

DESARROLLO DE UNA ANTENA DE BANDA ULTRA ANCHA PARA CEM Y PARA CALIBRACIÓN DE ANTENAS

Mariano Botello P. ⁽¹⁾, Victoria Molina L. ⁽¹⁾, Israel García R. ⁽¹⁾, Hildeberto Jardón A. ⁽²⁾

⁽¹⁾ División de Mediciones Electromagnéticas, Centro Nacional de Metrología,
Carr. a Los Cués km 4,5, El Marqués Querétaro, México

Tel: (442) 211-0500, Ext.:3460, mbotello@cenam.mx, vmolina@cenam.mx, igarcia@cenam.mx

⁽²⁾ Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN
Av. IPN 2508, Zacatenco, México D.F.

Tel: (55) 50613779, hjardon@cinvestav.mx

Resumen: En el área de compatibilidad electromagnética (CEM), existe una fuerte necesidad de ampliar el intervalo de frecuencias de operación de los sistemas de medición de emisiones y de inmunidad de equipo eléctrico, electrónico y de telecomunicaciones, así como de los sistemas de calibración de antenas. Esta necesidad es generada por un crecimiento en la demanda de servicios de comunicación inalámbricos y de un uso más intensivo de señales de radiofrecuencia y microondas. Siendo la antena un elemento fundamental en todo sistema de medición y generación de campos electromagnéticos, es necesario que cumpla con requerimientos impuestos por el sistema de medición. Esta necesidad de antenas especialmente diseñadas para operar en anchos de banda muy amplios motivó el presente trabajo. El propósito del presente trabajo es describir como se diseñó, construyó y caracterizó una antena de banda ultra ancha, con características metroológicas que permitirían su empleo como patrón de referencia en la calibración de antenas y para el estudio de la CEM de equipo eléctrico, electrónico y de telecomunicaciones. La antena desarrollada es del tipo corneta piramidal con doble cresta (DRGH); en su diseño se emplearon teorías simples de redes de RF y herramientas de simulación de estructuras electromagnéticas. La construcción del prototipo se llevó a cabo en el laboratorio de fabricación del CENAM y su caracterización experimental se hizo en las instalaciones del laboratorio de calibración de antenas. Los resultados obtenidos indican que el prototipo desarrollado es adecuado para los propósitos establecidos en la banda de 1 GHz a 14 GHz.

1. INTRODUCCION

Mundialmente se observa un crecimiento colosal en la demanda de servicios de comunicaciones inalámbricos y un uso generalizado de señales de radiofrecuencia, atribuido en parte a las nuevas necesidades de comunicación del hombre moderno, tanto personales como de negocios, y en parte a la generación de servicios móviles que usualmente eran fijos, como es el caso de la telefonía y las redes de datos o Internet. Esta tendencia trae consigo la necesidad del uso intensivo del espectro radioeléctrico, por lo que es imprescindible cuestionarse el cómo podrán coexistir todos estos sistemas, que emplean señales de radiofrecuencia, sin causarse interferencia. La respuesta a esta interrogante hace que la CEM sea un asunto de primordial importancia, siendo urgente el desarrollo de sistemas de medición confiables que permitan la evaluación de los niveles de emisión y susceptibilidad de equipo eléctrico y electrónico.

Es imperioso que los sistemas de medición sean capaces de cubrir el ancho de banda más amplio posible, porque de esa manera no es necesario

detener las mediciones para cambiar a la siguiente banda de frecuencias, con lo cual se minimizan los errores provenientes de la intervención humana. Siendo la antena un elemento fundamental en todo sistema de medición o generación de campos electromagnéticos, es necesario que cumpla con requerimientos similares a los impuestos al sistema del que forma parte. Para calibración de antenas y aplicaciones de CEM, la antena debe satisfacer requisitos tales como [1]: Ser capaz de operar en un intervalo de frecuencias muy amplio con un desempeño equivalente al de todo un conjunto de antenas con anchos de banda angosto, para lo cual las características de su diagrama de radiación deben permanecer constantes en toda la banda de operación, su impedancia debe ser cercana a 50Ω en todo el intervalo (esto es, en términos de la relación de onda estacionaria ROE, esta debe ser menor a 2); debe manejar potencias altas que le permitan la emisión de campos electromagnéticos intensos requeridos en mediciones de inmunidad, para esta última aplicación el ancho del lóbulo principal debe ser lo suficientemente amplio como para iluminar de manera uniforme los equipos bajo estudio (típicamente mayor a 20°).

