x_2)(x_1 - x_3)] \int dS \\ &= \frac{1}{4A} [(y_2 - y_3)(y_3 - y_1) + (x_3 - x_2)(x_1 - x_3)] \end{aligned} \quad (3.17)$$

También es posible demostrar que  $C_{ij} = C_{ji}$ , es decir, que la matriz de coeficientes de elementos es simétrica (Fernandez, 2004).

### 3.2.6 Ensamble de las soluciones para el conjunto de elementos

Una vez resuelto el problema para un elemento, es necesario ensamblar todos los elementos para hallar la solución en todo el recinto de integración, una forma de hacerlo es a través de la minimización de la energía del conjunto (Fernandez, 2004).

La energía del elemento  $i$ -ésimo es (Fernandez, 2004):

$$w = \sum_{i=1}^N W^{(i)} = \frac{\epsilon}{2} [\Phi]^T C [\Phi]$$

Y la energía del conjunto de elementos es (Fernandez, 2004):

$$w^{(i)} = \frac{\varepsilon}{2} [\Phi^{(i)}]^T C^{(i)} [\Phi^{(i)}]$$

El problema más importante en este punto es expresar la matriz de coeficientes global  $C$  en términos de las matrices de coeficientes de elementos  $C^{(i)}$ . Para ello se establecen relaciones topológicas en la red, de acuerdo a la conexión entre los nodos. Los coeficientes de la matriz global tienen varias propiedades generales (Fernandez, 2004):

- 1) es simétrica ( $C_{ij} = C_{ji}$ );
- 2) es una matriz poco densa (sparse) y de banda, debido a que  $C_{ij} = 0$  si no hay conexión entre los nodos  $i$  y  $j$ .
- 3) es una matriz singular, debido a que sus filas (o columnas) no son linealmente independientes (Fernandez, 2004).

### 3.2.7 Resolución del sistema de ecuaciones lineales

El cálculo variacional establece que la ecuación de Laplace (o de Poisson) se satisface cuando la energía total en la región considerada es mínima. Esto lleva a que las derivadas parciales de la energía total respecto de cada valor de potencial de nodos sean cero (Fernandez, 2004):

$$\frac{\partial W}{\partial \Phi_k} = 0 \quad k = 1, 2, \dots, n$$

Estas ecuaciones nos llevan a un sistema lineal homogéneo (Fernandez, 2004):

$$\sum_{i=1}^N \Phi_i C_{ik} = 0$$

Cuya solución se puede obtener por diversos métodos, entre ellos el de relajación (Fernandez, 2004).

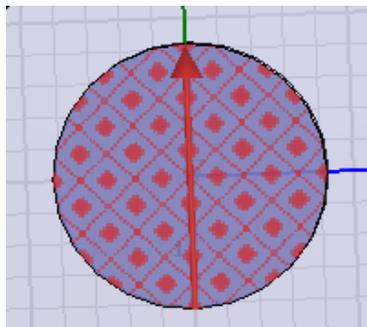
Como actualmente se diseñan y construyen dispositivos con altas prestaciones a muy corto plazo, no es siempre factible el uso de técnicas puramente numéricas debido a sus elevados tiempos de simulación, además es necesario destacar que durante el diseño de un dispositivo mediante optimización numérica se realizan miles de simulaciones para obtener las dimensiones óptimas, incidiendo de manera crítica en los plazos de entrega. Éste es el principal motivo que ha llevado a estudiar la herramienta Algoritmos Genéticos y Búsqueda Directa (Carmona, 2009).

### 3.3 Simulación de la antena

Se realiza la simulación de la antena utilizando primero el software Ansoft HFSSv10.1.2 y luego en el software PCAAAD 5.0 para comparar los resultados.

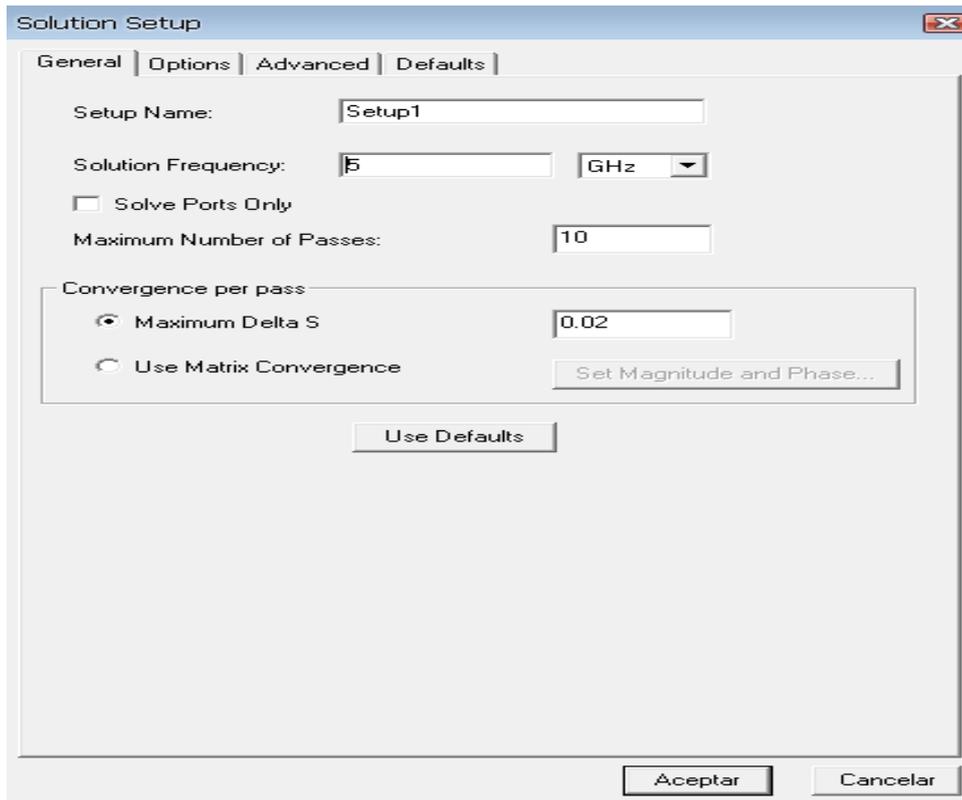
#### Simulación de la antena en el software Ansoft HFSSv10.1.2.

