

# Análisis Eficiente de Cámaras Semianecoicas en Alta Frecuencia

*Autor: Esparza Becerra Silvia Rocío*

*Director 1: Nuño Fernández Luis*

*Director 2: Balbastre Tejedor Juan Vicente*

*Resumen* – En este trabajo se presenta una extensión de las técnicas comúnmente más utilizadas en la actualidad para el diseño de cámaras semianecoicas para medidas de EMI. Este modelo está basado en la teoría de imágenes donde: el equipo bajo prueba (EBP) es representado por un dipolo elemental y el suelo de la cámara es reemplazado por un dipolo imagen obteniendo así la imagen especular de la cámara, convirtiéndola entonces en una cámara anecoica. Posteriormente, las paredes, el techo y el suelo son reemplazados por dipolos imagen cuyas corrientes están relacionadas con la corriente del dipolo original mediante los respectivos coeficientes de reflexión calculados mediante la técnica de óptica geométrica y técnicas de homogeneización y de líneas de transmisión. El campo eléctrico dentro del recinto apantallado es calculado a partir de la contribución del rayo directo proveniente del dipolo original y las contribuciones de los dipolos imagen. En esta herramienta se tiene en cuenta tanto los términos de campo lejano como los términos de campo cercano. Para validar el modelo, se han comparado el valor de NSA calculado con el valor de NSA medido en una cámara real cuya medida se ha realizado a 3 m y los coeficientes de reflexión calculados, los cuales han sido, a su vez, validados comparándolos con resultados publicados en la bibliografía.

**Abstract** - In this work an extension of the techniques most commonly used for the design of semi-anechoic chambers for EMI measurements is presented. This model is based on the image theory: the EUT is represented by an elementary dipole and the floor is replaced by an image dipole to obtain the specular image of the anechoic chamber. Afterwards, the walls, floor and ceiling of the chamber are replaced by a set of image dipoles, whose currents are related to the current of the original dipole by the corresponding reflection coefficients. Those reflection coefficients are computed using optical geometry and homogenization techniques, along with the transmission line theory. The electric field is computed everywhere within the chamber using analytic formulae including both the near field and the far field contributions. The method presented therein has been validated by comparing the simulated results with measurements inside an actual 3 m chamber. The computed reflection coefficients are also validated by comparing them with previously published values.

**INDICE**

|   |           |
|---|-----------|
| <b>I. INTRODUCCIÓN.....</b>   | <b>3</b>  |
| <b>II. CONCEPTOS GENERALES.....</b>   | <b>6</b>  |
| II.1. ORGANISMOS DE REGULACIÓN .....  | 6         |
| II.2. NORMATIVA EUROPEA EN MATERIA DE COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA.....                                      | 8         |
| II.3. SITIOS DE MEDIDA .....  | 8         |
| II.3.1. <i>Open Area Test Site (OATS)</i> .....   | 8         |
| II.3.2. <i>Cámara Semianecoica (SAC)</i> .....  | 9         |
| II.3.3. <i>Cámaras Anecoicas (AC)</i> .....   | 10        |
| II.3.4. <i>Cámaras Compactas</i> .....  | 11        |
| II.4. TECNOLOGIA DE ABSORBENTES.....  | 14        |
| II.4.1. <i>Dieléctricos</i> .....   | 14        |
| II.4.2. <i>Ferritas</i> .....   | 17        |
| II.4.3. <i>Absorbentes híbridos</i> .....   | 18        |
| II.4.4. <i>Otros absorbentes</i> .....  | 20        |
| <b>III. MÉTODOS DE ANÁLISIS.....</b>  | <b>21</b> |
| III.1. CONCEPTOS GENERALES .....  | 21        |
| III.2. MÉTODOS EXISTENTES.....  | 21        |
| III.2.1. <i>Método de los Elementos Finitos (MEF)</i> .....   | 21        |
| III.2.2. <i>Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD)</i> .....                         | 22        |
| III.2.3. <i>Método de Análisis Modal (AM)</i> .....   | 25        |
| III.2.4. <i>Óptica geométrica</i> .....   | 26        |
| III.3. HOMOGENEIZACIÓN.....   | 27        |
| <b>IV. MÉTODO PARA EL CÁLCULO DE LA NSA DE CÁMARAS SEMIANECOICAS<br/>BASADO EN ÓPTICA GEOMÉTRICA.....</b>       | <b>34</b> |
| IV.1. CONCEPTOS GENERALES .....   | 34        |
| IV.1.1. <i>Modelo de Cámara Semianecoica de 7 rayos</i> .....   | 34        |
| IV.1.2. <i>Modelo de Cámara Semianecoica de 14 rayos</i> .....  | 35        |
| IV.1.3. <i>Modelo de Cámara Semianecoica utilizando un número arbitrario de rayos (Modelo de N capas)</i> ..... | 36        |
| IV.1.4. <i>Resultados</i> .....   | 37        |
| <b>V. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS.....</b>  | <b>42</b> |
| <b>BIBLIOGRAFIA.....</b>  | <b>43</b> |
| <b>ANEXOS.....</b>  | <b>44</b> |

## I. INTRODUCCIÓN

La compatibilidad electromagnética se ha convertido en un requisito esencial para la comercialización de dispositivos eléctricos y electrónicos en los mercados de los países desarrollados. La compatibilidad electromagnética se define como la capacidad de un aparato para funcionar en el ambiente electromagnético para el cual fue diseñado.

El concepto de compatibilidad electromagnética involucra dos aspectos diferentes pero complementarios. En primer lugar, las interferencias producidas por el aparato deben estar por debajo de un umbral de modo que no afecten al correcto funcionamiento del resto de aparatos que funcionen en su entorno. En segundo lugar, el aparato debe poseer un nivel de inmunidad intrínseco suficiente, que le permita funcionar en el ambiente electromagnético previsible en el lugar en el cual está destinado a operar.

Ambos aspectos de la compatibilidad electromagnética están regulados por legislaciones y normas que establecen límites y procedimientos de medida para cada caso. En la Unión Europea estos requisitos se establecieron en la Directiva CEE 336/89 [4] que ha sido reemplazada a partir de Julio de 2007 por la Directiva 2004/108/EC [2], mientras que en los Estados Unidos es la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) quien elabora las normas en materia de compatibilidad electromagnética. De igual forma en muchos países desarrollados y en vías de desarrollo existen organismos similares que legislan en este campo.

En este trabajo nos vamos a centrar en las normas que limitan las emisiones radiadas por los equipos eléctricos y electrónicos. Estas normas prevén medir estas emisiones en el margen de frecuencias comprendido entre 30 MHz y 1 GHz. Estas medidas se deben realizar en determinados entornos que sean representativos de las condiciones normales de funcionamiento de dichos equipos y, al mismo tiempo, garanticen la repetitibilidad de las medidas. El lugar donde deben realizarse las medidas de emisiones radiadas se denomina OATS, siglas del inglés *Open Area Test Site*. Un OATS es un área plana, libre de obstáculos y con un plano conductor perfecto de grandes dimensiones. Como lugar alternativo a los OATS las normas permiten realizar las medidas de emisión en el interior de cámaras semianecoicas (SAC), básicamente midiendo el campo eléctrico dentro del recinto apantallado usando antenas cuyo factor de antena este adecuadamente caracterizado conocido [3]. Una cámara semianecoica es un recinto apantallado con las paredes y el techo recubierto de materiales específicamente diseñados para absorber la radiación electromagnética.

Existen muchos fabricantes que comercializan distintos tipos de absorbentes que pueden ser utilizados en una SAC. En [1], Holloway *et al.* presentan una descripción exhaustiva de algunos de estos absorbentes junto con modelos que predicen el funcionamiento de su reflectividad (la reflectividad es el cociente entre la potencia reflejada por una agrupación periódica e infinita de absorbentes sobre un plano conductor perfecto y la potencia incidente sobre dicha agrupación

desde la fuente, representado normalmente en unidades logarítmicas). Los absorbentes considerados en [1] pueden ser agrupados en tres grandes categorías: absorbentes dieléctricos de diferentes formas (pirámides, pirámides giradas y cuñas), absorbentes de ferrita (baldosa y rejilla) y absorbentes híbridos (combinación de dieléctrico y de ferrita que deben ser cuidadosamente adaptados).

El parámetro de calidad más restrictivo de una cámara semianecoica es su NSA, del inglés Normalized Site Attenuation. Una cámara semianecoica se considera equivalente a un OATS si su NSA está en el margen de  $\pm 4$  dB entre 30 MHz y 1 GHz [5] y [6].

Las normas establecen que las medidas dentro de una cámara semianecoica deben realizarse situando la antena receptora a 10 m (y en ocasiones hasta a 30 m) del equipo bajo prueba (EBP).

Alternativamente, las normas permiten realizar las medidas de emisión radiada situando la antena receptora a 3 m del EBP y realizando a posteriori las correcciones oportunas [7] y [8].

También, existen en el mercado cámaras más pequeñas y económicas denominadas cámaras compactas. Estas cámaras, en las cuales las medidas se realizan a 3 m del EBP y suelen ser completamente anecoicas, tienen dimensiones menores de las usualmente necesarias para garantizar una NSA de  $\pm 4$  dB en todo el margen de frecuencias, pero su coste es sensiblemente menor (del orden de los 100.000 euros, frente a los más de 500.000 que cuesta un SAC).

Debido al elevado coste de estas instalaciones, es imprescindible disponer de herramientas de diseño que permitan predecir el comportamiento de la cámara antes de su construcción. Un estudio riguroso de una cámara pasa por la resolución de las ecuaciones de Maxwell en tres dimensiones. Algunas de las técnicas más comúnmente utilizadas para ello, como el método de los elementos finitos (MEF) [9] o el método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) [10] y [11], requieren recursos computacionales enormes, por lo que su uso está limitado a frecuencias bajas (por debajo de 100 ó 200 MHz).

El análisis de cámaras anecoicas y semianecoicas a frecuencias medias y altas se realiza mediante la técnica de trazado de rayos, que asume que tanto las paredes como el techo y el suelo de la cámara se encuentran en campo lejano respecto del EBP y de la antena receptora y las correspondientes ondas reflejadas se obtienen mediante óptica geométrica. En este trabajo se ha desarrollado un modelo más extenso que el planteado en [12] el cual cubre un rango de frecuencias más amplio que los modelos anteriores (entre 30 MHz y 1000 MHz), proporcionando un método eficiente y preciso para calcular el campo electromagnético a bajas y medias frecuencias.

Este documento está estructurado de la siguiente manera: en el segundo capítulo se detallan algunos conceptos generales relacionados con la compatibilidad electromagnética, incluyendo los distintos tipos de ensayos que se especifican en las normas, así como las características de los emplazamientos en los cuales éstos se deben llevar a cabo. En el tercer capítulo se presenta un método que permite calcular las propiedades electromagnéticas del medio equivalente a los absorbentes de una forma más sistemática que la utilizada tradicionalmente en la literatura

existente. Este método se basa en el estudio de la propagación de ondas electromagnéticas en medio anisótropos uniaxiales y en el planteamiento de una ley de Snell generalizada en las superficies que los separan. En este mismo capítulo se valida el método desarrollado comparando los resultados obtenidos para la reflectividad de distintos tipos de absorbentes con los publicados en la bibliografía. En el cuarto capítulo se presenta un método para el cálculo de la NSA de cámaras semianecoicas basado en la técnica de Óptica Geométrica considerando un número arbitrario de rebotes. En este método se tiene en cuenta el campo total producido por las fuentes (incluyendo los términos de campo inducido y campo radiado), lo cual permite obtener resultados válidos por encima de los 30 MHz. Para tener en cuenta efecto del absorbente se utiliza el modelo de medio equivalente descrito en el capítulo tres. Mediante el procedimiento descrito en el capítulo cuarto se ha calculado la NSA de cámaras reales y se ha comparado con los valores medidos en las mismas. Finalmente, en el capítulo cinco, se presentan las conclusiones y se indican las líneas futuras que deja abiertas el presente trabajo.

## **II. CONCEPTOS GENERALES**

La Compatibilidad Electromagnética se define como la capacidad de los dispositivos, aparatos y sistemas de funcionar correctamente en el ambiente electromagnético para el cual fueron diseñados, sin afectar a su vez a otros dispositivos, aparatos y sistemas ni a las redes de comunicaciones o de distribución de energía.

La Compatibilidad Electromagnética nace como disciplina en la década de 1930 cuando se detectan los primeros problemas debidos a las interferencias producidas por ferrocarriles y motores eléctricos en las incipientes redes de radiodifusión y radiocomunicación. Desde que en 1901 Marconi realizara la primera comunicación transoceánica entre Cornualles y Terranova tan sólo se habían descrito algunos problemas de interferencias entre antenas en revistas técnicas, las cuales se podían corregir mediante un diseño más cuidadoso de las mismas.

Durante la segunda guerra mundial el uso de aparatos eléctricos y electrónicos se dispara (transmisores de radio, radares, sistemas de navegación,...). Sin embargo, los problemas de compatibilidad electromagnética que se producían eran fácilmente resolubles, ya que estos aparatos tenían una muy baja densidad de componentes y utilizaban señales analógicas. Además, en aquel momento el espectro radioeléctrico estaba poco saturado.

Tras la guerra, en la década de 1950, se producen dos acontecimientos que producen un sensible empeoramiento de la problemática de Compatibilidad Electromagnética. En primer lugar la generalización del uso del transistor supuso un incremento notable de la densidad de componentes en los aparatos electrónicos. En segundo lugar, el espectacular desarrollo de los servicios de radiodifusión, radionavegación aérea y marítima, entre otros, provocó la saturación del espectro. A partir de esta fecha, y en particular a partir de los años 70, la escala de integración de componentes en circuitos integrados se dispara y, tras el desarrollo de los primeros microprocesadores, el procesado digital de señales reemplaza prácticamente por completo al procesado analógico.

### ***II.1. ORGANISMOS DE REGULACIÓN***

Desde un primer momento la Compatibilidad Electromagnética ha estado ligada a la existencia de agencias de normalización que han dictado reglamentos y normas que regulan los distintos aspectos de la misma. La primera agencia de normalización de E.E.U.U. en materia de Compatibilidad Electromagnética fue la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC), agencia estatal independiente creada por la Ley de Comunicaciones en 1934. Esta agencia es la responsable de la regulación de las comunicaciones interestatales e internacionales de Estados Unidos, así como de establecer los requisitos exigibles en materia de Compatibilidad Electromagnética.

En los últimos noventa años, es el Instituto Nacional de Estandarización Americano (ANSI) el encargado de desarrollar los estándares en los Estados Unidos. ANSI es un sistema voluntario de estandarización de los E.E.U.U. que es reconocido a nivel global como uno de los sistemas de referencia más eficaces y eficientes de los estándares del mundo actual.