En la literatura se encontró que las antenas DRGH presentan las características requeridas y que las mantienen en gran parte de su intervalo de operación. Además, son relativamente sencillas de construir, no necesitan red de acoplamiento y son direccionales, lo cual contribuye a que sean ampliamente utilizadas en aplicaciones de CEM y como antenas de referencia para la calibración de otras antenas en el intervalo de 200 MHz a 40 GHz. Por ejemplo, la norma ANSI C63.4 [2], cláusula 4.1.5.4, recomienda utilizarla para mediciones de campo eléctrico de 1 GHz a 10 GHz. La norma militar Mil-Std 461-E [3] establece que la antena debe utilizarse en el intervalo de 200 MHz a 18 GHz. La Norma NMX-I-175/01-NYCE-2003 [4] sugiere usarla en medición de campo eléctrico de 1 GHz a 18 GHz. A pesar de la importancia adquirida por estas antenas, existe muy poca información para su diseño y de su desempeño. Por ese motivo, en este trabajo se profundizó en su estudio.

2. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DRGH

El modelo analizado en éste trabajo posee una guía de onda rectangular con doble cresta terminada en uno de sus extremos en una transición de guía de onda a coaxial y en el otro en una sección piramidal, figura 1. La transición de guía de onda a coaxial propicia la propagación de uno de los modos fundamentales de la guía de onda, en este caso el eléctrico transversal (TE₁₀). Desde los primeros diseños, fue evidente la importancia de asegurar la propagación del modo TE₁₀ en el mayor ancho de banda posible, ya que la propagación de modos de orden más alto modifica de manera indeseable las características de radiación. La transición consta de un conector de entrada para cable coaxial, seguido de una línea coaxial y de una cavidad localizada detrás de la alimentación coaxial, figura 2.

La guía de onda está formada por una cresta

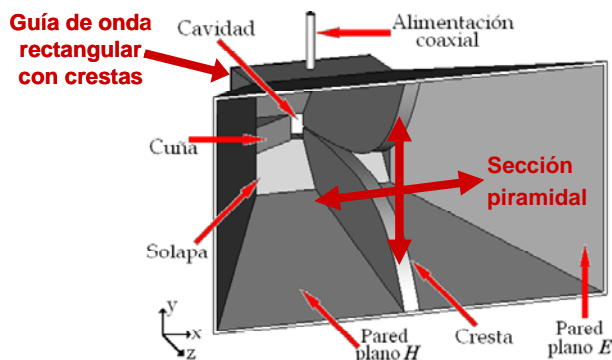


Figura 1 Antena DRGH

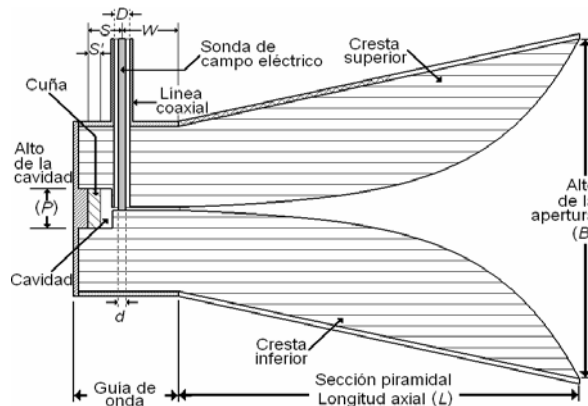


Figura 2 Sección transversal en el plano E

superior, una inferior, por bordes inclinados en el plano H (plano x-z) y por un par de cuñas colocadas entre los bordes, figura 3. La presencia de las crestas disminuye la frecuencia de corte del modo TE₁₀ y aumenta la frecuencia de corte de los modos de orden más alto (TE₂₀, TE₃₀,...). La sonda de campo eléctrico es una continuación del conductor central del conector y se coloca en el centro de la guía de onda para evitar la excitación del modo TE₂₀ [5]. El par de crestas en el centro de la guía de onda se extienden a lo largo de la sección piramidal, y su forma particular sirve para proveer una transición entre la impedancia característica de la guía de onda y la del espacio (377 Ω) [6].

3. ANALISIS DE LA ANTENA DRGH

El diseño de la antena puede abordarse de dos maneras. En una de ellas puede utilizarse algún método teórico sofisticado para predecir sus características de radiación. Sin embargo, estos métodos requieren simplificaciones de la geometría de la estructura; ya que no son capaces de tomar en consideración la alimentación coaxial, por lo cual no son muy adecuados para la antena. La segunda opción, y la más viable para conocer su desempeño, es mediante el uso intensivo de herramientas de simulación de estructuras electromagnéticas.