Después de proceder a dibujar la antena en el software, se desarrollan otras acciones para que pueda ser simulada. Primero se le coloca un puerto cargado a  $50 \Omega$ , que es la impedancia de entrada que se desea obtener. En la siguiente figura 3.6 se puede observar este puerto de alimentación.

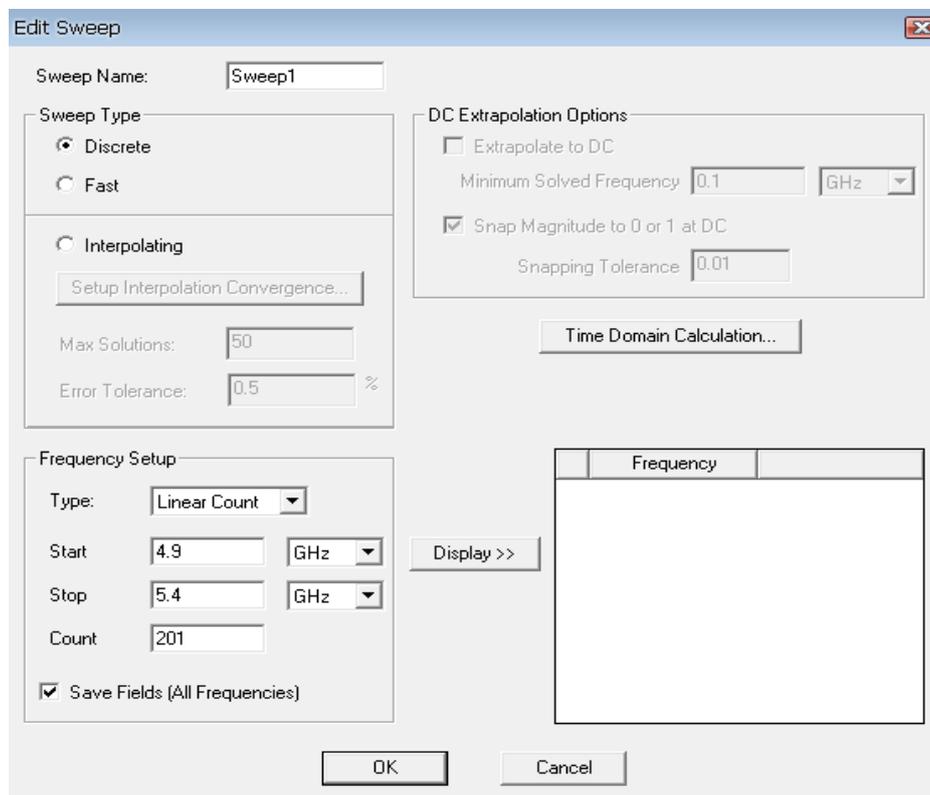


**Figura 3.6.** Vista del puerto de alimentación tomada del Ansoft HFSSv10.1.2  
Descargada por el Autor

Para simular las condiciones de campo lejano en la radiación de la antena, se inserta ésta dentro de una caja de aire, a la que se le otorgan condiciones de frontera de radiación. Para que pueda ser desarrollada la simulación, se declara una frecuencia solución, además de un barrido para observar el comportamiento de la antena en una banda dada. En la figura 3.7 se puede ver la declaración de la solución y en la figura 3.8 el barrido.