La Comisión Electrotécnica Internacional (IEC), es otro organismo que desarrolla estándares de referencia a nivel mundial. Esta organización es la más antigua: fue fundada oficialmente en junio de 1906 con el apoyo de 7 países y su sede fue instalada en Londres. En la actualidad, IEC cuenta con 51 miembros de pleno derecho (todos los países representados por Comités Nacionales Electrotécnicos), 11 miembros asociados y 63 en calidad de afiliados. IEC está reconocida a nivel mundial como proveedor de normas y servicios relacionados, necesarios para facilitar el mercado internacional en el campo electrotécnico.

En Europa existe un organismo equivalente a IEC: CENELEC, Comité Europeo de Normalización Electrotécnica, que se creó en 1973 como resultado de la fusión de dos organizaciones europeas anteriores: CENELCOM y CENEL. Actualmente, CENELEC está compuesta por los Comités Electrotécnicos Nacionales de 28 países europeos. CENELEC cuenta con dos organizaciones asociadas a nivel europeo: CEN (Comité Europeo de Normalización) y ETSI (Instituto Europeo de Normalización de las Telecomunicaciones).

CEN es responsable de la preparación de normas europeas en todos los campos excepto el electrotécnico y el de las telecomunicaciones. CEN es el mayor organismo europeo de normalización y sigue las mismas reglas internas de CENELEC. Su homólogo es la Organización Internacional de Normalización (ISO).

ETSI es la otra organización europea asociada y ofrece la oportunidad de ser miembros a la industria y a todas las organizaciones correspondientes que tengan interés en la normalización de las telecomunicaciones y que pertenezcan a un país dentro del marco geográfico de la Confederación Europea de administraciones de Correos y Telecomunicaciones. Su homóloga internacional es ITU, la Unión Internacional de Telecomunicaciones

En España existe AENOR, una entidad dedicada al desarrollo de la normalización y certificación en todos los sectores industriales y de servicios. Su actividad comenzó en el año 1986, justo cuando España entró en la CEE, cuando, mediante una Orden Ministerial que desarrollaba el Real Decreto 1614/1985, fue reconocida como la única entidad aprobada para desarrollar las tareas de normalización y certificación en nuestro país.

Posteriormente, el Real Decreto, 2200/1995 de 28 de diciembre que aprobaba el Reglamento de la Infraestructura para la Calidad y la Seguridad Industrial en España, ratificó la designación de AENOR como responsable de la elaboración de las normas españolas (normas UNE).

## ***II.2. NORMATIVA EUROPEA EN MATERIA DE COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA.***

Durante muchos años, uno de los objetivos prioritarios de la CEE fue garantizar la libre circulación de productos entre los países de los estados miembros. Sin embargo, dichos estados habían desarrollado unas normativas nacionales para reducir el nivel de interferencia producido por los dispositivos eléctricos y electrónicos, cuyas pequeñas diferencias constituían un obstáculo para la libre circulación de los productos entre los países.

Por todo ello, se estableció un nuevo procedimiento legislativo: *el nuevo enfoque*. Este nuevo entorno legislativo, el Nuevo Enfoque de la Armonización y la Normalización Técnica, fue aprobado en 1985. Se creó para armonizar la salud, la seguridad y los requisitos medio ambientales de los estados miembros en un único entorno legislativo europeo. Como consecuencia, surgieron las llamadas Directivas de Nuevo Enfoque.

Las Directivas de Nuevo Enfoque establecen los requisitos esenciales que son de obligado cumplimiento para todos los productos que se pretenda comercializar en el mercado de la UE. Según los principios básicos de la legislación de Nuevo Enfoque, los requisitos esenciales no establecen las soluciones técnicas para demostrar su cumplimiento, pero pretenden ser lo suficientemente precisas como para facilitar que la Comisión encargue a los organismos de normalización europeos la elaboración de normas europeas armonizadas.

Las normas armonizadas son especificaciones técnicas o normas europeas adoptadas por los organismos de normalización europeos (CEN, CENELEC o ETSI) y elaboradas de acuerdo con el mandato de la Comisión en el ámbito de las directivas de Nuevo enfoque. La aplicación de las normas armonizadas ofrece presunción de conformidad con respecto a las autoridades y una garantía de reconocimiento a los consumidores. Sin embargo, conservan su carácter voluntario, ya que un fabricante puede optar entre remitirse a las normas armonizadas o no hacerlo, no obstante, si decide no seguir una norma armonizada, tiene la obligación de demostrar, mediante la aportación técnica necesaria, que sus productos son conformes con los requisitos esenciales. Un producto que se quiera comercializar en la UE debe cumplir todas las Directivas de Nuevo Enfoque que le sean de aplicación, lo cual garantiza su libre de circulación (mediante mercado CE).

## ***II.3. SITIOS DE MEDIDA.***

### **II.3.1. Open Area Test Site (OATS)**

Las normas además de describir los procedimientos y la instrumentación necesarios para realizar las medidas correspondientes, también especifican las características que deben cumplir los lugares donde se deben llevar a cabo dichas medidas. El lugar de referencia para realizar los ensayos de emisión es el OATS. Un OATS es un área plana libre de obstáculos y de ruido



electromagnético con el suelo cubierto por un plano conductor de grandes dimensiones (idealmente un plano conductor perfecto infinito) en el cual se sitúa el equipo bajo prueba (EBP). En la práctica ésta es una especificación irrealizable.

En primer lugar el plano conductor no es ni infinito ni continuo, lo cual afecta a la calidad de las medidas. En segundo lugar, es un sitio de medida expuesto a las inclemencias climatológicas. Para proteger el OATS de los distintos meteoros es necesario cubrirlos, pero esa protección afecta a la medida. Por último, cada vez es más difícil encontrar lugares libres de polución electromagnética, por lo que las medidas realizadas en un OATS vienen afectadas por ésta y no son lo suficientemente repetibles.

### II.3.2. Cámara Semianecoica (SAC).

Las normas contemplan sitios alternativos al OATS donde se pueden realizar los ensayos de emisión. Uno de estos sitios es la cámara semianecoica (SAC, del inglés Semi-Anechoic Chamber).



Fig.1. Cámara Semianecoica de 10 m.

Una cámara semianecoica es un recinto apantallado con sus paredes y techo recubiertos de materiales específicamente diseñados para absorber la radiación electromagnética, de forma que resulten “electromagnéticamente transparentes” para las perturbaciones radiadas por EBP.

Alternativamente, las normas permiten realizar las medidas de emisión radiada situando la antena receptora a 3 m del EBP y realizando a posteriori las correcciones oportunas [5] y [6]. Aun así, las cámaras para medidas a 3 m son instalaciones caras cuyo precio ronda el medio millón de euros.

En cualquier caso, estas cámaras son instalaciones excesivamente costosas para empresas pequeñas y medianas y generalmente la inversión que se debe hacer es más grande que el de la instrumentación del propio laboratorio de EMC.

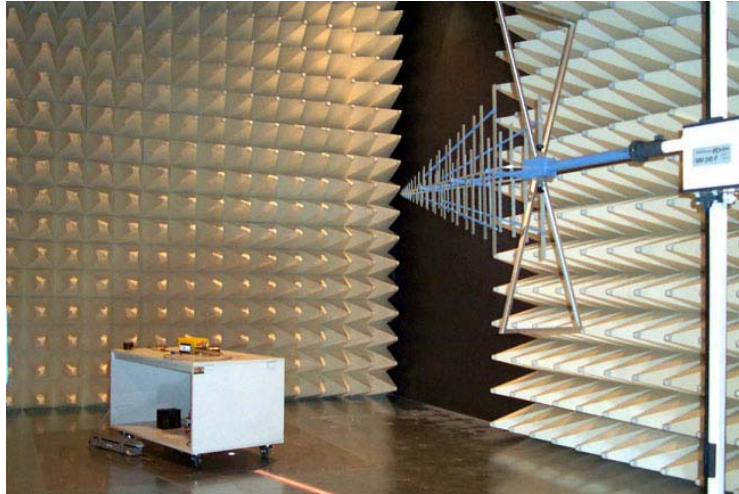


Fig.2. Cámara Semianecoica de 3 m.

### II.3.3. Cámaras Anecoicas (AC).

En cuanto a los ensayos de inmunidad, las normas especifican que éstos se deben realizar en cámaras anecoicas. Una cámara anecoica es un recinto apantallado con todas las superficies (techo, suelo y paredes) recubiertas de material absorbente, de modo que cualquier fuente de energía situada en su interior debería responder como si estuviera en el espacio libre.

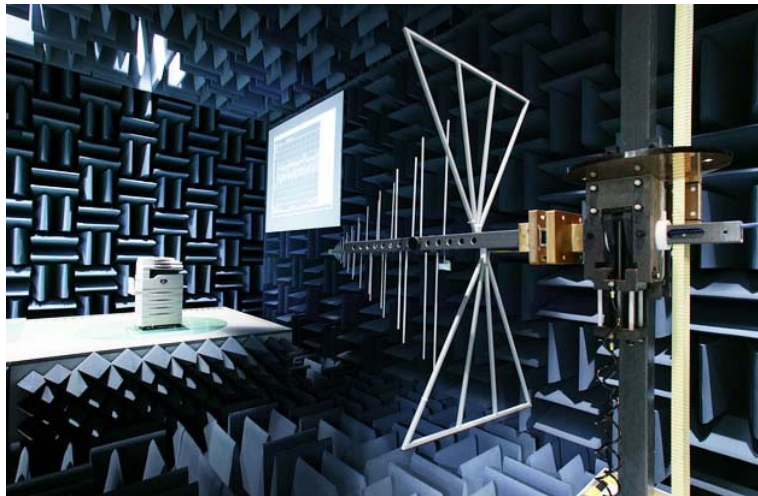


Fig.3. Cámara anecoica

Al igual que los ensayos de emisión, las normas establecen que para las medidas de inmunidad, el EBP debe estar a una distancia de 10 m ó 30 m de la antena receptora. Estos ensayos también se pueden realizar en cámaras más pequeñas (donde la antena receptora está a 3 m del EBP), teniendo en cuenta las correcciones necesarias.

Las normas también permiten realizar los ensayos de inmunidad en cámaras semianecoicas pero recubriendo de material absorbente el espacio de suelo que hay entre la antena receptora y el EBP.

### II.3.4. Cámaras Compactas.

En los últimos tiempos, los fabricantes de instrumentación de medida para CEM han introducido en sus catálogos unas cámaras de coste mucho menor que las SAC convencionales, cuyas dimensiones deben garantizar que las medidas realizadas en las mismas sean comparables a las realizadas en el sitio de referencia (OATS). El coste de estas cámaras ronda los 100.000 euros (incluyendo la instrumentación de medida),

Las cámaras compactas suelen ser anecoicas y en ellas las medidas se realizan a 3 m del EBP. Las medidas realizadas en este tipo de cámaras no son comparables con las que realizarían en un OATS y por lo tanto no se pueden utilizar para demostrar la conformidad con los requisitos esenciales de la directiva de CEM. La cámara compacta es generalmente utilizada por los fabricantes de dispositivos eléctricos o electrónicos para hacer ensayos en la fase de diseño del aparato (ensayos de pre-certificación).



Fig.4. Cámara compacta.

Elegir la cámara adecuada y que ésta reúna los requisitos de conformidad necesarios sin tener a su vez un coste elevado podría condicionar la rentabilidad de una organización.

Antes de hacer una inversión tan alta es imprescindible asesorarse e identificar las necesidades en términos de estándares, tipo de producto o productos, capacidades, etc., pero lo realmente importante, es poder predecir su funcionamiento, ya que una vez construida la cámara, si ésta no cumple con los requisitos de las normas, el coste de reingeniería sería muy elevado.

Se presentan a continuación algunas de las especificaciones críticas que deben tenerse en cuenta antes de empezar construir una cámara.

### Atenuación del Sitio Normalizado (NSA).

El parámetro de calidad más restrictivo de una cámara semianecoica es su NSA. La NSA se define como la atenuación del sitio corregida por los factores de antena de las antenas transmisora y receptora [3]. La atenuación del sitio es la relación entre la potencia detectada por el receptor con las antenas transmisora y receptora en el interior de la cámara y la que detectaría si ambas se encontraran en un OATS ideal:

$$NSA(dB) = P_{\max}(dBW) - FA_{Tx} - FA_{Rx} - E_{0,\max}(dBV/m) \quad (1)$$

$P_{\max}$  = Potencia máxima recibida.

$FA_{Tx}$  = Factor de antena transmisora.

$FA_{Rx}$  = Factor de antena receptora.

$E_{0,\max}$  = Campo eléctrico máximo.

Una cámara semianecoica se considera equivalente a un OATS si su NSA esta dentro de  $\pm 4$  dB en el margen de frecuencias de 30 MHz y 1 GHz.

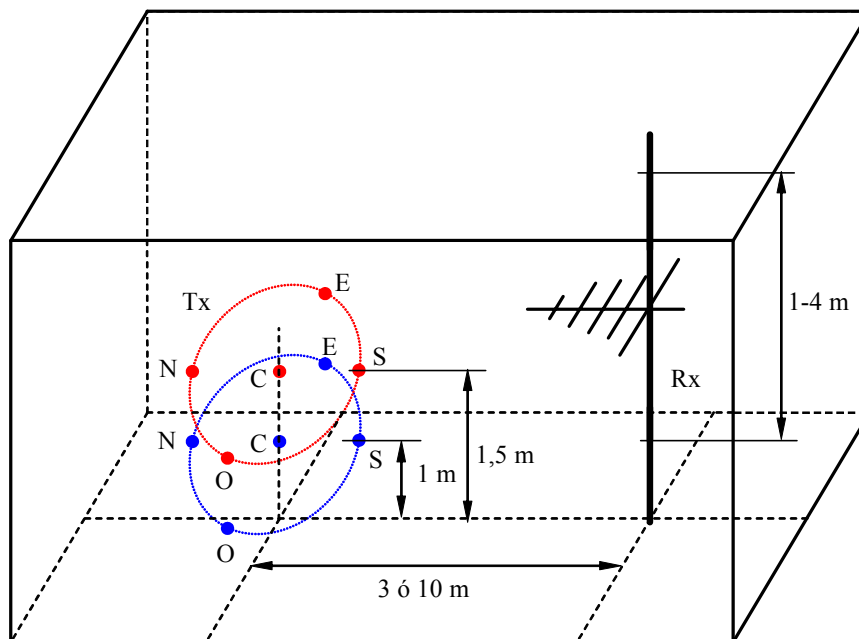


Fig.5. Medida de la NSA.