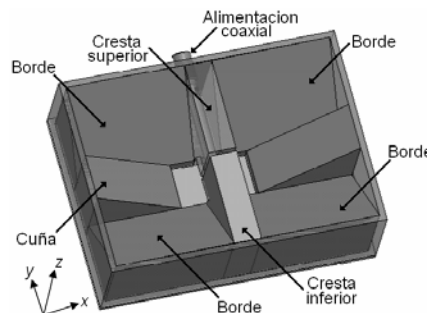


Figura 3 Guía de onda con doble cresta

Ciertamente la antena tiene muchos parámetros a considerar, por esa razón las dimensiones iniciales de algunos parámetros se tomaron de sugerencias de la literatura y las dimensiones finales se determinaron con el uso de simuladores. Un parámetro de gran importancia es la transición de impedancia asociada a la forma de las crestas en la sección piramidal; para poder conocerla, se analizó la sección transversal de la pirámide en el plano **H** con teorías de RF basadas en la propagación del modo TE₁₀ [7,8].

A. Crestas en la sección piramidal

En la literatura se encontraron dos sugerencias para determinar la curvatura que deben seguir las crestas en la sección piramidal. La primera recomienda que la distancia de separación entre crestas se obtenga de una función exponencial [5], y la segunda propone que la altura y ancho de la cresta se determinen a partir de una función que proporcione una transición adecuada entre la impedancia característica de la guía de onda y la impedancia intrínseca del aire [6]. Las crestas resultantes las denominamos crestas del tipo I y del tipo II, estas crestas se presentan en la figura 4.

B. Dimensiones para optimizar

Las dimensiones que se optimizaron son las que aparecen en la figura 5. La dimensión más crítica es la distancia de separación entre el centro de la sonda y el fondo de la cavidad (**S**). La altura de las paredes de la cavidad (**H**), se varió entre 0.2 y la distancia **S**. El diámetro exterior del cilindro que sirve para fijar la sonda a la cresta inferior (**D'**) afecta el acoplamiento de la antena; por esa razón también se tomo como un parámetro de estudio.

4. MODELADO

El comportamiento de la antena se estudió usando dos herramientas diferentes de simulación. El

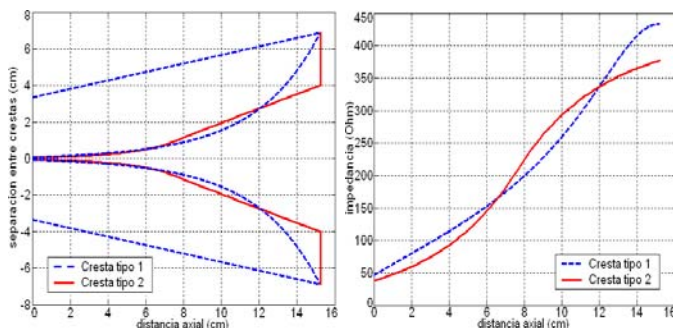


Figura 4 Crestas y su transición de impedancia

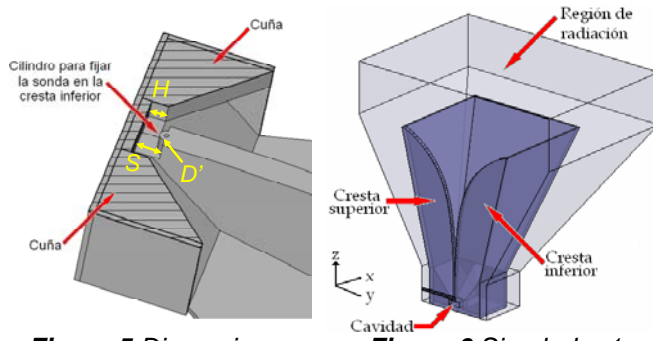


Figura 5 Dimensiones que se optimizaron

Figura 6 Simulador 1, elemento finito

simulador 1 emplea el método de elemento finito, y el simulador 2 emplea el método de integración finita. El modelo generado con el simulador 1 se muestra en la figura 6, y el generado con el simulador 2 se presenta en la figura 1. La antena se modeló considerando que se tiene un conductor sin pérdidas, y se aprovechó la simetría en el plano **E** para simular solamente la mitad de la antena, lo cual produce ahorro en tiempo de simulación y en recursos de cómputo. Con ello, usando el simulador 1 fue posible realizar la simulación en el intervalo de 1 GHz a 13 GHz y con el simulador 2 de 1 GHz a 18 GHz. Las figuras de mérito que se estudiaron fueron la razón de onda estacionaria (ROE o VSWR, por sus siglas en inglés), la ganancia en la dirección considerada como de radiación máxima (axial), y la ganancia máxima. Los parámetros de ganancia son de suma importancia ya que el lóbulo principal del diagrama de radiación presenta imperfecciones después de cierta frecuencia, se forma un valle en la dirección axial de manera que la ganancia en esa dirección no coincide con la ganancia máxima [9].