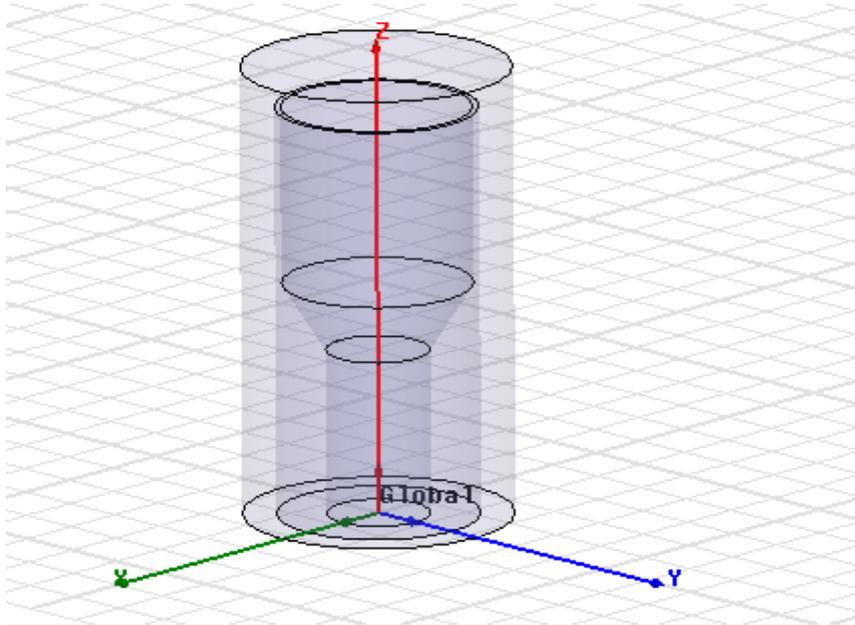


**Figura 3.7.** Vista de la declaración de la solución tomada del Ansoft HFSSv10.1.2.  
Descargada por el Autor



**Figura 3.8.** Vista del barrido tomada del Ansoft HFSSv10.1.2.  
Descargada por el Autor

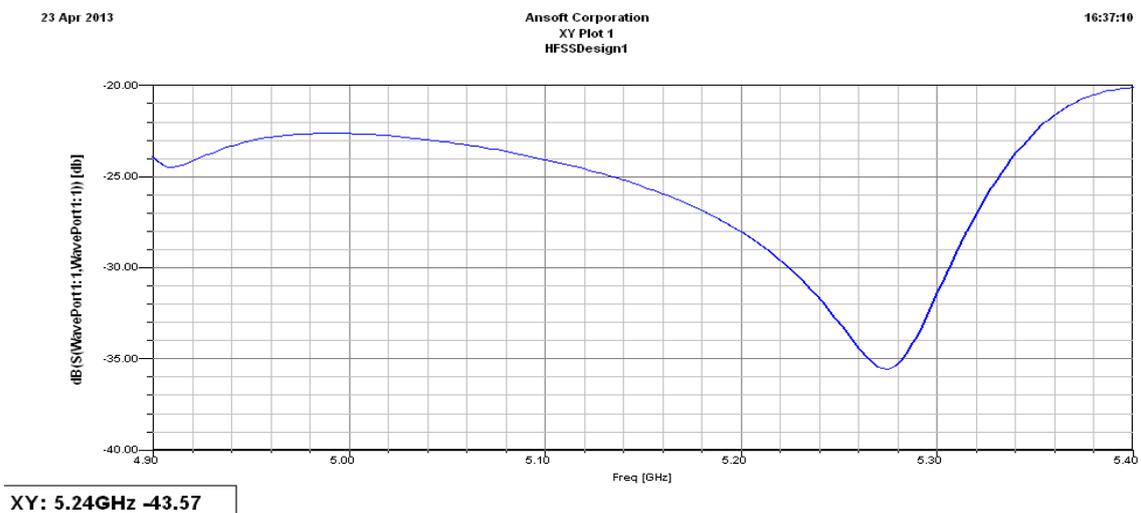
Finalmente la antena lista para simular es mostrada a continuación.



**Figura 3.9.** Vista del diseño tomada del Ansoft HFSSv10.1.2.  
Descargada por el Autor

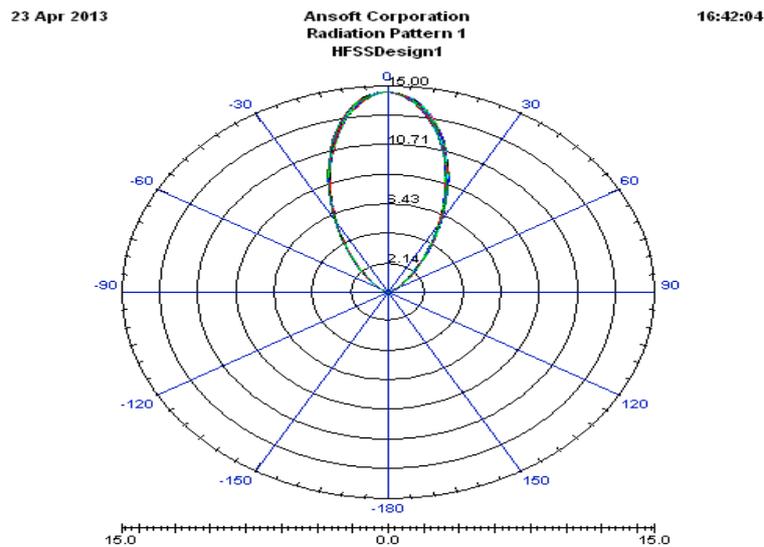
Luego de la simulación, se obtienen los siguientes resultados:

1- En la Fig. 3.10, se observa la respuesta de frecuencia de las Pérdidas de Retorno (dB) del diseño. La antena resuena a la frecuencia 5.24GHz, teniendo para la misma unas pérdidas de retorno de -43.57 db.