La NSA se mide en el centro y en cuatro puntos de la periferia de un volumen cilíndrico (norte, sur, este, oeste) llamado *zona quieta*, que es el volumen útil de la medida, situando una antena transmisora a 1 y 2 m de altura en cada posición (para polarización horizontal) y 1 y 1,5 m para polarización vertical.(ver Fig. 5) La antena receptora se sitúa en un mástil a 3 ó 10 m de la transmisora y realiza una exploración en altura entre 1 y 4 m. El valor máximo medido se divide por el valor máximo que se obtendría en un OATS y se corrige restando los factores de antena (en dB) de la antena transmisora y receptora.

### Uniformidad de Campo (FU).

En cuanto a la cámara anecoica, ésta se describe en términos de su Uniformidad de Campo (FU). Para medir la uniformidad de campo se define una rejilla de 4x4 puntos equiespaciados y separados 50 cm, con la primera fila a 80 cm del suelo como se observa en la Fig. 6. La antena transmisora se sitúa a 3 ó 10 m en frente de la rejilla a una altura de 1 m.

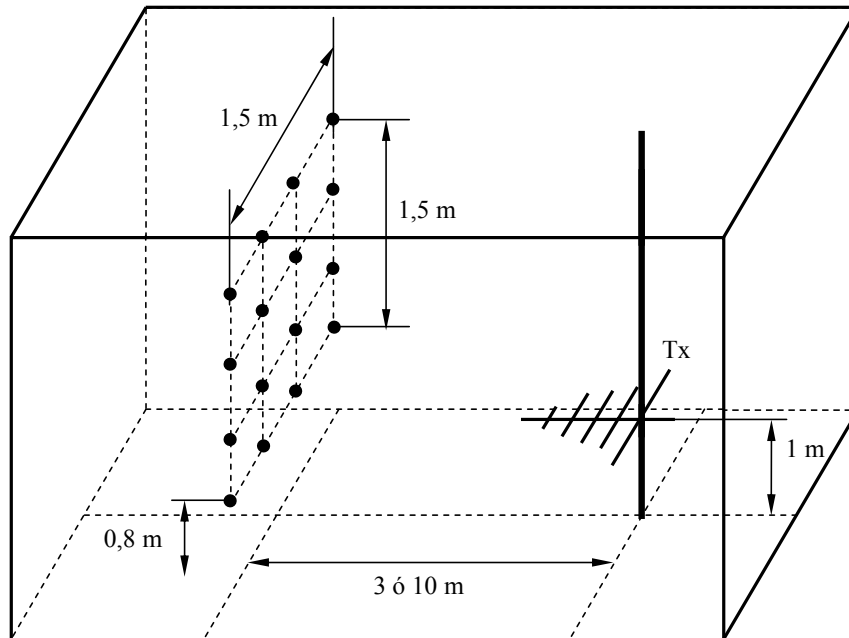


Fig.6. Uniformidad de Campo.

Para cada frecuencia se mide el campo en los 16 puntos de la rejilla con una sonda isotrópica, descartando los 4 puntos en los cuales la variación del campo es mayor, es decir la Uniformidad de Campo se define como la mayor diferencia en dB entre los valores de campo validos. Este valor debe estar comprendido entre 0 y 6 dB.

### Apantallamiento.

La característica más atractiva de una SAC como lugar de medida frente a un OATS es su estanqueidad electromagnética. Es importante que los niveles de potencia medidos en el interior de la cámara correspondan exclusivamente a las interferencias emitidas por los EBP. De igual forma, al realizar ensayos de inmunidad es necesario que los elevados campos que se utilizan en los mismos no afecten a los equipos de medida ni a otros equipos próximos. Para ello, la construcción de la cámara debe ser muy cuidadosa, tanto en las uniones entre las piezas que la conforman. Especial atención se debe prestar a los accesos a la cámara (puertas, conductos de aire acondicionado o agua y cables que atraviesan el blindaje).

## II.4. TECNOLOGIA DE ABSORBENTES

Existen muchos fabricantes que desarrollan y comercializan distintos tipos de absorbentes que son utilizados en cámaras para medidas de EMC. Estos absorbentes se usan para eliminar o disminuir las reflexiones de las ondas electromagnéticas dentro de la cámara. A continuación se muestran los materiales más usados en la actualidad.

### II.4.1. Dieléctricos.

El poliuretano es un material plástico poroso formado por una agregación de burbujas. Se forma básicamente por la reacción química de dos compuestos, un polioliol y un isocianato, aunque su formulación necesita y admite múltiples variantes y aditivos. El poliuretano al ser dopado con carbón ofrece una buena absorción de ondas electromagnéticas, dependiendo del porcentaje de carbón que tenga el poliuretano, absorberá más o menos energía. Este material es el más usado en cámaras anecoicas y semianecoicas gracias a que es un material muy absorbente, además de ligero, versátil y duradero.

#### Pirámides de poliuretano.

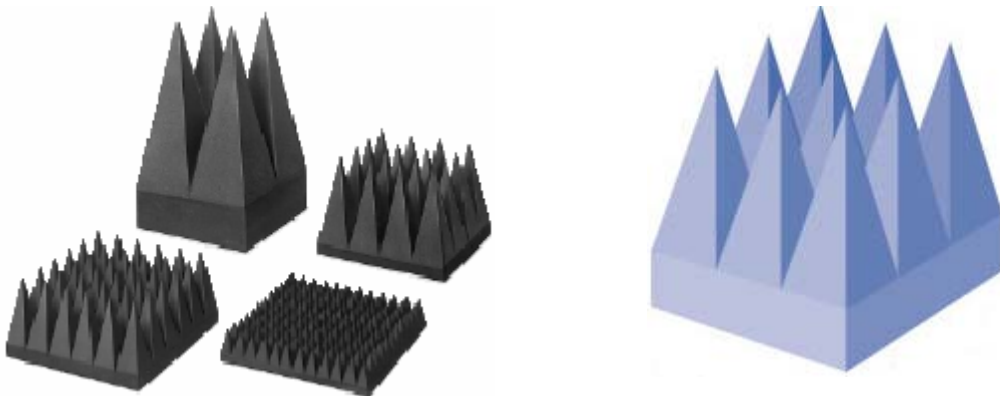


Fig. 7. Pirámides de poliuretano

Las prestaciones de las pirámides absorbentes de poliuretano dependen su altura. Cuanto mayor sea la altura de la pirámide (medida en longitudes de onda), mayor será su absorción. Las pirámides absorbentes más comúnmente utilizadas son las de 0.61 m, aunque su tamaño puede variar entre 0.1 m y 3m. Obviamente, la efectividad de las pirámides aumenta conforme aumenta la frecuencia, ya que disminuye su longitud de onda.

La desventaja de utilizar estas pirámides es que a frecuencias bajas, el tamaño de éstas para un correcto funcionamiento es demasiado grande (más o menos 3 m) y esto supone una reducción importante del área útil de la cámara, salvo que se usen en cámaras muy grandes.

En la Fig. 8 y en la Fig. 9 se muestra el coeficiente de reflexión utilizando pirámides de diferente tamaño dopadas con un 7% y 18% de carbón respectivamente, se observa que a medida que aumenta el tamaño de la pirámide, su absorción es mayor. En términos generales, también es

mayor la absorción cuanto mayor es el contenido de carbón, pero existen algunas salvedades en esta afirmación.

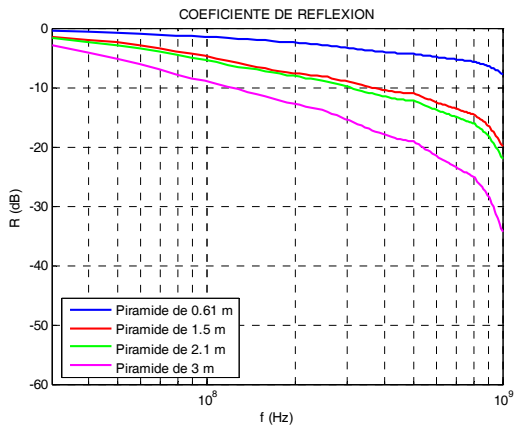


Fig. 8. Coeficiente de reflexión para pirámides con 7% de carbón para incidencia TM

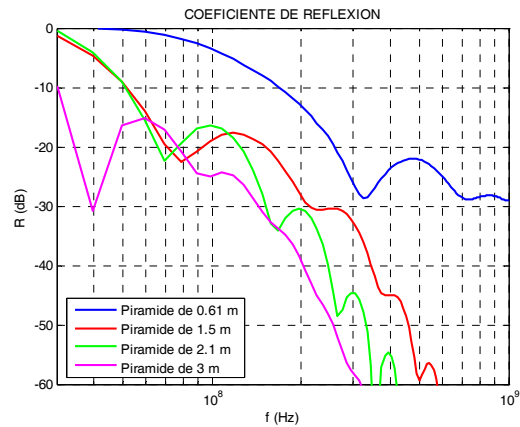


Fig. 9. Coeficiente de reflexión para pirámides con 18% de carbón para incidencia TM

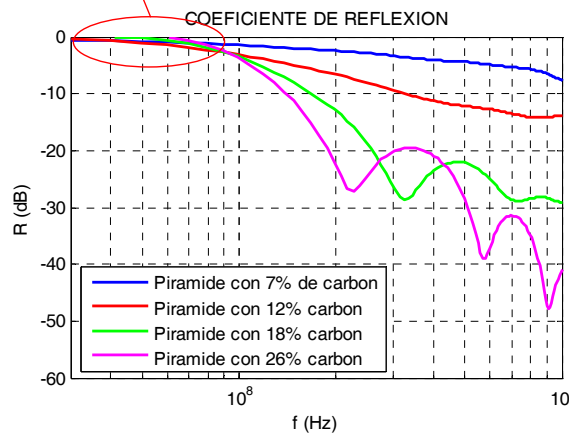
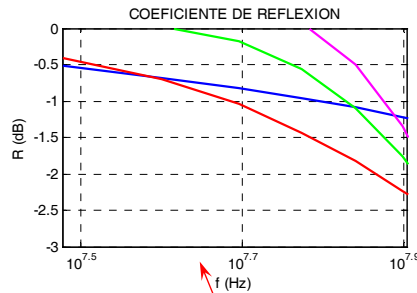


Fig. 10. Coeficiente de reflexión para pirámides de 0.61 m de altura para incidencia TM

La Fig. 10 muestra el coeficiente de reflexión para pirámides de 0.61 m de altura con diferentes porcentajes de carbón y de ella se puede concluir que otro factor que afecta a la absorción de la pirámide es el porcentaje de carbón, a medida que el porcentaje de carbón aumenta, mejor es la absorción en altas frecuencias pero peor para frecuencias bajas debido a la desadaptación de impedancia.

### Absorbentes de poliuretano tipo Cuñas.

Las cuñas absorbentes de poliuretano dopado con carbón son utilizadas generalmente en cámaras anecoicas y semianecoicas estrechas. Este absorbente se diseño principalmente para dirigir la energía en un camino dado para que ésta pueda absorberse eficazmente por los otros materiales absorbentes (pirámides).



Fig.11. Cuñas de poliuretano

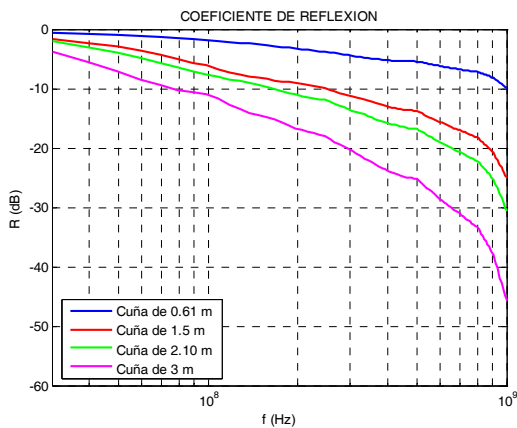


Fig.12. Coeficiente de reflexión para cuñas con 7% de carbón para incidencia TM

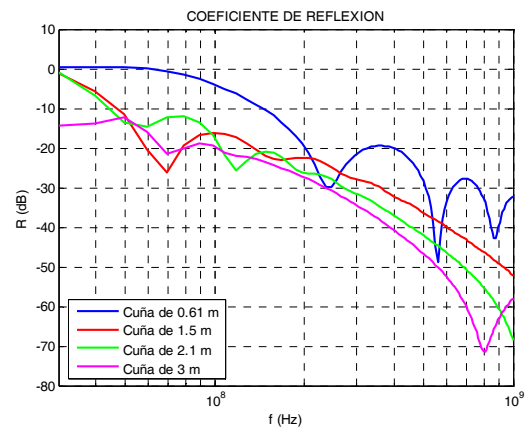


Fig.13. Coeficiente de reflexión para cuñas con 18% de carbón para incidencia TM

En las Fig. 12 y 13 se observa el coeficiente de reflexión para cuñas de diferente tamaño y con porcentajes de carbón de 7% y 18% respectivamente. Se puede apreciar que a medida que aumenta el tamaño eléctrico de la cuña aumenta su absorción, aunque comparando estas gráficas con las de la Fig. 9 se observa que para porcentajes de carbón altos su comportamiento empeora respecto al de la pirámide. Igualmente, a medida que se aumenta el dopado del absorbente, se comprueba que aumenta su reflectividad en altas frecuencias y disminuye en frecuencias bajas, comportamiento análogo al descrito para las pirámides.

### Pirámide de poliuretano girada.

Las pirámides giradas son absorbentes basados en una única geometría, su punta esta girada 45°, esto con el fin de reducir el desacoplo. La ventaja de utilizar estos absorbentes es que utilizan



menos material que la pirámide normal, y que sus puntas no se inclinan con el paso de los años. Sin embargo, su absorción no es tan buena como la absorción de la pirámide normal.