A. Efecto de la forma de las crestas

Los resultados de simulación mostraron que la antena con crestas del tipo II presenta mejores características de radiación que aquella con crestas del tipo I [7, 8]. Lo anterior, debido a que las crestas del tipo II mejoran el acoplamiento de la antena con el espacio, ya que al tener mayor altura los modos de orden mayor al TE₁₀ experimentan más atenuación. Sin embargo, la antena con crestas del tipo I presentó valores de ROE más pequeños, principalmente a frecuencias menores a 1 GHz.

5. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

El prototipo que se construyó en el laboratorio de fabricación del CENAM se muestra en la figura 7. A excepción del conector y la sonda, todas las demás

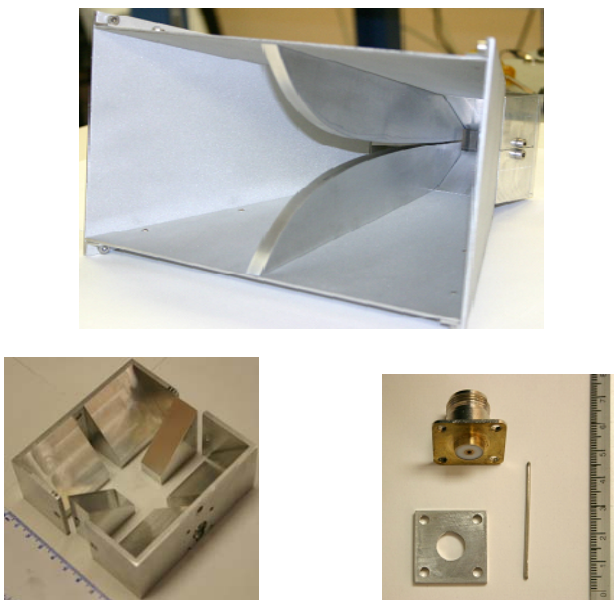


Figura 7 Prototipo construido

partes que constituyen la antena se maquinaron en aluminio. La calidad del maquinado de la alimentación coaxial y la del conector utilizado influyeron directamente en el valor de la ROE. El conector utilizado es uno del tipo N para chasis que se modificó para extender su conductor central y de esa manera formar la sonda de campo eléctrico.

6. RESULTADOS

En este apartado se comparan los resultados de medición con los de la simulación por computadora.

A. Relación de onda estacionaria

Los valores correspondientes a la ROE entregados por los dos simuladores, figura 8, no presentan diferencias significativas, e indican que el mejor acoplamiento de impedancia (esto es, ROE < 2) se

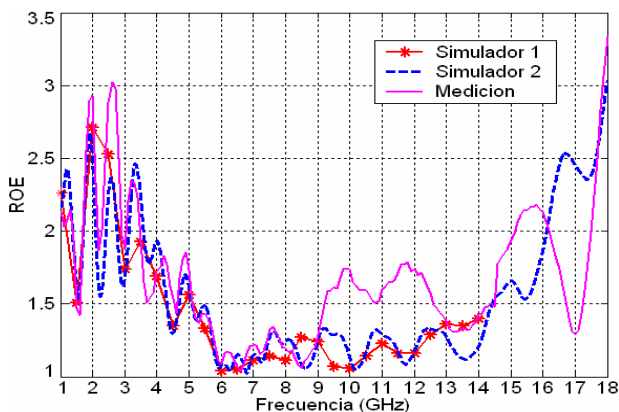


Figura 8 Relación de onda estacionaria

presenta de 3.5 GHz a 15 GHz. En frecuencias menores a 3.5 GHz, la ROE es ciertamente alta pero no mayor a 3, por lo que las aplicaciones de la antena le permitirían utilizar componentes adicionales; para frecuencias mayores a 15 GHz, el valor de la ROE es menor que 2.5. Por lo anterior, se considera que el acoplamiento es aceptable en toda la banda de interés. Las diferencias entre los valores medidos y los resultados de las simulaciones pueden atribuirse a la combinación de factores como la calidad con que se maquinó la perforación donde atraviesa la sonda, a la alineación de la sonda, y a la calidad del conector.