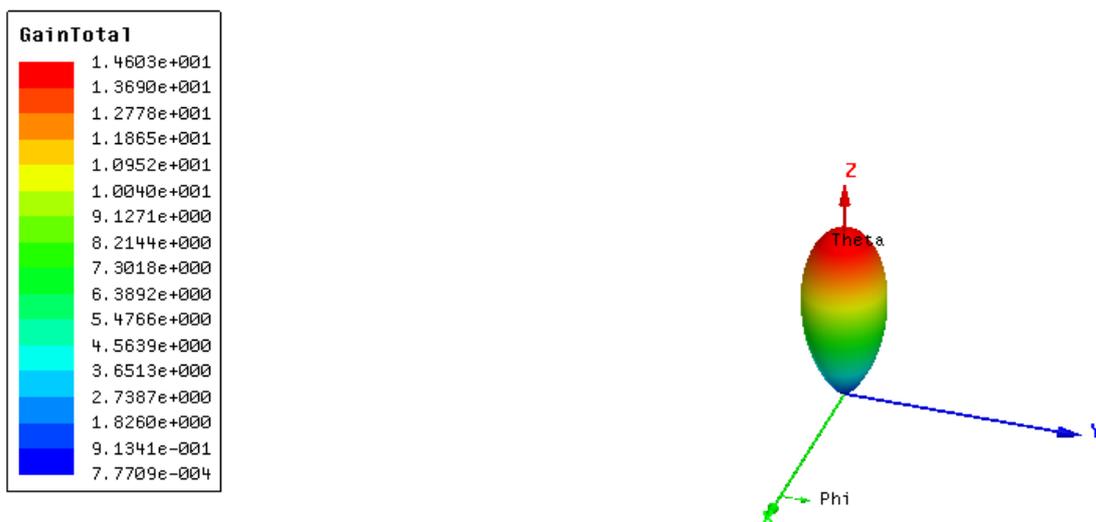


**Figura 3.10.** Gráfica de las Pérdidas de Retorno vs Frecuencia simuladas en el Ansoft HFSSv10.1.2.  
 Descargada por el Autor

2- En las Fig. 3.11 y 3.12 se presentan los diagramas de radiación para el campo lejano en 2D y 3D para la frecuencia 5GHz. Como se aprecia, la radiación es direccional, con una ganancia cercana a 15 dB.



**Figura 3.11.** Diagrama de radiación en 2D simulado en el Ansoft HFSSv10.1.2.  
 Descargada por el Autor



**Figura 3.12.** Diagrama de radiación en 3D obtenido en el Ansoft HFSSv10.1.2.  
 Descargada por el Autor

En la Fig.3.13 se puede apreciar la declaración de soluciones, tomada del software PCAAD 5.0.

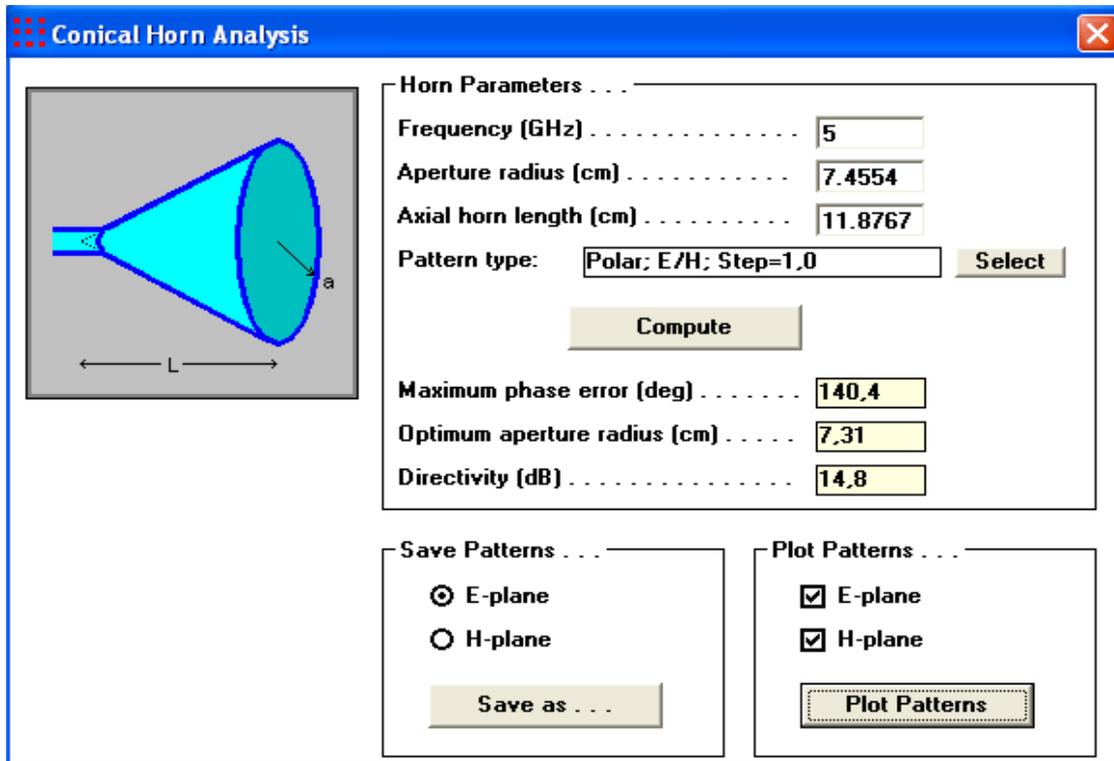


Figura 3.13. Simulación de la antena en el software PCAAD 5.0.  
Descargada por el Autor

## CONCLUSIONES

Se realizó una caracterización de los parámetros fundamentales a tener en cuenta para el diseño de antenas trompetas.

Se profundizó en los métodos de análisis de estructuras, en especial en el Método del Elemento Finito empleado por el software de ANSOFT: *HFSS 10.1.2*.

Se diseñó una antena bocina cónica óptima para obtener una ganancia de 15dB operando a una frecuencia de 5GHz.

Se realizó la simulación de la antena a 5 GHz y se obtuvo un diagrama de radiación direccional, objetivo esencial para su uso en enlaces punto a punto en la comunicación inalámbrica.

La antena obtenida fue simulada en los software *HFSS 10.1.2* y *PCAAD 5.0*, pudiendo así comprobar el correcto desempeño de las mismas.

## **RECOMENDACIONES**

Profundizar en los parámetros y criterios de diseño de estas antenas para lograr configuraciones más eficientes.

Construir y medir la antena propuesta para comparar las simulaciones con los experimentos y verificar la factibilidad del diseño.