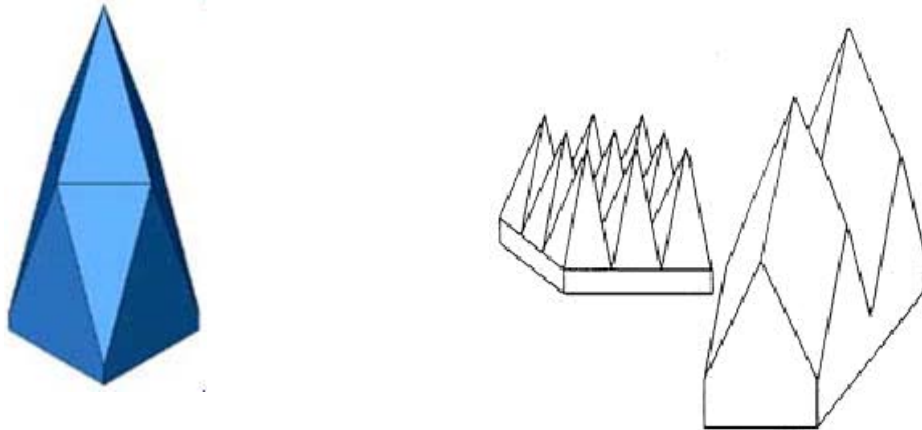


Fig.14. Pirámide girada

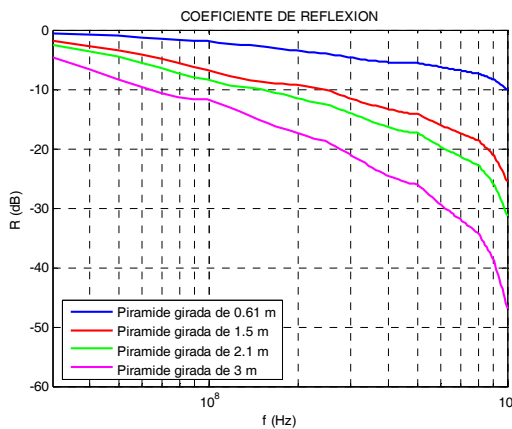


Fig.15. Coeficiente de reflexión para pirámides giradas con 7% de carbón para incidencia TM

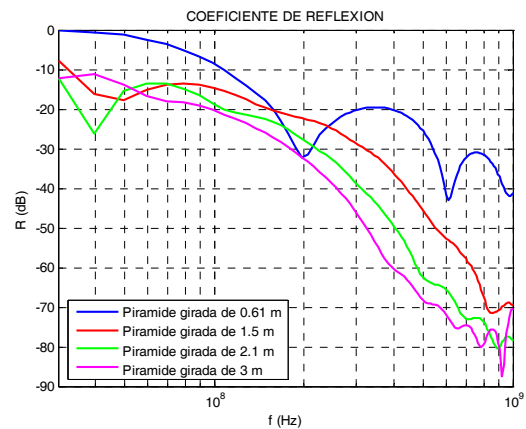


Fig.16. Coeficiente de reflexión para pirámides giradas con 18% de carbón para incidencia TM

En las Fig. 15 y 16 se observa el coeficiente de reflexión para distintos tamaños de absorbente, mostrando una mejora a medida que se aumentan las dimensiones eléctricas de la pirámide. Sin embargo, con respecto a la pirámide normal no mejora su absorción. En general, el comportamiento de la pirámide girada es equivalente al descrito para pirámides rectas y cuñas, aunque la diferencia de comportamiento en baja frecuencia es prácticamente independiente del contenido de carbón.

#### II.4.2. Ferritas.

Los absorbentes magnéticos comercialmente más conocidos son las ferritas, que se pueden encontrar en forma de baldosa y rejilla. Los absorbentes magnéticos tienen una gran ventaja sobre los absorbentes piramidales, ya que su impedancia se puede adaptar más fácilmente a la del aire (basta con situar un separador de aire entre la chapa metálica y la propia ferrita, por ejemplo).

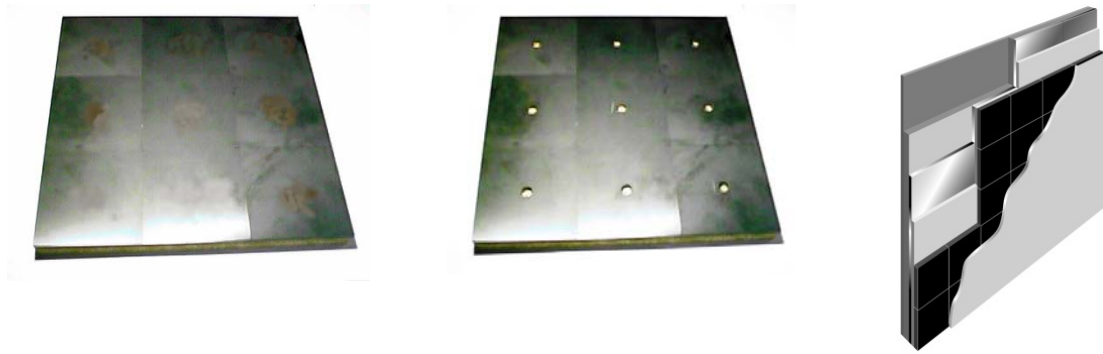


Fig.17. Tipos de ferrita

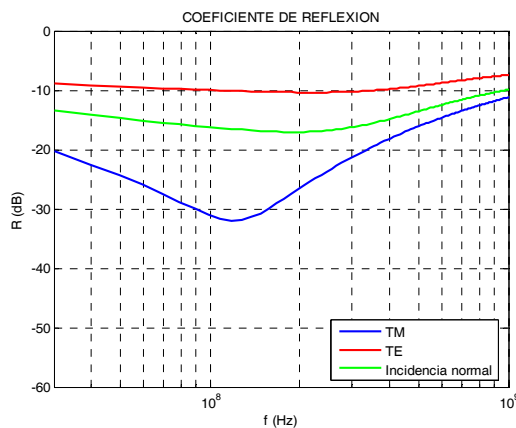


Fig.18. Coeficiente de reflexión para ferrita de 5 mm

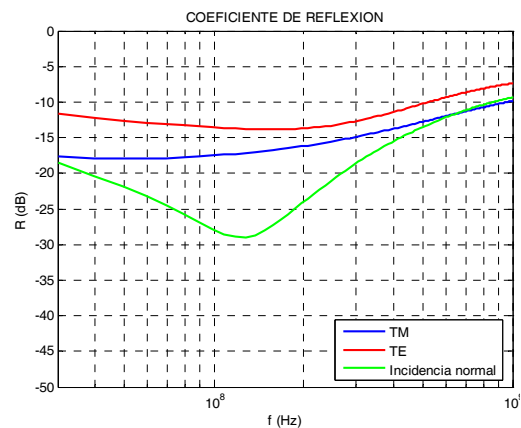


Fig.19. Coeficiente de reflexión para ferrita de 6.3 mm

En efecto, las Fig. 18 y 19 permiten observar que el coeficiente de reflexión obtenido para incidencia normal a 30 MHz es de, aproximadamente, -14 dB y -18 dB para dos espesores de ferrita distintos. En cualquier caso, hay que destacar que se obtienen valores de absorción equivalentes a los que se obtendrían con pirámides de 3 m de longitud y una carga de carbón alta, pero ocupando apenas un par de centímetros de la cámara. Con carácter general, se puede afirmar que las baldosas de ferrita normalmente tienen buena absorción, (entre -10 dB y 30 dB) en el rango de frecuencias de 30 MHz a 600 MHz, a partir 600 MHz el comportamiento empieza a empeorar. Este problema se puede corregir mediante las rejillas de ferrita, en las cuales se puede optimizar el factor de relleno (fragmento ocupado por el absorbente de ferrita) para extender su límite de funcionamiento.

#### II.4.3. Absorbentes híbridos.

Teniendo en cuenta que los absorbentes de ferrita trabajan bien hasta más o menos 600 MHz y que los absorbentes piramidales de tamaño medio (típicamente 60 cm) se puede cubrir la banda de frecuencias altas (hasta 40 GHz), se diseñó un nuevo tipo de absorbente formado por una combinación del absorbente piramidal y baldosas de ferrita. Este tipo de absorbente es ideal para

medidas de EMC puesto que en el rango de 30 MHz a 1 GHz su absorción es muy buena y esto garantiza que se puedan cumplir con las especificaciones de las normas.

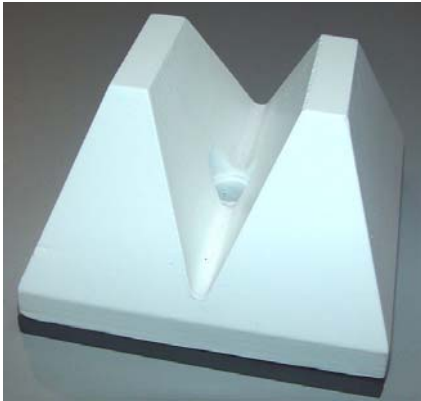


Fig.20. Absorbentes híbridos

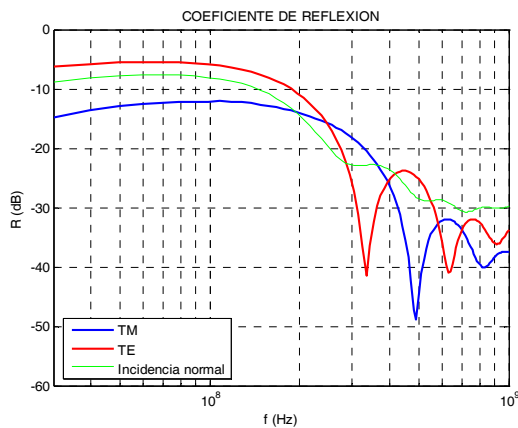


Fig.21. Coeficiente de reflexión para absorbentes híbridos. Ferrita de 6.3 mm de espesor y pirámide de 0.61 m de altura.

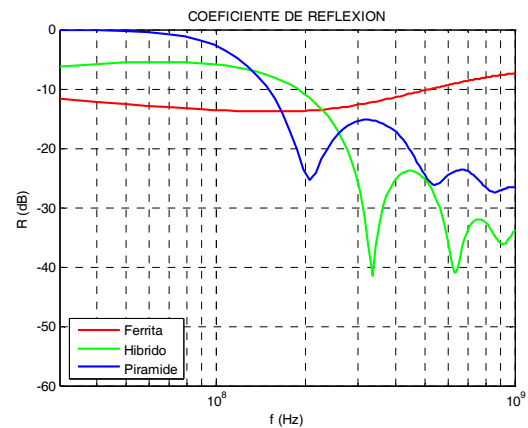


Fig.22. Coeficiente de reflexión para los distintos tipos de absorbentes. Ferrita de 6.3 mm de espesor y pirámide de 0.61 m de altura. Incidencia TE

Mediante una combinación adecuada de absorbentes se pueden obtener curvas de reflectividad como las que se muestran en la Fig. 21, en las que se puede apreciar que para frecuencias bajas la reflectividad (debida básicamente a la ferrita) está comprendida entre 8 y 15 dB mientras que a frecuencias altas, donde predomina la absorción de la pirámide, los valores de reflectividad varían entre 20 y 40 dB.

En la Fig. 22 se compara el funcionamiento del absorbente híbrido con las de las pirámides y las baldosas de ferrita aisladas. Se puede observar que en frecuencias bajas funciona mejor el absorbente híbrido que el absorbente piramidal (8 dB), mientras que a frecuencias altas el funcionamiento del absorbente híbrido es netamente mejor que el de ambos absorbentes individuales, obteniéndose valores de reflectividad de unos 30 dB.

#### II.4.4. Otros absorbentes.

Las figuras 23 a 29 muestran distintos tipos de absorbentes de nueva generación, con prestaciones optimizadas pero que en general presentan un comportamiento semejante al descrito para las grandes familias de absorbentes.

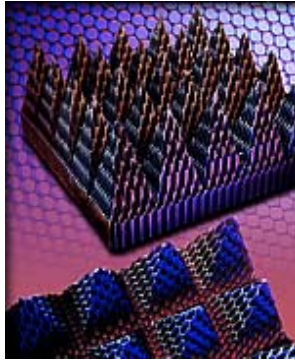


Fig.23. Pirámide corrugada

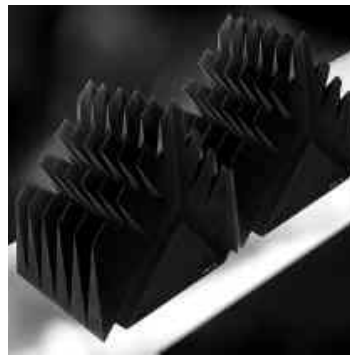


Fig.24. Absorbente de incidencia oblicua



Fig.25. Absorbente de cascada

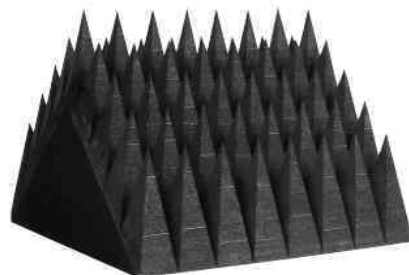


Fig.26. Absorbente de incidencia oblicua

### **III. MÉTODOS DE ANÁLISIS.**

#### **III.1. CONCEPTOS GENERALES.**

Predecir el comportamiento de una cámara anecoica es una tarea muy compleja, ya que para ello es necesario resolver las Ecuaciones de Maxwell en tres dimensiones teniendo en cuenta las diferentes formas, tamaños y materiales de los absorbentes utilizados para recubrir las paredes de las cámaras.

En las últimas décadas se han desarrollado diferentes métodos que permiten resolver problemas electromagnéticos complicados con la ayuda de ordenadores. Sin embargo, la aplicación de estas herramientas al análisis de cámaras anecoicas o semianecoicas no es sencilla. En el caso concreto de las cámaras semianecoicas, el análisis se debe realizar en el rango de frecuencia de 30 MHz a 1000 MHz. Este cálculo resulta complicado, puesto que a frecuencias bajas las cámaras de mayor tamaño (30 m) tienen apenas unas pocas longitudes de onda, mientras que a 1000 MHz son eléctricamente enormes (más de 100 longitudes de onda en su dimensión más pequeña). Por esta razón no existe ninguna herramienta de diseño válida para todo el margen de frecuencias.

En baja frecuencia se utilizan los métodos de los elementos finitos (MEF) [9], el método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD) [10] y [11] o el de análisis modal (AM) [13]. Sin embargo en media y alta frecuencia el uso de dichos métodos es inviable, debido al coste computacional de los mismos. Por lo tanto, a dichas frecuencias se utiliza el método de óptica geométrica junto con técnicas de homogeneización para tener en cuenta de las pirámides absorbentes [1], [12], [14] y [15].

#### **III.2. MÉTODOS EXISTENTES.**

##### **III.2.1. Método de los Elementos Finitos (MEF).**

El método de los elementos finitos es un método numérico ampliamente utilizado en ingeniería para la resolución de ecuaciones diferenciales en problemas complejos. Si bien su aplicación a problemas electromagnéticos fue algo tardía (principios de la década de 1970), hoy en día es uno de los métodos más atractivos para el diseño de componentes de microondas, dada su potencia y versatilidad.

El primer paso a seguir para abordar un problema electromagnético mediante el método de los elementos finitos es obtener una formulación integral equivalente a la ecuación diferencial que se desea resolver (normalmente la ecuación vectorial de onda para los fasores campo eléctrico o magnético). Para ello se pueden utilizar dos técnicas equivalentes: el método de Galerkin (basado en la minimización del residuo al proyectar la solución en un espacio de dimensión finita) y el método de Ritz (que obtiene una funcional equivalente a la ecuación de onda mediante la aplicación del cálculo variacional).