B. Ganancia en la dirección axial

Las mediciones de ganancia presentan la misma tendencia que los valores de las simulaciones, figura 9, y las pocas diferencias no son mayores a 2 dB. Se estima que estas se deben, principalmente a la dispersión de las mediciones, a que las antenas se alinearon de manera ocular por lo que es muy probable que estuviesen desalineadas por algunos grados y, como un factor adicional, a que la realización experimental de la antena no es perfecta como se supone en las simulaciones de manera que cualquier espacio no considerado modifica sus características de radiación [9].

C. Ancho del lóbulo principal a 3 dB

De la figura 10 se puede inferir que el ancho del lóbulo principal satisface el requisito impuesto al diseño, esto es mayor a 20 °, y que las mediciones concuerdan con los resultados de simulación ya que sólo en un par de puntos la diferencia es de 10 °.

D. Diagrama de radiación en los planos E y H

Los diagramas de radiación se midieron desde 1 GHz hasta 10 GHz, en los planos **E** y **H**. Las predicciones de simulación y las mediciones se presentan en la figura 11. En la región del lóbulo principal, aproximadamente entre -90 ° y +90 °, se observa una similitud muy alta entre los resultados de simulación y de medición. En la región de los lóbulos traseros se presentan algunas diferencias, las cuales pueden atribuirse a factores tales como la desigualdad del espacio que rodea a la antena en el escenario de simulación y en la medición (donde pueden presentarse algunas reflexiones, principalmente en las frecuencias más bajas), a la dispersión de los datos de medición pues los niveles de la señal recibida son muy pequeños en esta región, principalmente.

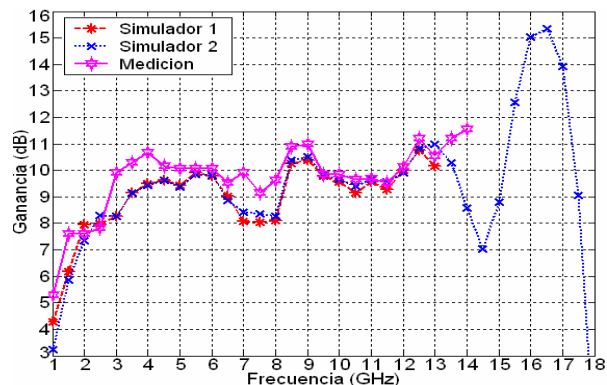


Figura 9 Ganancia en la dirección axial

Hasta 6 GHz, el lóbulo principal sigue la tendencia esperada y no presenta ninguna imperfección. Pero, a frecuencias más altas este lóbulo comienza a presentar alteraciones, ya que se forma un valle en la dirección axial. La profundidad de este valle no es muy grande hasta los 14 GHz. Pero conforme aumenta la frecuencia la profundidad del valle aumenta demasiado, y el lóbulo principal comienza a dividirse en cuatro lóbulos, figura 12. El origen de las imperfecciones del lóbulo principal y las alteraciones del diagrama de radiación, están muy probablemente en las reflexiones que se producen en las paredes de la sección piramidal en el plano E, y en la incapacidad de la sección de alimentación para suprimir la excitación de modos de orden mayor al TE_{10} [10], lo cual ocurre principalmente en frecuencias mayores a 15 GHz. Los problemas del diagrama de radiación pueden corregirse con un nuevo diseño de antenas DRGH propuesto en [10].

7. SISTEMAS DE MEDICIÓN

Las mediciones de las características de radiación de la antena se realizaron en el sitio de calibración de antenas a campo abierto del CENAM, CALTS-CENAM. En las mediciones tanto del diagrama de