Emplear la herramienta de optimización que posee el software *HFSSv 10.1.2*.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Aberle, J., Loepsinger-Romak, R., & Balanis, C. (2007). *Active Antennas with Non-Foster Matching Networks*. Morgan and Claypool Publishers.

Anderson, T. (2011). *Plasma Antennas*. Norwood: Artech House.

ARRL-Inc. (2009). *Basic Antennas. First Edition*. Amer Radio Relay League A.

ARRL-Inc. (2011). *ARRL (American Radio Relay League) Antenna Book 22nd Edition*. Amer Radio Relay League.

Balanis, C. (2005). *Antenna Theory. Analysis and Design. Third Edition*. Hoboken, New Jersey.: Wiley-Interscience. John Wiley & Sons, Inc.

Carmona, F. (Mayo de 2009). *Analisis y optimizacion de circuitos de microondas en guía de onda*. Obtenido de <http://arantxa.ii.uam.es/>:  
<http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20090506FranciscoCarmona.pdf>

Carr, J., & Hippisley, G. (2011). *Practical Antenna Handbook Fifth Edition*. McGraw-Hill Companies, Inc.

Elliott, R. (2003). *Antenna Theory and Design. Revised Edition*. United States of America: Wiley-IEEE Press.

Fan, Y., & Rahmat-Samii, Y. (2003). Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground plane for low profile wire antenna applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, (Volume:51 , Issue: 10 )*, 2691-2703.

Fernandez, J. (2004). *Metodos Numéricos*. Obtenido de <http://es.slideshare.net/>: <http://es.slideshare.net/ajotasal/7-numerico1>

Ferrando, M., & Valero, A. (s.f.). *Antenas*. Obtenido de <http://www.upv.es/>:  
[http://www.upv.es/antenas/Documentos\\_PDF/Notas\\_clase/Tema\\_1.PDF](http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Tema_1.PDF)

Garces, O. (21 de Octubre de 2012). *Antenas*. Obtenido de <http://es.slideshare.net/>: <http://es.slideshare.net/OscarGarcesTorres/antenas-14822491>

Johnson, R. (1992). *Antenna Engineering Handbook. Third Edition*. New York: McGraw-Hill .

Kraus, J., & Marhefka, R. (2001). *Antennas. 3rd. Edition*. Singapore: McGraw-Hill Education.

Kumar, R. (2011). *Plasma Antenna: Experimental Studies on Plasma Antennas*. LAP LAMBERT Academic Publishing.

Lavagnino, L. (Febrero de 2006). *Evaluación de la radiación emitida por las antenas base de Telefonía celular en la ciudad de Guatemala, con base en los estándares permitidos internacionalmente*. Obtenido de Universidad de San Carlos de Guatemala: [http://biblioteca.usac.edu.gt/tesis/08/08\\_0164\\_EO.pdf](http://biblioteca.usac.edu.gt/tesis/08/08_0164_EO.pdf)

Lo, Y., & Lee, S. (2013). *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design*. New York: Springer.

Mailloux, R. (2005). *Phased Array Antenna Handbook, Second Edition*. Norwood, MA: Artech Print.

Medak, D. (7 de Diciembre de 2014). *Antenas-ULAT*. Obtenido de [https://sites.google.com: https://sites.google.com/site/antenasulat/parametros-de-una-antena](https://sites.google.com/site/antenasulat/parametros-de-una-antena)

Milligan, T. (2005). *Modern Antenna Design. Second Edition*. United States of America: JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION.

Ranga, Y., Matekovits, L., Esselle, K., & Weily, A. (2011). Multi-octave frequency selective surface re°ector for ultra-wideband antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 10*, 219-222.

Ray, K., & Ranga, Y. (2007). Ultrawideband printed elliptical monopole antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, (Volume:55 , Issue: 4 )*, 1189-1192. Obtenido de [http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=4148081&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs\\_all.jsp%3Farnumber%3D4148081](http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=4148081&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D4148081)

Rivera, C., & Gómez, Y. (2009). *Diseño, simulacion y construccion de una antena para la propagacion de señales a una frecuencia de 2.4 GHZ*. Obtenido de Corporacion universitaria minuto de Dios: [repository.uniminuto.edu:8080/jspui/bitstream/10656/2617/1/TTI\\_RiveraMontalvoRocio\\_2009.pdf](repository.uniminuto.edu:8080/jspui/bitstream/10656/2617/1/TTI_RiveraMontalvoRocio_2009.pdf)

Schmidt, P. (Agosto de 2004). *Medidas en Sistemas de Antenas de Radio Móvil con el R&S FSH*. Obtenido de <http://www.isotest.es/>:

<http://www.isotest.es/web/Soporte/Formacion/Notas%20de%20aplicacion/Rohde/Medidas%20en%20antenas%20con%20el%20FSH.pdf>

Simovski, C., deMaagt, P., & Melchakova, I. (2005). High-impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, (Volume:53 , Issue: 3 ), 908-914.

Sohn, J., Tae, H.-S., Lee, J.-G., & Lee, J.-H. (2005). Comparative Analysis of Four Types of high-impedance surfaces for low profile antenna applications. *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE (Volume:1A )*, 758 - 761 Vol. 1A.

Stutzman, W., & Thiele, G. (2012). *Antenna Theory and Design. Third Edition*. United States of America: Wiley.

Uher, J., & Bornemann, J. (1993). *Waveguide components for antenna feed systems: Theory and CAD* . London: Artech House Publishers.

Volakis, J. (2007). *Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition* . United States of America: McGraw-Hill Professional.

Volakis, J., Chen, C.-C., & Fujimoto, K. (2010). *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*. United States of America: McGraw-Hill Professional.