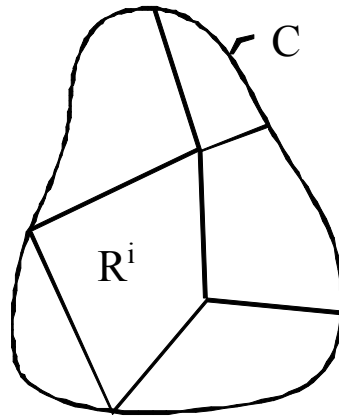


Fig.27. Descomposición del dominio en elementos.

Independientemente del método utilizado, el segundo paso del método consiste en descomponer el dominio de la solución en un conjunto finito de elementos de geometría simple (normalmente tetraedros o hexaedros, aunque también se pueden utilizar pentaedros), como se muestra en la Fig. 27. Una vez definida la malla de elementos finitos, el campo (y las funciones peso en las formulaciones basadas en el método de Galerkin) se interpolan a partir de su valor (desconocido a priori) en los nodos y/o aristas de la malla mediante unas funciones base locales. Estas funciones base se construyen a partir de unas funciones de forma definidas en un elemento estándar o de referencia. Las integrales que aparecen en las formulaciones se resuelven en el elemento estándar y se transforman adecuadamente para obtener los valores correspondientes en los elementos reales.

Finalmente, se obtiene un problema algebraico (en el caso que nos ocupa en este trabajo, un sistema de ecuaciones) cuya solución será el valor del campo en los nodos y/o en las aristas, a partir del cual, y mediante las funciones base, se podrá conocer el valor aproximado del campo en cualquier punto del dominio. El error cometido al interpolar de esta manera la solución depende del número de elementos en la malla. Para que el error sea tolerable, se debe discretizar el dominio con, al menos, 10 divisiones por longitud de onda. Esta densidad de mallado da lugar a sistemas de ecuaciones de unos 37 billones de incógnitas para analizar una cámara de 10 metros a 1 GHz y de unos 9 millones de incógnitas para una cámara de 3 metros a esa misma frecuencia. Además, para conocer el campo en un determinado ancho de banda es necesario discretizar el eje de frecuencias y obtener la solución del problema en un conjunto de puntos sobre el mismo.

El método de los elementos finitos tiene la ventaja de que los sistemas de ecuaciones a los que conduce son muy dispersos y se pueden resolver mediante métodos específicos muy eficientes (como los basados en espacios de Krilov). Aún así, su utilización por encima de unos pocos cientos de megahercios resulta muy complicada desde un punto de vista computacional.

### III.2.2.Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD).

El método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo es uno de los más populares entre los investigadores que trabajan en electromagnetismo. Este método se basa en la discretización de las

ecuaciones de Maxwell para los rotacionales (Ley de Faraday y Ley de Ampère). En medios lineales, isótropos y homogéneos, y en ausencia de fuentes estas ecuaciones son:

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \quad (2)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} \quad (3)$$

El recinto en el que se quiere resolver las ecuaciones se divide en celdas rectangulares, como se muestra en la Fig. 28. En cada celda se interpola el campo eléctrico en tres de sus aristas y el campo magnético en el punto central de tres de sus caras y perpendicular a las mismas. Este esquema de interpolación, que se muestra en la Fig. 29, se conoce como celda de Yee.

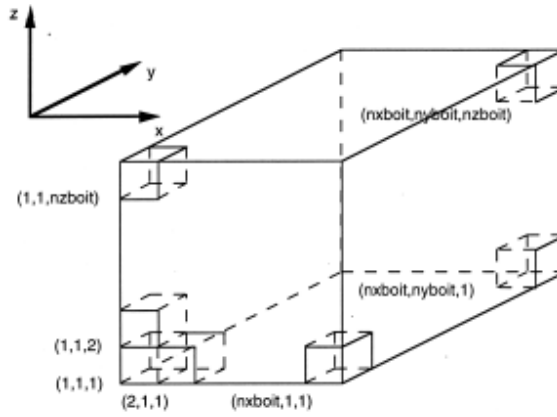


Fig.28. Descomposición del dominio en celdas.

A partir de esta definición de los puntos de interpolación se realiza un desarrollo en serie de Taylor de primer orden de las ecuaciones de Maxwell, transformándolas en ecuaciones en diferencias. Así, la ley de Faraday daría paso, para la componente x del campo magnético, la siguiente ecuación en diferencias:

$$\begin{aligned} H_x^{n+1/2}(i, j, k) = & H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} [E_z^n(i, j+1, k) - E_z^n(i, j, k)] - \\ & + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} [E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k)] \end{aligned} \quad (4)$$

De igual forma, se pueden obtener otras cinco ecuaciones para las restantes componentes de  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ .

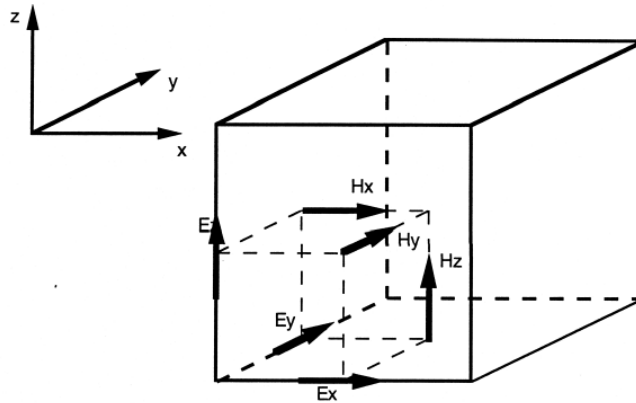


Fig.29. Celda de Yee.

Un problema que presenta el método FDTD es una discrepancia intrínseca entre la velocidad de propagación de la solución numérica y la de la solución física del problema. Para evitar ese problema, es necesario tomar, al menos, 20 celdas por longitud de onda. Además, el paso de discretización temporal está relacionado con el espacial mediante la ecuación:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \quad (5)$$

Para obtener la solución del problema, es necesario excitar el modelo. Para ello se fuerza que el campo sea nulo en todos los puntos de la malla, excepto en uno (o unos pocos) seleccionados, en los que se fuerza una determinada variación temporal del campo. Una de las formas de onda más utilizadas para la excitación de modelos FDTD es el pulso gaussiano:

$$u(t) = U_0 e^{-a_0^2(t-t_0)^2} \Leftrightarrow U(f) = \frac{\sqrt{\pi} U_0}{a_0} e^{-\frac{\pi^2 f^2}{a_0^2}} \quad (6)$$

donde  $a_0$  y  $t_0$  dependen del ancho de banda de la gaussiana en frecuencia. Una vez excitado el modelo, se calcula la propagación a lo largo del mismo mediante las ecuaciones con diferencias. Cuando se ha alcanzado una solución estacionaria, se puede obtener la respuesta en frecuencia realizando una FFT de la respuesta en el tiempo. Para las dimensiones normales de una SAC para medidas a 10 metros se requieren del orden de 300 billones de celdas; incluso para analizar cámaras para medidas a 3 metros serían necesarios unos 70 millones de celdas (y esto sin tener en cuenta la discretización de los absorbentes), lo cual supone un coste computacional enorme (en la práctica inabordable). Por ello, el uso del método FDTD para el análisis de SAC, al igual que el FEM, se limita a unos pocos cientos de megahercios (en la práctica menos de 300-400 MHz).



### III.2.3. Método de Análisis Modal (AM).

El método del análisis modal es una técnica ampliamente utilizada en el diseño de componentes de microondas, en el cálculo de la difracción de objetos cilíndricos o esféricos y en el diseño de antenas. Básicamente, este método consiste en realizar un desarrollo de los campos en series de modos e imponer sobre éstas las condiciones de excitación y de contorno adecuadas para identificar los coeficientes de los desarrollos.

Al utilizar el método del análisis modal a una SAC, este se aplica al volumen vacío de la cámara. En dicho volumen se definen una serie de puertos o accesos, cuyo número se puede reducir si se aplican las condiciones de simetría apropiadas. Así, para fuentes con polarización vertical, el plano de simetría longitudinal de la cámara tendrá condiciones de conductor magnético perfecto, como muestra la Fig. 30.

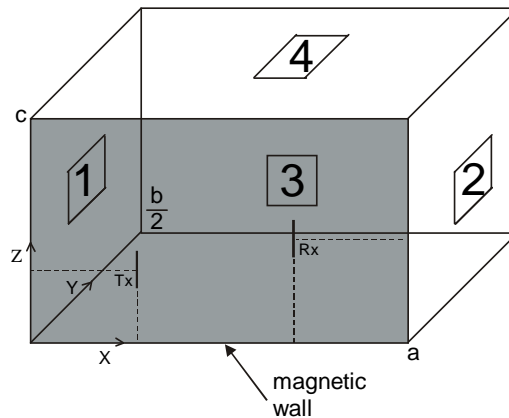


Fig.30. Definición de los accesos para el análisis modal de una cámara para el caso de polarización vertical.

Los accesos o puertos se definen en la superficie que separa el aire de los absorbentes, como se muestra en la Fig. 31.

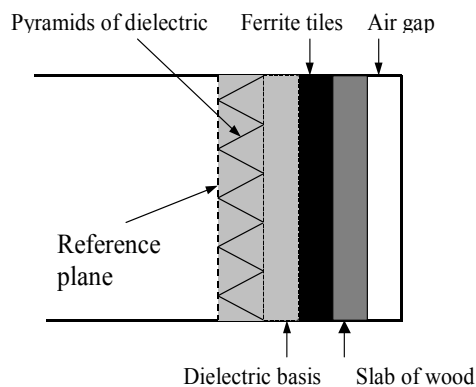


Fig.31. Detalle de la definición del acceso sobre los absorbentes.

La solución de la ecuación de onda para los campos eléctrico y magnético dentro del espacio vacío de la cámara se puede descomponer como suma de la solución de la parte homogénea e inhomogénea de la ecuación. La primera de ellas se obtiene como superposición de modos rectangulares y la segunda de obtiene de forma analítica o numérica (mediante el Método de los

Momentos) y se desarrolla utilizando el mismo juego de modos que el utilizado para la parte homogénea. Finalmente, la superposición de ambas soluciones debe satisfacer las condiciones de contorno en los accesos.

Las condiciones de contorno en los puertos se expresan mediante una matriz de admitancias generalizada que se obtiene mediante la teoría de líneas de transmisión, suponiendo que la interacción entre las distintas paredes es despreciable (lo cual conduce a una matriz de admitancias diagonal a bloques). De esta manera se puede obtener el campo total en el interior de la cámara y, a partir de él, la NSA (ver Fig. 32).

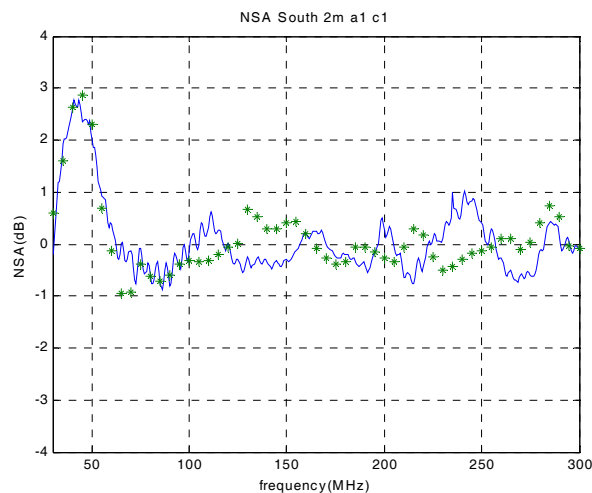


Fig.32. Comparación entre los valores de NSA calculados mediante el método de análisis modal y los medidos en una cámara de 3 m, con el transmisor en posición sur, a 1 m de altura y en polarización horizontal.

### III.2.4. Óptica geométrica.

El análisis de cámaras anecoicas y semianecoicas en media y alta frecuencia se realiza mediante la técnica de trazado de rayos, que asume que tanto las paredes como el techo y el suelo de la cámara se encuentran en campo lejano respecto del EBP y de la antena receptora. Las correspondientes ondas reflejadas por las superficies que delimitan la cámara se obtienen mediante óptica geométrica.

La óptica geométrica se ocupa de la aplicación de las leyes de reflexión y refracción de las ondas. Si una onda que se propaga a través de un medio homogéneo incide sobre la superficie de un segundo medio también homogéneo, parte de la energía es reflejada y parte penetra como rayo refractado en el segundo medio, donde puede o no ser absorbida. La cantidad de energía reflejada depende de la relación entre los índices de refracción de ambos medios. El plano de incidencia, representado en la Fig. 33, se define como el plano formado por el rayo incidente y la normal (es decir, la línea perpendicular a la superficie del medio) en el punto de incidencia. El ángulo de incidencia es el ángulo entre el rayo incidente y la normal. Los ángulos de reflexión y refracción se definen de modo análogo.

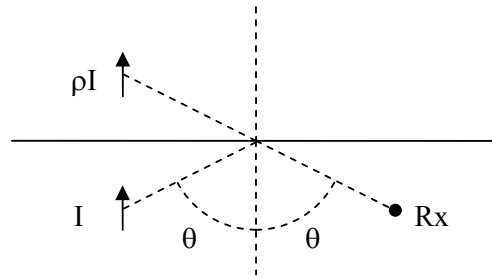


Fig.33. Ley de reflexión.

La ley de la reflexión afirma que el ángulo de incidencia es igual al ángulo de reflexión, y que el rayo incidente, el rayo reflejado y la normal en el punto de incidencia se encuentran en el mismo plano. El rayo reflejado se puede considerar como un rayo producido por la imagen de la fuente original respecto a la superficie de separación entre los dos medios. La amplitud de la corriente original y la del dipolo imagen están relacionadas por un coeficiente de reflexión que también se calcula mediante la técnica de Óptica Geométrica, como se muestra en la Fig. 33.

La herramienta de diseño utilizada en este trabajo se basa en esta técnica. El EBP se representa mediante un dipolo elemental y todas las superficies que delimitan el volumen de la cámara se reemplazan por dipolos imagen cuyas corrientes están relacionadas con la del original mediante los oportunos coeficientes de reflexión que se obtienen utilizando un método de homogeneización descrito más adelante. Esta herramienta tiene en cuenta el campo total producido por el EBP y no sólo los términos de campo lejano, de forma que el modelo funcione hasta frecuencias tan bajas como 200 MHz.

### III.3. HOMOGENEIZACIÓN.

El método de homogeneización se utiliza para tener en cuenta el efecto de los absorbentes piramidales situados sobre las paredes y techo de la cámara. La reflectividad de una agrupación de absorbentes se puede calcular sustituyéndola por un medio dieléctrico (y también magnético en el caso de ferritas) inhomogéneo equivalente. La variación de las propiedades del material a través del medio equivalente, representado en la Fig. 34, se puede modelar por medio de una superposición de capas de material homogéneo isótropo o anisótropo uniaxial (siendo el primero un caso particular del segundo).