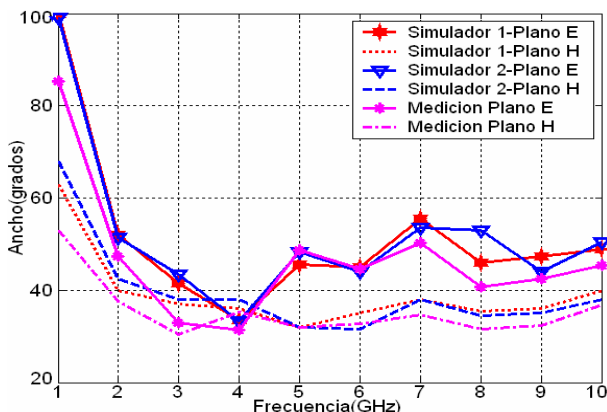


Figura 10 Ancho del lóbulo principal a 3 dB

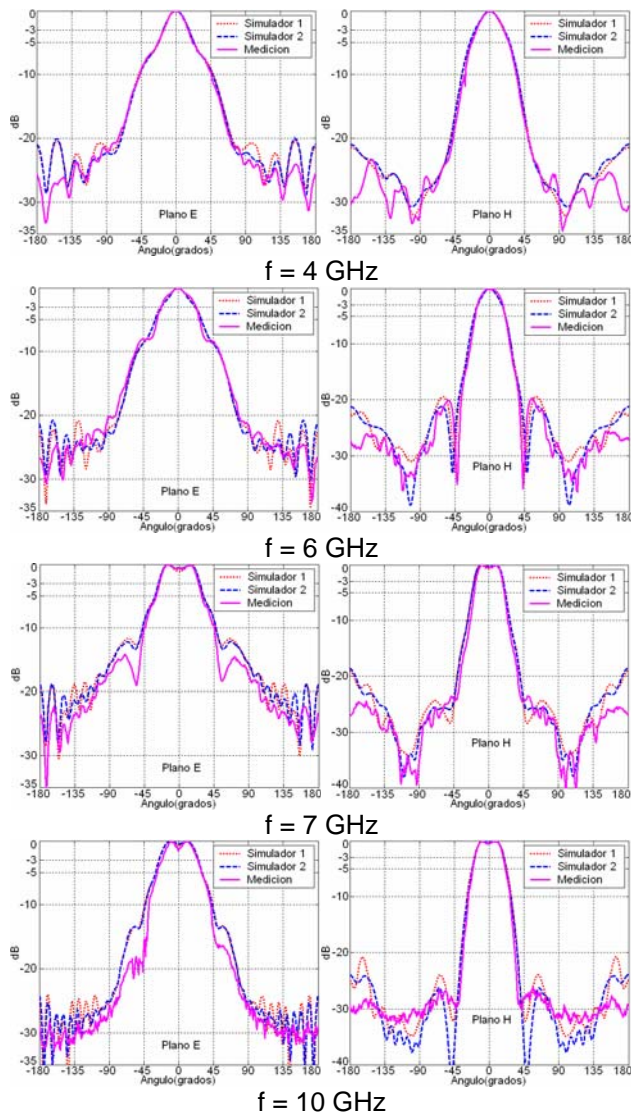


Figura 11 Diagrama de radiación en los plano E y H

radiación como de la ganancia, la antena transmisora y la receptora se situaron tan altas como fue posible para evitar interacción con el plano de tierra, además de que su distancia de separación fue tal que las mediciones se hicieron en la región de campo lejano, figura 13. La separación, R , fue de 3 m y la altura, Y , sobre el nivel del plano fue de 4.5 m.

A. Medición de la ganancia

Para determinar la ganancia se empleó un método de sustitución basado en la ecuación de Friis. En este método se emplea una antena para generar un campo, con el cual se pueden hacer mediciones de potencia con la antena patrón y la antena bajo calibración, de manera que cuando se comparan estas potencias se obtiene la ganancia de la antena