Yang, F., & Rahmat-Samii, Y. (2002). Applications of Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structures in Microwave Antenna Designs. *2002 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2002. Proceedings. ICMMT 2002.* , 528-531.

## GLOSARIO DE TÉRMINOS

<b>Término</b>	<b>Español</b>	<b>Inglés</b>
2D	Dos dimensiones	
3D	Tres dimensiones	
BW	Ancho de Banda	Bandwidth
RF	Radio Frecuencia	Radio Frequency
ROE	Razón de Onda Estacionaria	
TE	Transversal eléctrico	Transversal Electric
TM	Transversal magnético	Transversal Magnetic
WLAN	Red Inalámbrica de Área Local	Wireless Local Area Network

# ANEXOS

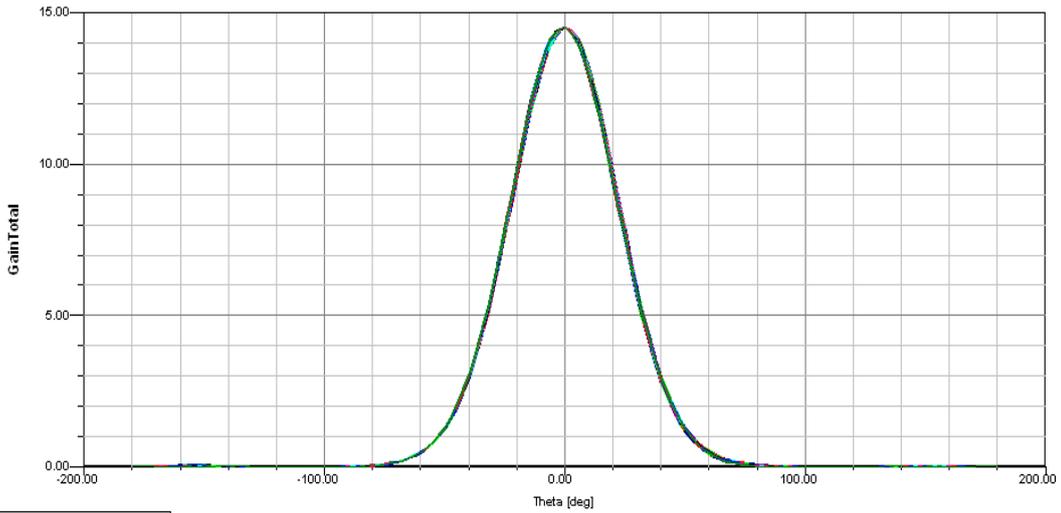
## Anexo #1

Diagramas de radiación de la antena bocina cónica diseñada.