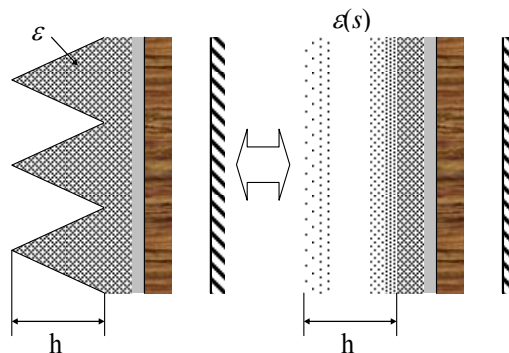


Fig.34. Modelo del medio equivalente para absorbentes.

La permitividad para las capas de material homogéneo isótropo uniaxial viene dada por:

$$\varepsilon(s) = 1 + (\varepsilon - 1) \left( \frac{s}{h} \right)^2 \quad (7)$$

$\varepsilon$  = permitividad del absorbente piramidal

$h$  = altura del absorbente piramidal (Sin tener en cuenta la base)

$s$  = profundidad del medio inhomogeneo

Cuando el material absorbente es substituido por N capas de material homogéneo anisótropo uniaxial sus propiedades vienen dadas por:

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_t & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_t & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z \end{bmatrix} \quad \mu = \begin{bmatrix} \mu_t & 0 & 0 \\ 0 & \mu_t & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \quad (8)$$

donde

$$\varepsilon_t = \varepsilon_0 \left[ 1 + g \frac{2(\varepsilon_a - \varepsilon_0)}{(1+g)\varepsilon_0 + (1-g)\varepsilon_a} \right] \quad (9)$$

$$\mu_t = \mu_0 \left[ 1 + g \frac{2(\mu_a - \mu_0)}{(1+g)\mu_0 + (1-g)\mu_a} \right] \quad (10)$$

$$\varepsilon_z = (1-g)\varepsilon_0 + g\varepsilon_a \quad (11)$$

$$\mu_z = (1-g)\mu_0 + g\mu_a \quad (12)$$

$\varepsilon_a$  = permitividad del material absorbente

$\mu_a$  = permeabilidad del material absorbente

$g$  = factor de llenado (depende de la forma del material absorbente)

$$g = \left( \frac{s}{h} \right)^2 \quad \text{para pirámides cónica} \quad (13)$$

$$\left. \begin{aligned} g &= 2 \left( \frac{s}{h} \right)^2 & \frac{s}{h} < \frac{1}{2} \\ g &= 1 - 2 \left( \frac{s-h}{h} \right)^2 & \frac{s}{h} > \frac{1}{2} \end{aligned} \right\} \quad \text{para pirámides giradas} \quad (14)$$

$$g = \frac{s}{h} \quad \text{para cuñas piramidales} \quad (15)$$

$$g = \frac{a^2}{b^2} \text{ para rejilla de ferrita (a y b se definen en la Fig. 35)} \quad (16)$$

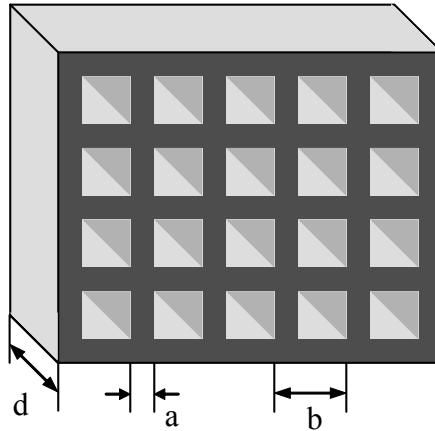


Fig.35. Geometría de la rejilla de ferrita

Aplicando las condiciones de continuidad en la superficie de separación entre medios anisótropos uniaxiales representado en la Fig. 36 se obtiene la siguiente expresión para el índice de refracción del medio:

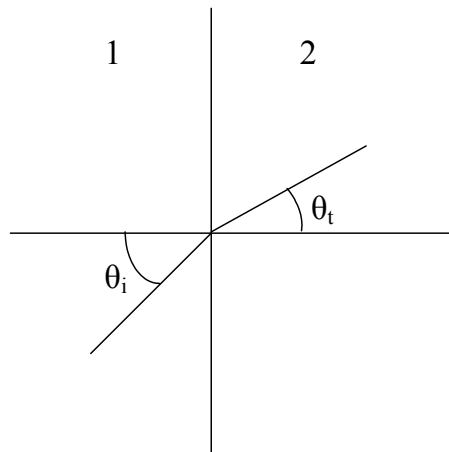


Fig.36. Onda incidente y reflejada entre dos medios homogéneos.

$$n = \sqrt{\frac{\mu_{t,r} \varepsilon_{t,r}}{\cos^2 \theta + R \sin^2 \theta}} \quad (17)$$

y la correspondiente ley de Snell generalizada:

$$\sin \theta_t = \left[ \frac{\mu_{t,r} \varepsilon_{t,r}}{(n_i \sin \theta_i)^2} - R + 1 \right]^{-1/2} \quad (18)$$

Con  $R = \frac{\mu_{t,r}}{\mu_{z,r}}$  para ondas con polarización TE y  $R = \frac{\varepsilon_{t,r}}{\varepsilon_{z,r}}$  para ondas con polarización.

La impedancia de entrada a una cualquiera de las capas del medio equivalente es:

$$Z_i(0) = \eta'_i \frac{1 + \rho_i(0)}{1 - \alpha_i \rho_i(0)} \quad (19)$$

donde el coeficiente de reflexión se calcula utilizando la teoría de líneas de transmisión representada en la Fig. 37:

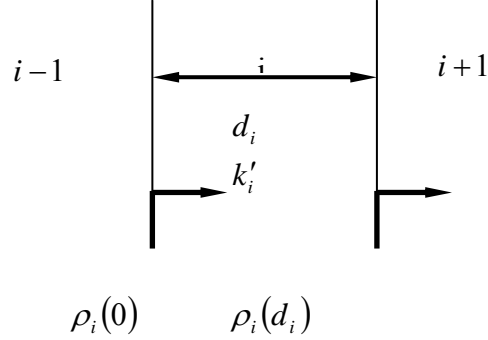


Fig.37. Modelo de línea de transmisión para calcular la impedancia de entrada en la punta del absorbente.

$$\rho_i(0) = \rho_i(d_i) [\cos 2k'_i d_i - j \sin(2k'_i d_i)] \quad (20)$$

Siendo

$$\rho_i(d_i) = \frac{Z_i(d_i) - \eta'_i}{\alpha_i Z_i(d_i) + \eta'_i} \quad (21)$$

donde  $d_i$  es el espesor de la capa mientras que, para ondas con polarización TE, se tiene

$$k'_i = k_i \cos \theta_{t,i} \quad (22)$$

$$k_i = \omega \sqrt{\frac{\varepsilon_{t,i} \mu_t}{\cos^2 \theta + R \sin^2 \theta}} \quad (23)$$

$$\eta'_i = \left( \frac{\omega}{k'_i} \frac{1}{A+B} \right)^p \quad (24)$$

$$\alpha_i = \left( \frac{A-B}{A+B} \right)^p \quad (25)$$

$$A = \frac{\cos^2 \theta_{t,i}}{v_{t,i}} + \frac{\sin^2 \theta_{t,i}}{v_{z,i}} \quad (26)$$

$$B = \left( \frac{1}{v_{t,i}} - \frac{1}{v_{z,i}} \right) \sin^2 \theta_{t,i} \quad (27)$$

Con  $R = \frac{\mu_{t,r}}{\mu_{z,r}}$ ,  $p=1$  y  $v=\mu$  para ondas con polarización TE y  $R = \frac{\varepsilon_{t,r}}{\varepsilon_{z,r}}$ ,  $p=-1$  y  $v=\varepsilon$  para

ondas con polarización TM.

Finalmente, la reflectividad a la entrada de las  $N$  capas se obtiene aplicando recursivamente las ecuaciones (19-21). El procedimiento descrito en los párrafos anteriores se ha validado comparando los valores de reflectividad calculados con los publicados en [1].

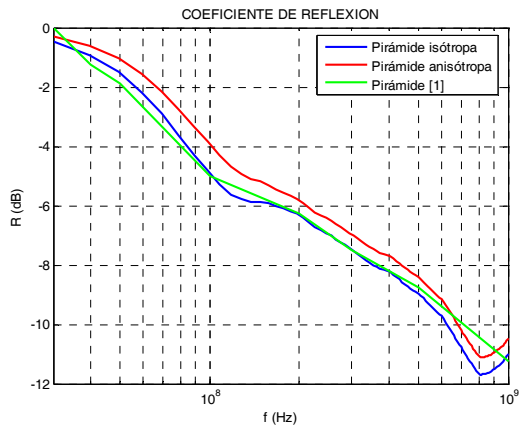


Fig.38. Reflectividad para pirámides de 1.22m con carga de carbón de 10%. Incidencia normal.

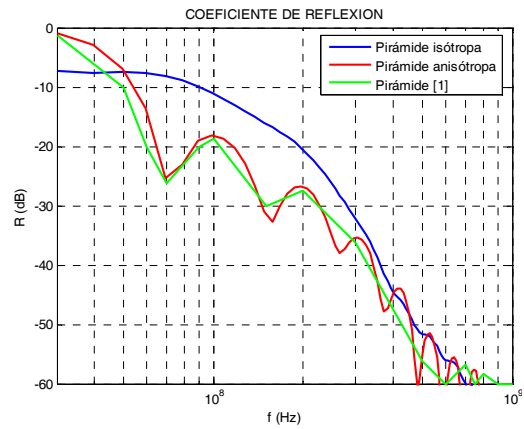


Fig.39. Reflectividad para pirámides de 1.22 m con carga de carbón de 26%. Incidencia normal

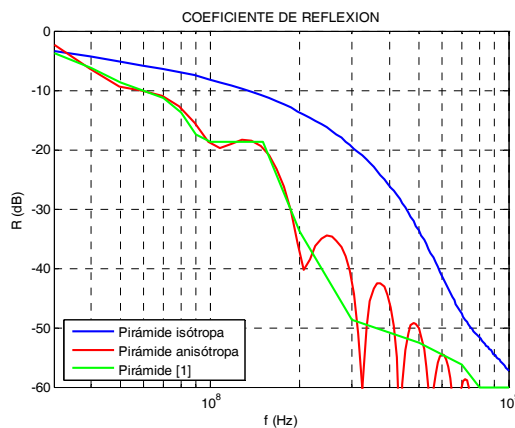


Fig.40. Reflectividad para pirámides de 1.22 m con carga de carbón de 34%. Incidencia normal.

En las Fig. 38 - 40 se observa el coeficiente de reflexión para pirámides de 1,22 m con diferentes porcentajes de carbón. En estas figuras se compara el funcionamiento de estos absorbentes piramidales calculado utilizando el método de homogeneización tanto en su versión isotrópica como anisótropa.

Se observa que cuando el contenido de carbón es bajo (10%), el comportamiento tanto de la pirámide isotrópica como de la anisótropa es muy similar al de [1], ya que el hecho de tener en cuenta la periodicidad del array de pirámides es irrelevante porque al ser el porcentaje de carbón pequeño la variación de la permitividad es menos marcada y por lo tanto se puede obviar.

Sin embargo cuando el contenido de carbón es alto se observa una diferencia apreciable (la variación de la permitividad es más marcada) entre la curva de la pirámide isotrópica y la anisótropa, particularmente en frecuencias bajas donde el efecto de la anisotropía afecta más al

comportamiento del absorbente, en cambio la curva de la pirámide anisótropa y la curva publicada en [1], son muy similares.

En las Fig. 41 - 43 se puede observar que la reflectividades obtenidas para incidencia normal en todo el margen de frecuencias es sensiblemente mejor que para otras incidencias. Hay que resaltar que cuando se utiliza el medio equivalente isotrópico, se obtienen valores de absorción menores que cuando se utiliza el medio equivalente anisótropo.

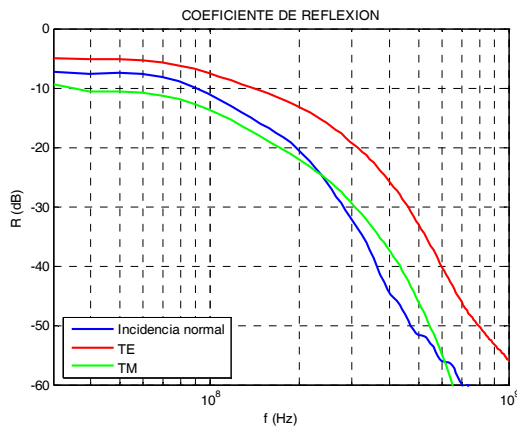


Fig.41. Reflectividad pirámides de material isotrópico de 1.22 m de altura con carga de carbón de 26%, obtenida utilizando un medio equivalente isotrópico.

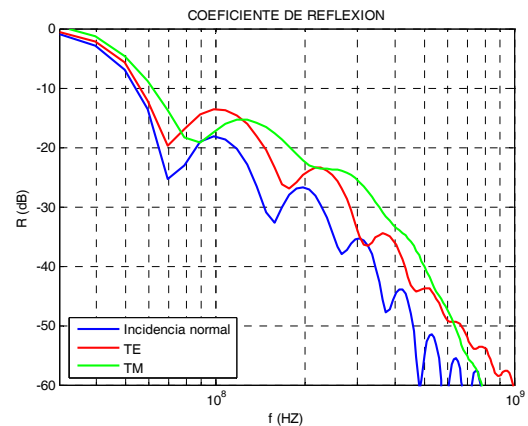


Fig.42. Reflectividad para pirámides de 1.22 m de altura con carga de carbón de 26%, obtenida utilizando un medio equivalente anisótropo.

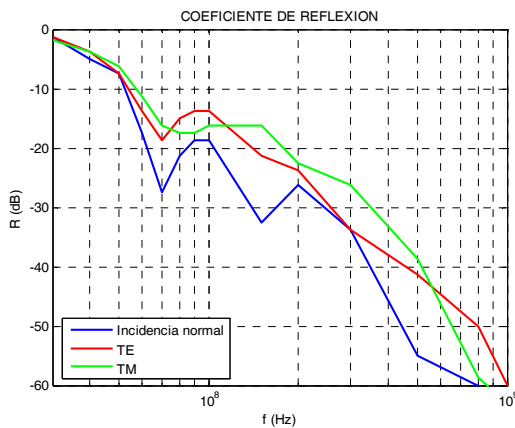


Fig.43. Reflectividad para pirámides de 1.22 m de altura con carga de carbón de 26%, calculada con el medio equivalente anisótropo propuesto en [1].