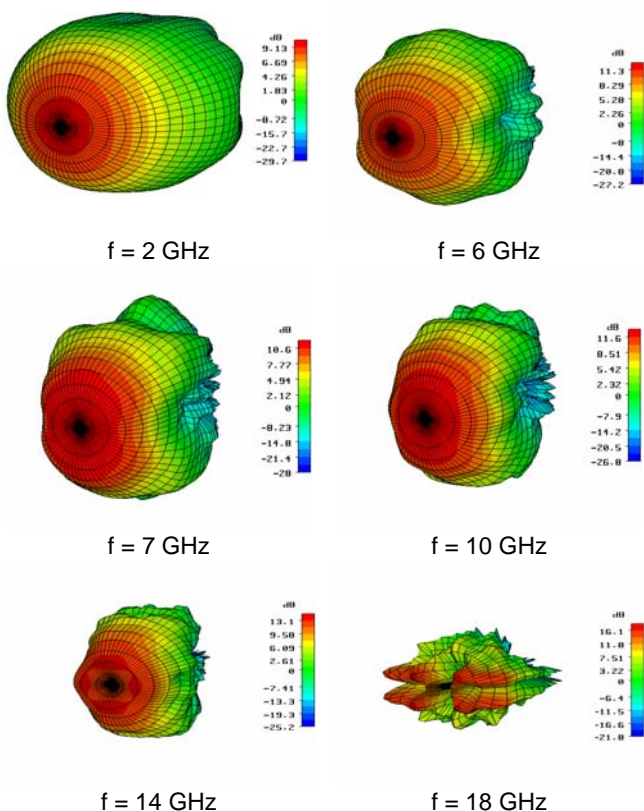


Figura 12 Diagramas de radiación en 3D

bajo calibración. El procedimiento requiere 2 juegos de mediciones, en el primero se mide la potencia en las terminales de la antena bajo calibración, P_{rc} , y en el segundo se mide la potencia en las terminales de la antena patrón, P_{rp} . En ambas mediciones la potencia transmitida no debe cambiar, $P_{t1} = P_{t2}$, ni tampoco la geometría de la medición a excepción del cambio de antena receptora. Empleando la formula de Friis se llega a la ecuación 1.

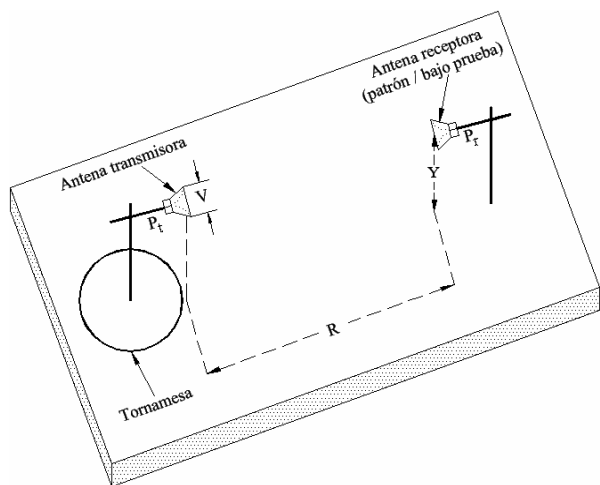


Figura 13 Principio de medición

$$P_{rp} = P_{t1} G_{rp} G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \tag{1}$$

$$P_{rc} = P_{t2} G_{rc} G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

La ganancia de la antena transmisora, G_t , no es conocida, pero al resolver el sistema de ecuaciones anterior para la ganancia de la antena bajo calibración, G_{rc} , se obtiene la relación 2, en la cual ahora todas las variables son conocidas:

$$G_{rc} = \frac{P_{rc}}{P_{rp}} G_{rp} \tag{2}$$

En la ecuación 2, se considera que no hay desacoplamientos de impedancia entre los componentes del sistema, ni desacoplamientos en la polarización, y que las antenas se encuentran alineadas en la dirección de radiación máxima. Pero, en la práctica, la lectura de potencia es afectada por la alineación de las antenas, por las pérdidas de los cables coaxiales, por los coeficientes de reflexión de todos los componentes del sistema y, por lo tanto, deben tomarse en cuenta en el análisis de incertidumbre. Los efectos de los coeficientes de reflexión y las pérdidas por inserción afectan por igual a los dos conjuntos de mediciones, por lo que al resolver el sistema de ecuaciones éstos se cancelan, de manera que sólo es necesario considerar la variación de la potencia transmitida y las correcciones de la lectura de potencia en el receptor, ϵ . La expresión resultante para determinar la ganancia queda de la forma siguiente:

$$G_{rc} = \left(\frac{P_{rc}}{P_{rp}} \right) \left(\frac{\epsilon(P_{rp})}{\epsilon(P_{rc})} \right) \left(\frac{P_{t1}}{P_{t2}} \right) G_{rp} \tag{3}$$

La etapa de transmisión se compone de un generador, de un amplificador, de una etapa para monitorear en tiempo real la potencia transmitida, de un cable coaxial de bajas pérdidas y una antena transmisora. La etapa de recepción consiste de la antena receptora (que puede ser la antena patrón o la antena bajo calibración), un cable coaxial de bajas pérdidas y el receptor, que en este caso fue un analizador de espectros. La ecuación 3 se utilizó también como modelo para la estimación de la incertidumbre de medición.