16 Mar 2013

Ansoft Corporation  
XY Plot 2  
HFSSDesign1

18:21:05

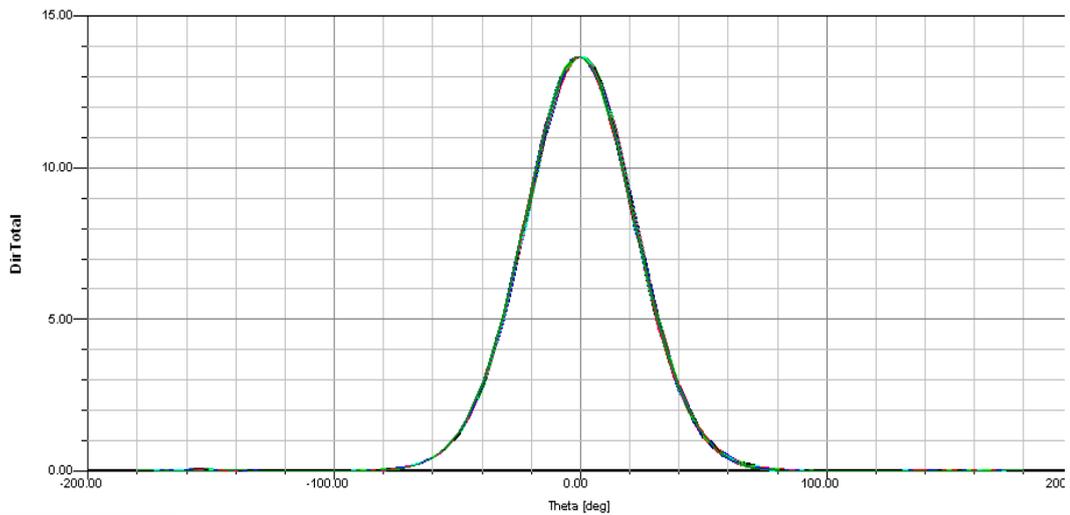


*Ganancia total de la antena simulada en el Ansoft HFSSv10.1.2.*

16 Mar 2013

Ansoft Corporation  
XY Plot 3  
HFSSDesign1

18:23:4



*Directividad total de la antena simulada en el Ansoft HFSSv10.1.2.*

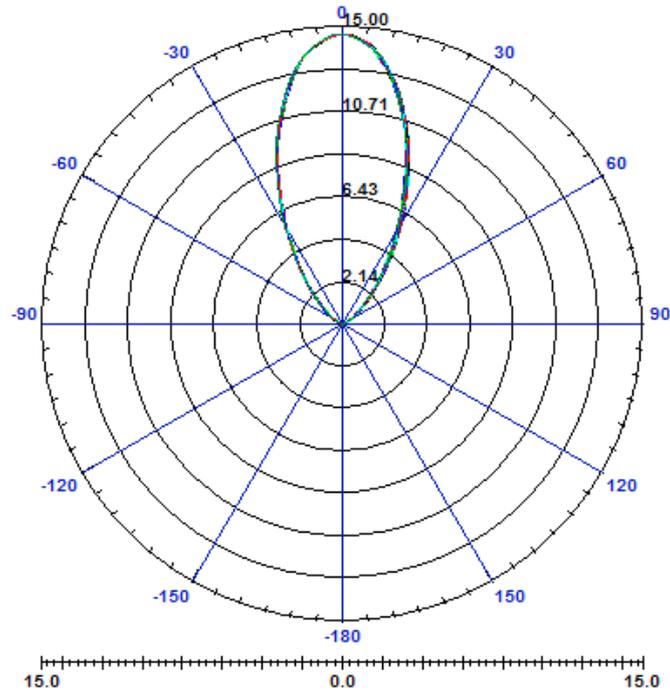


Diagrama de radiación obtenido en el Ansoft HFSSv10.1.2.en 2D en coordenadas polares.

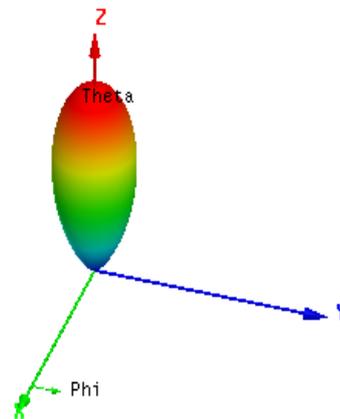
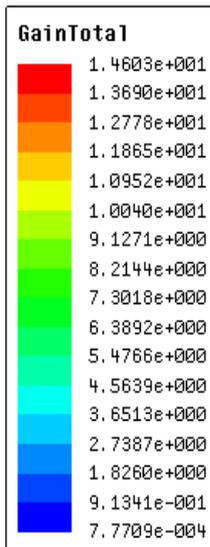


Diagrama de radiación en 3D obtenido en el Ansoft HFSSv10.1.2.

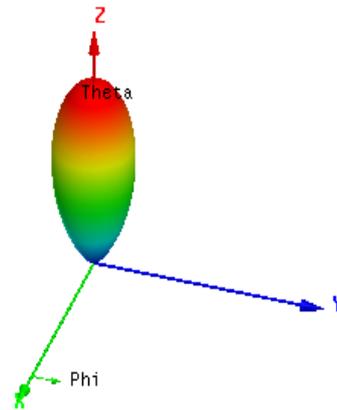
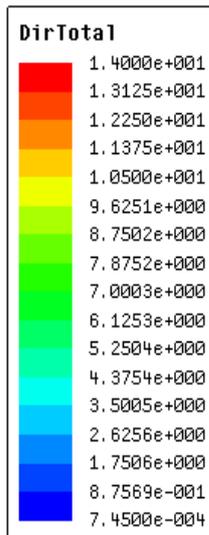


Diagrama de radiación en 3D obtenido en el Ansoft HFSSv10.1.2.