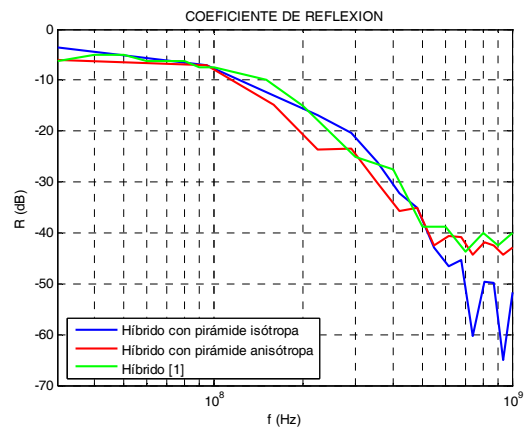


Fig.44. Coeficiente de reflexión para absorbente híbrido. Ferrita de 6 mm de espesor y pirámide de 0.612 m de altura y 26% de carbón. Incidencia normal.

En la Fig. 44 se aprecia que para frecuencias bajas la reflectividad de los absorbentes híbridos es prácticamente la misma, independientemente del modelo de método equivalente que se utilice. Sin embargo, en alta frecuencia, la discrepancia entre los resultados para el medio equivalente isotrópico y los anisótropos es apreciable. Esto es así porque en frecuencias más bajas, la reflectividad depende básicamente de la absorción de la ferrita, que es un medio intrínsecamente isotrópico, mientras que al aumentar la frecuencia son las pirámides las que contribuyen en mayor medida a la absorción de la energía incidente en las paredes y techo.



La reflectividad obtenida para pirámides giradas de 1.22 m de altura es similar a la reflectividad obtenida para pirámides cónicas. Se han comparado en la Fig. 45 y 46 las curvas de reflectividad obtenidas con el modelo de medio equivalente propuesto y el descrito en [1] obteniendo claramente una gran similitud.

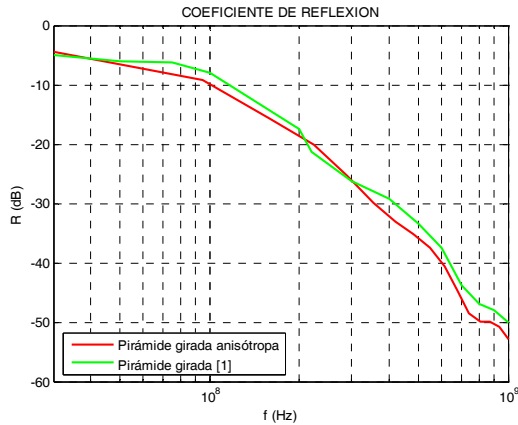


Fig.45. Reflectividad para pirámide girada de 1.22 m de altura con 26% de carbón. Incidencia TE

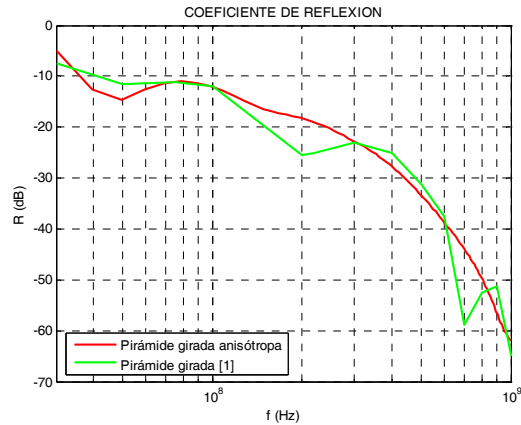


Fig.46. Reflectividad para pirámide girada de 1.22 m de altura con 26% de carbón. Incidencia TM

Al comparar las Fig. 45 y 46 se observa que para pirámides giradas de iguales características se obtiene una mejor absorción cuando la onda incidente es de modo TM.

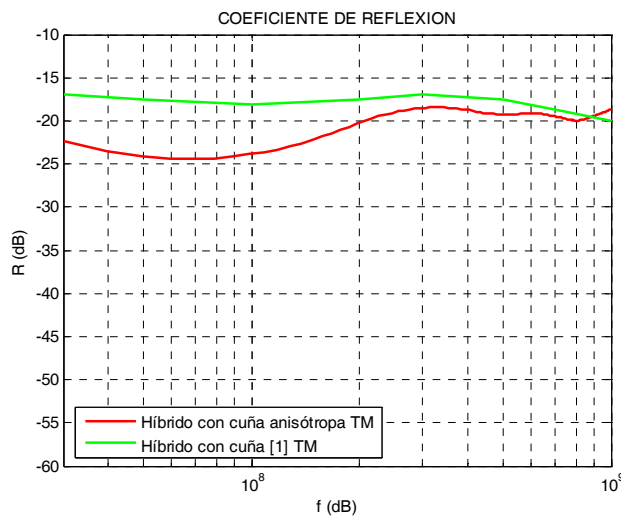


Fig.47. Reflectividad para absorbentes híbridos. Cuñas de 0.61 m de altura con 10% de carbón y ferrita de 6.38 mm de espesor. Incidencia TM.

En la Fig. 47 se puede observar de forma evidente una tendencia que ya apunta en las figuras anteriores: en bajas frecuencias la reflectividad calculada con el método propuesto es, en líneas generales, menor que la calculada en [1].

## IV. MÉTODO PARA EL CÁLCULO DE LA NSA DE CÁMARAS SEMIANECOICAS BASADO EN ÓPTICA GEOMÉTRICA.

### IV.1. CONCEPTOS GENERALES.

Como se comentó en capítulos anteriores, existen diferentes técnicas que permiten predecir el comportamiento de cámaras anecoicas y semianecoicas de manera aproximada, en rangos de frecuencias limitados. La herramienta desarrollada en este capítulo, permite predecir el comportamiento de éstas en un margen de frecuencias comprendido entre 30 MHz y 1 GHz, que es el rango de frecuencias en el cual es obligatorio realizar las medidas de emisiones radiadas.

Esta herramienta se basa en el método de las imágenes. Las paredes, techo y suelo de la cámara se reemplazan por dipolos imagen cuya corriente está relacionada con la del dipolo original mediante un coeficiente de reflexión que se calcula utilizando la aproximación de óptica geométrica. Para tener en cuenta el efecto de los absorbentes se utiliza la teoría de líneas de transmisión junto (cuando sea necesario) con el método de homogeneización descrito en el capítulo anterior. El campo producido por los dipolos se calcula teniendo en cuenta todos sus términos (inducido y radiado). Se han considerado tres modelos para la cámara semianecoica, que denominaremos modelo de 7 rayos, modelo de 14 rayos y modelo de múltiples rayos. El número de rayos coincide con el número total de dipolos utilizados (incluido el que representa al EBP) y el nombre procede del hecho de que dicho número es proporcional al número de rebotes o rayos considerado.

#### IV.1.1. Modelo de Cámara Semianecoica de 7 rayos

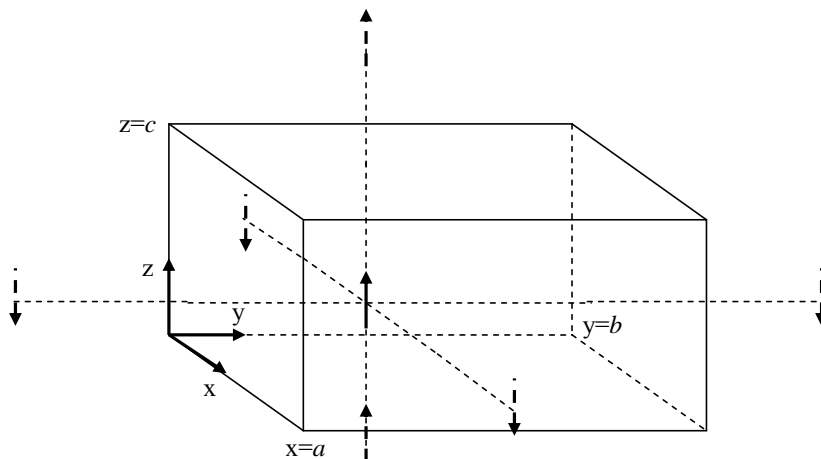


Fig.48. Modelo de Cámara Semianecoica de 7 rayos

En este modelo de 7 rayos, el EBP es representado mediante un dipolo elemental, mientras que las paredes, el techo y el suelo son reemplazados por dipolos imagen (ver Fig.48) cuyas corrientes están relacionadas con la corriente del dipolo original mediante los respectivos coeficientes de reflexión obtenidos a partir de la teoría de líneas de transmisión junto, en su caso, con el método de

homogeneización. Por lo tanto, el campo en la antena receptora se calcula a partir de la contribución del rayo directo proveniente del dipolo original y las contribuciones de los seis rayos procedentes de los dipolos imagen.

Esta herramienta tiene en cuenta el campo total producido por el EBP y no sólo los términos de campo lejano, de forma que el modelo funcione razonablemente bien a frecuencias tan bajas como 30 MHz.

#### IV.1.2. Modelo de Cámara Semianecoica de 14 rayos

En el modelo de 14 rayos (representado en la Fig. 49), en primer lugar, al igual que en el modelo de 7 rayos, el EBP es sustituido por un dipolo elemental y a continuación se sustituye el plano metálico por un dipolo imagen (en rojo en la figura) y se obtiene la imagen especular del resto de la cámara, convertida ahora en una cámara anecoica.

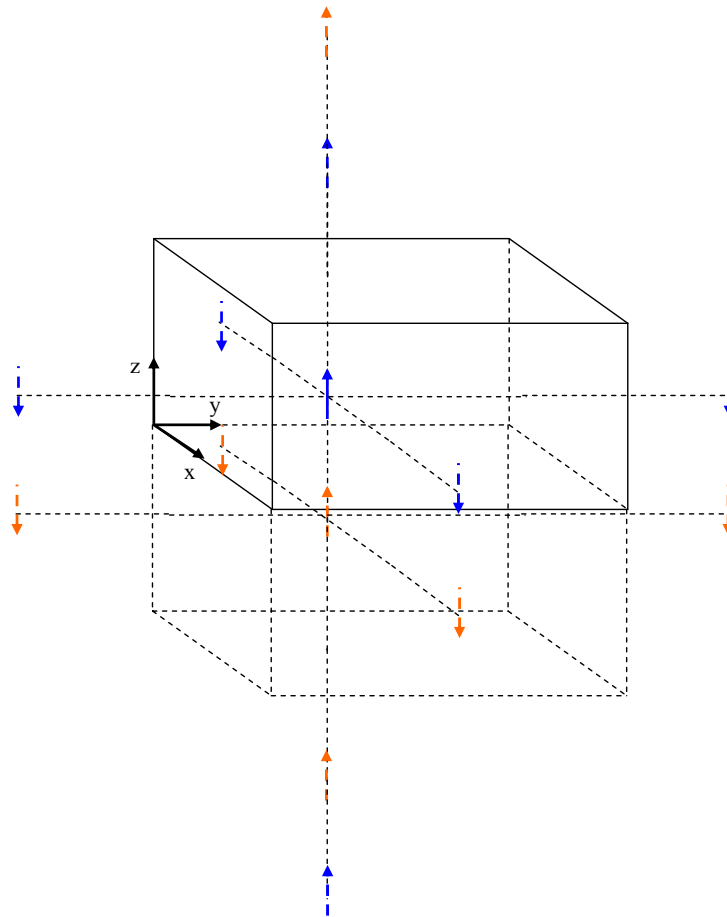


Fig.49. Modelo de Cámara Semianecoica de 14 rayos

Posteriormente, las superficies de la cámara son reemplazadas a su vez por dipolos imagen correspondientes al dipolo elemental (flechas azules) y al dipolo imagen con respecto al suelo (flechas rojas). El campo en la antena receptora se obtiene en este caso a partir de los rayos directos provenientes del dipolo original y de su imagen con respecto al suelo, más los producidos por sus imágenes en las restantes superficies. En este modelo también se tienen en cuenta el campo

total producido por la antena transmisora incluyendo los términos de campo lejano como los términos de campo cercano.

#### IV.1.3. Modelo de Cámara Semianecoica utilizando un número arbitrario de rayos (Modelo de N capas)

En general, un dipolo elemental rodeado completamente por superficies con una reflectividad no nula, no puede conseguir cumplir las condiciones de contorno sobre las mismas con un número finito de imágenes. En este capítulo, se han desarrollado los algoritmos necesarios para calcular el número total de dipolos imagen necesarios para tener un número arbitrario de rebotes en las superficies de la cámara (cada dipolo imagen representa el efecto de un único rebote).

Igualmente se han desarrollado expresiones iterativas para calcular la posición de los dipolos imagen a partir del dipolo original y de las dimensiones de la cámara. Este modelo se ha validado utilizando la misma cámara utilizada para validar los modelos anteriores, como se discutirá en el apartado de resultados. A continuación, se muestra la rutina iterativa para calcular las posiciones de los dipolos imagen.

**Bucle que calcula la posición x, y, z de todos los dipolos imagen.** Donde m es el número total de dipolos y n el número de capas o rebotes.

```

m=1;
for i=-n:n
    for j=-n+abs(i):n-abs(i)
        for k=-n+abs(i)+abs(j):n-abs(i)-abs(j)
            xti(m)=xt+i*a;
            xt2i(m)=xt2+i*a;
            yti(m)=yt+j*b;
            yt2i(m)=yt2+j*b;
            zti(m)=zt+k*c;
            zt2i(m)=zt2+k*c;
            if floor(i/2)~=ceil(i/2)
                xti(m)=xti(m)+a-2*xt;
                xt2i(m)=xt2i(m)+a-2*xt2;
            end
            if floor(j/2)~=ceil(j/2)
                yti(m)=yti(m)+b-2*yt;
                yt2i(m)=yt2i(m)+b-2*yt2;
            end
            if floor(k/2)~=ceil(k/2)
                zti(m)=zti(m)+c-2*zt;

```

```

zt2i(m)=zt2i(m)+c-2*zt2;
end
end
end
end
end

```

#### IV.1.4. Resultados

Para validar la herramienta, se compararon los resultados de NSA calculados utilizando los distintos modelos de cámara desarrollados con los valores de NSA medidos en dos cámaras semianecoicas: una de dimensiones 4.96 m de ancho, 8.33 de largo y 6.1 m de alto (cámara ubicada en la E. T. S. I. de Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Valencia) y la otra de 13.5x21x8.5 m, cuyos valores de NSA se obtuvieron de [16]. Las medidas de NSA de la cámara de menor tamaño se realizaron situando la antena transmisora a 3 m de la antena receptora mientras que los valores obtenidos en [16] corresponden a medidas realizadas a 10 m.