B. Medición del diagrama de radiación

El sistema para medir el diagrama de radiación es

similar al de la ganancia, con la única diferencia de que no se tiene la etapa para monitorear la potencia transmitida. La determinación del diagrama de radiación se basó en mediciones relativas de potencia, para lo cual las lecturas de potencia registradas en cada una de las posiciones angulares se normalizaron al valor máximo registrado. De esta manera, las lecturas de potencia pueden expresarse como se muestra en la ecuación 4:

$$P_n(\theta_t, \phi) = \left(\frac{P_m(\theta_t, \phi)}{P_{\max}(\phi)} \right) \left(\frac{\varepsilon(P_{\max}(\phi))}{\varepsilon(P_m(\theta_t, \phi))} \right) \quad (4)$$

donde:

ϕ Posición angular en la dirección azimutal,
 $\phi = 0^\circ$ para el plano **E** y $\phi = 90^\circ$ para el plano **H**.

θ_t Posición angular de la antena transmisora en la dirección de elevación (0° a 360°)

$P_n(\theta_t, \phi)$ Potencia normalizada en la posición angular θ_t, ϕ .

$P_m(\theta_t, \phi)$ Potencia medida en la posición angular θ_t, ϕ .

$P_{\max}(\phi)$ Potencia máxima registrada en el plano ϕ , para todos los valores de θ_t .

$\varepsilon(P_m(\theta_t, \phi))$ Error del analizador para el nivel de potencia en la posición angular θ_t, ϕ .

$\varepsilon(P_{\max}(\phi))$ Error del analizador para el nivel de potencia $P_{\max}(\phi)$.

La ecuación 4 se utilizó como modelo para estimar la incertidumbre en la medición del diagrama de radiación.

8. CONCLUSIONES

En este trabajo se describieron los resultados del desarrollo de una antena DRGH de banda ultra ancha para CEM. La simulación de la antena junto con su alimentación coaxial se realizó en el intervalo de 1 GHz a 18 GHz con una herramienta basada en una técnica en el dominio del tiempo y en el intervalo de 1 GHz a 13 GHz con un programa basado en elementos finitos. Los resultados experimentales y las simulaciones muestran que, para las aplicaciones de interés de este trabajo, el desempeño de la antena diseñada (tanto en calidad del diagrama de radiación, como en valor máximo de la ROE, ancho del lóbulo principal y en la ganancia), es aceptable hasta 14 GHz. En general, la concordancia de las mediciones y las simulaciones es muy alta y es claro que ambos

simuladores son herramientas confiables para la simulación de antenas DRGH. Puede decirse también que los criterios de diseño seguidos para el desarrollo de la antena fueron adecuados, como lo demuestra la similitud en los resultados obtenidos.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo contó con el apoyo de las siguientes instituciones: CENAM, CINVESTAV, CONACYT, y SEMAR.

REFERENCIAS

- [1] T. Macnamara, *Handbook of antennas for EMC*, Artech House Inc., 1995.
- [2] ANSI-C63.4, "Methods of Measurement of Radio Noise Emissions from Low Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 KHz to 40 GHz," American National Standards Institute, New York 1992.
- [3] MIL-STD-461-E, "Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of subsystems and Equipment," Department Of Defense, August 1999.
- [4] NMX-I-175/01-NYCE-2003, "Especificación para los aparatos y métodos de medición de las perturbaciones radioeléctricas y de la inmunidad," Normalización y Certificación Electrónica (NYCE), México DF, 2003.
- [5] J. L. Kerr, "Short axial length broad-band horns," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-21, pp. 710-714, Sept. 1973.
- [6] G. L. Ragan, *Microwave Transmission Circuits*, M.I.T. RAD Lab. Series, McGraw-Hill, 1948, vol. 9, pp. 318-360.
- [7] M. Botello-Pérez, *Desarrollo de una antena de ultrabanda ancha para compatibilidad electromagnética y para el monitoreo del espectro radioeléctrico*, Tesis de Maestría, CINVESTAV-IPN, Noviembre 2005.
- [8] M. Botello-Pérez, H. Jardón-Aguilar, I. García-Ruiz, "Design and Simulation of a 1 to 14 GHz Broadband Electromagnetic Compatibility DRGH Antenna", Proceedings 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), México, D.F., pp. 118-121, September 2005.
- [9] C. Burns, P. Leuchtman, and R. Vahldieck, "Analysis and Simulation of a 1-18-GHz Broadband Double-Ridged Horn Antenna," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, pp. 55-60, February 2003.
- [10] V. Rodriguez, "New Broadband EMC Double-Ridge Horn Antenna," *RF Design*, vol. 27, no. 5, pp 44-50, May 2004.