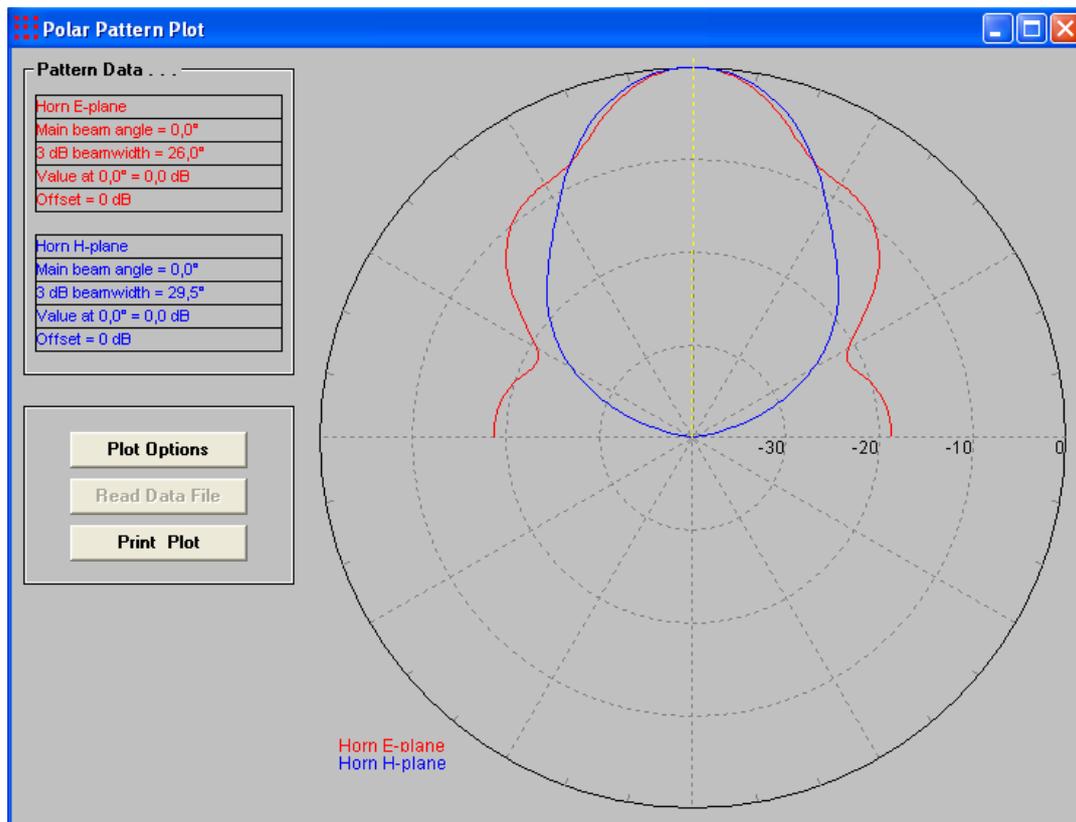
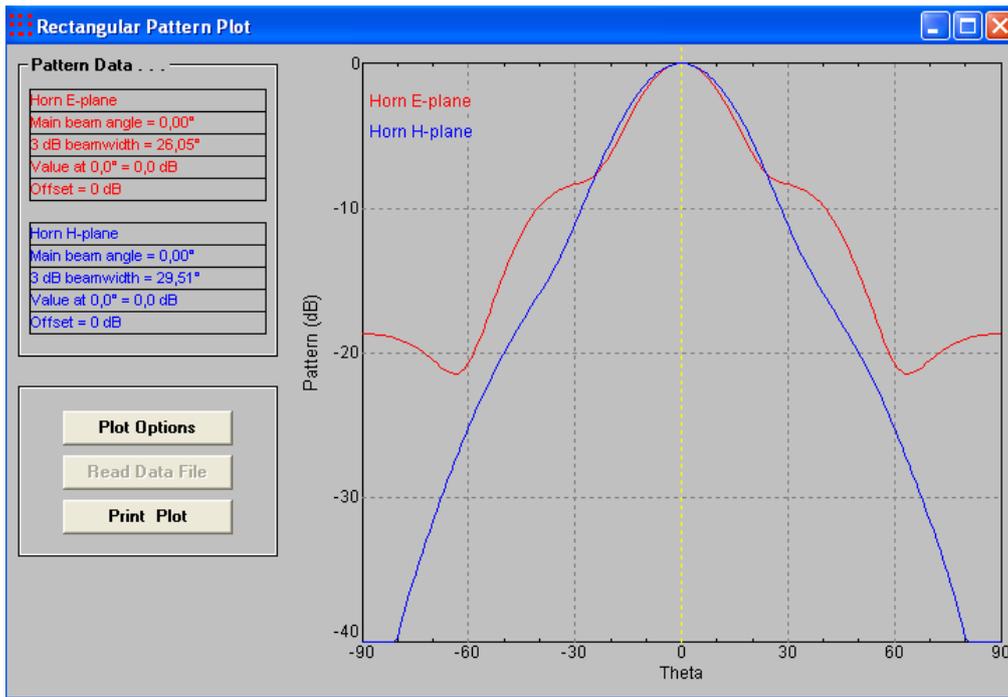
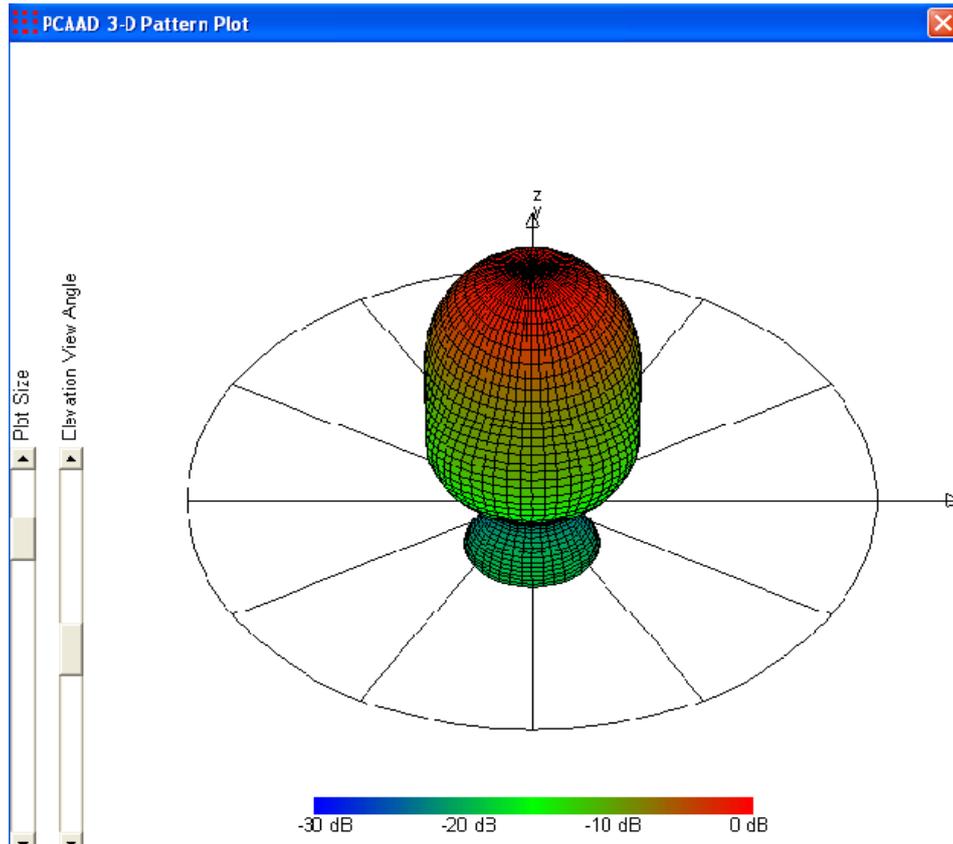


Diagrama de radiación obtenido en el PCAAD 5.0 en coordenadas polares.



*Diagrama de radiación obtenido en el PCAAD 5.0 en coordenadas rectangulares.*



*Diagrama de radiación obtenido en el PCAAD 5.0 en 3D.*