La cámara de la E. T. S. I. T. está recubierta por diferentes tipos de absorbentes. Sobre la chapa de la cámara se encuentra una capa de baldosas de ferrita de 6.7 mm de espesor separada de ésta por un espaciador de aire de 2.33 cm de espesor. Sobre las baldosas de ferrita hay una capa de absorbentes piramidales de 40 cm de altura (10 cm de los cuales corresponden a la base). La permitividad y permeabilidad de las ferritas han sido medidas utilizando un medidor de impedancias entre 30 MHz y 1 GHz. Las propiedades dieléctricas de los absorbentes piramidales se han medido utilizando una sonda coaxial y un analizador vectorial de redes Agilent 8753ES.

En la Fig. 50 se muestra la NSA simulada con los modelos de 7 y 14 rayos comparada con la medida, observándose una buena coincidencia, por debajo de la incertidumbre de la medida ( $\pm 2$  dB). En esta misma figura se observa cómo en muy baja frecuencia el modelo de 14 rayos se aproxima mejor a la medida, mientras que en frecuencias por encima de los 40 MHz ambos modelos proporcionan resultados muy semejantes.

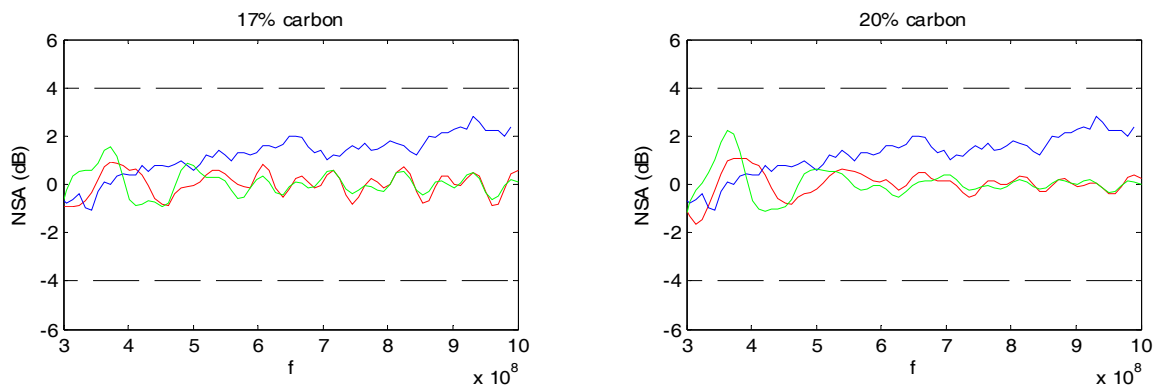


Fig.50. NSA a 3 m de una cámara de 4.96x8.33x6.1 m, con el transmisor a 1 m en posición centro. NSA simulada en verde (modelo de 7 rayos), NSA simulada rojo (modelo 14 rayos), NSA medida en azul.

Como ejemplo de aplicación se ha analizado la cámara de 10 m. En este caso se desconoce el valor de las propiedades electromagnéticas de los absorbentes, pero se ha supuesto que las ferritas utilizadas son las mismas que se usaron en la cámara de la UPV (que es un material muy estándar). En cuanto a los absorbentes dieléctricos, su permitividad se ajusta en cada caso, por lo que se ha procedido a estudiar el efecto del porcentaje de carbón en los mismos sobre la NSA, resultado que se muestra en la Fig. 51.

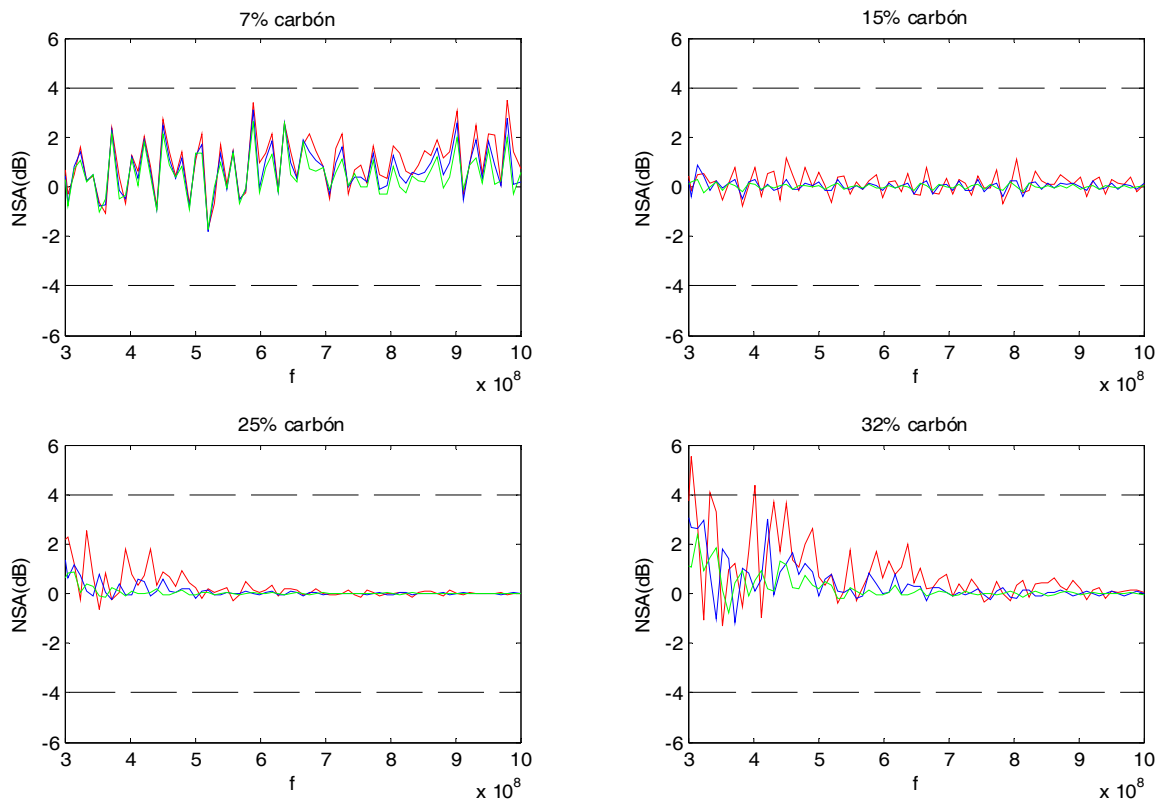


Fig.51. NSA a 10 m de una cámara de 13.5x21x8.5 m, en polarización horizontal y con el transmisor 1 m en posición centro, para distintos tamaños de pirámide: rojo 60 cm, azul 90 cm, verde 120 cm.

En esta figura se aprecia cómo para porcentajes de carbón bajos (7%), la cámara funciona razonablemente bien en baja frecuencia, pero en alta frecuencia hay picos de NSA próximos a 4 dB. Si se aumenta moderadamente el porcentaje de carbón (15 %) se puede apreciar una mejora importante en toda la banda de frecuencias, debido al efecto conjunto de pirámides y ferrita en baja frecuencia y al mucho mejor comportamiento de las pirámides en alta frecuencia. Si se sigue aumentando el porcentaje de carbón (25%), se mejora el funcionamiento en alta frecuencia pero se empieza a degradar en baja frecuencia debido al mal funcionamiento de las pirámides. Por último, cuando el porcentaje de carbón es alto (32%) no llega campo a las ferritas, por lo que la cámara se comporta como si estuviera recubierta únicamente con pirámides. Dado que éstas son muy pequeñas a baja frecuencia, el comportamiento de la cámara en esa banda se degrada y no se cumpliría el requisito de  $\pm 4$  dB. Incluso en alta frecuencia, debido a la menor penetración de los campos en las pirámides se puede observar una degradación de las prestaciones de la cámara,

aunque en este caso, debido al gran tamaño eléctrico de los absorbentes, todavía se consiguen buenos valores de NSA. Por lo tanto, el óptimo se encontrará entre el 15 y el 25 %de carbón (conclusión que se podría haber obtenido a partir de los resultados presentados en el capítulo anterior).

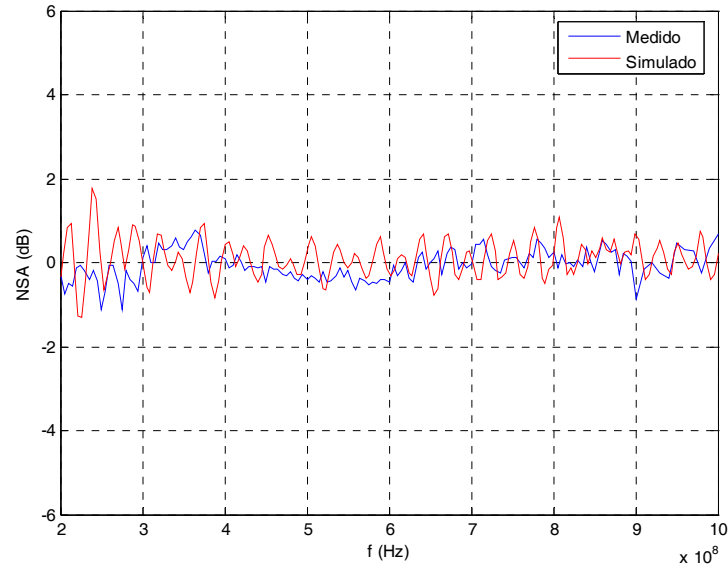


Fig.52. NSA a 10 m de una cámara de 13.5x21x8.5 m, con porcentaje de carbón del 17%

La Figura 52 muestra la NSA para la cámara grande con un porcentaje de carbón del 17 %. Aunque no se dispone de datos precisos de las características de la ferrita (espesor, permitividad y permeabilidad) ni de los absorbentes piramidales (propiedades dieléctricas y tamaño de la pirámide) el resultado es muy similar al publicado en [16], estando siempre por debajo de los límites aceptados por las normas.

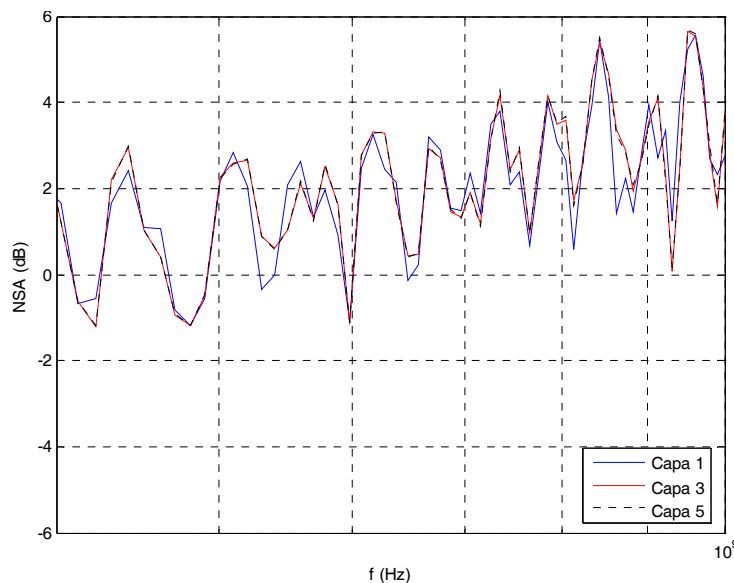


Fig.53. NSA Simulada usando diferentes números de imágenes.

En cuanto al modelo de N capas, se realizaron distintas simulaciones utilizando diferentes números de rebotes. En la Fig. 53 m se observa que a partir de la tercera capa (es decir, considerando 3 rebotes o 63 dipolos), los resultados no aportan cambios considerables pero sí supone un coste computacional enorme, como se muestra en la tabla 1. Además, se muestran los tiempos de simulación de los distintos modelos propuestos, así como el número total de dipolos utilizados.

| <b>Modelo</b>                 | <b>Tiempo de Ejecución (s)</b> | <b>Número de dipolos.</b> |
|-------------------------------|--------------------------------|---------------------------|
| Modelo de 7 rayos             | 80                             | 7                         |
| Modelo de 14 rayos            | 140                            | 14                        |
| Modelo de N capas<br>(1 capa) | 101.48                         | 7                         |
| Modelo de N capas<br>(2 capa) | 403.06                         | 25                        |
| Modelo de N capas<br>(3 capa) | 1052.05                        | 63                        |
| Modelo de N capas<br>(4 capa) | 2245.32                        | 129                       |
| Modelo de N capas<br>(5 capa) | 4081.70                        | 231                       |

Tabla 1: Tiempo de ejecución para modelos de 7 – 14 rayos y modelo de N capas.

A partir de estos resultados, se ha procedido a analizar la cámara de 3 m de la ETSIT utilizando 3 capas de imágenes. En la Fig. 54 se representan los valores de NSA calculados comparados con las medidas. Estos resultados se han obtenido para el transmisor a un metro de altura y en posición centro, y para polarización horizontal. Como se puede apreciar en la Fig. 54, entre 50 y 400 MHz los resultados de la simulación se ajustan muy bien a las medidas. Por debajo de 50 MHz la longitud de onda es excesivamente grande como para que el modelo funcione, mientras que por encima de 400 MHz las pirámides empiezan a ser eléctricamente grandes y su forma afecta mucho al resultado. Las simulaciones se han realizado suponiendo absorbentes piramidales, mientras que la cámara está recubierta por una combinación de pirámides de distinto tamaño y cuñas, lo cual justifica la discrepancia en alta frecuencia.



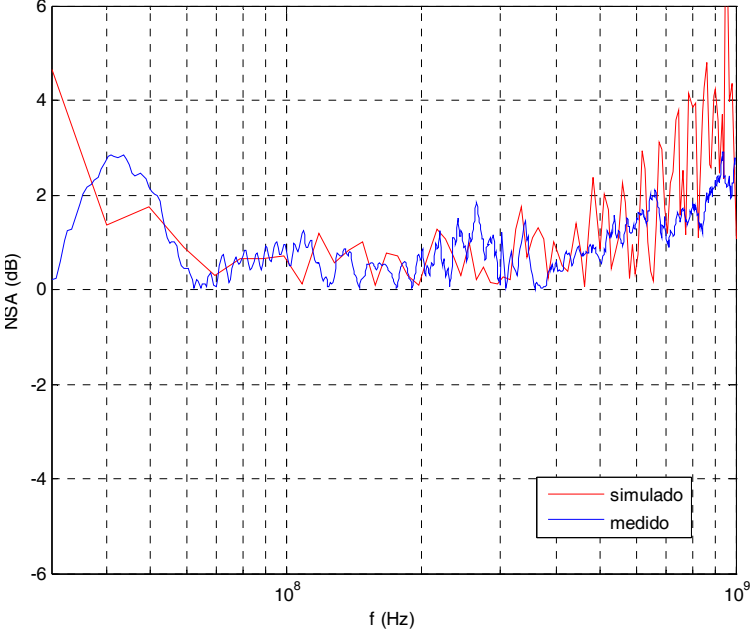


Fig.54. NSA utilizando 3 capas. Cámara de la ETSIT.

## V. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

En el presente trabajo se ha desarrollado un método que permite analizar y diseñar cámaras semianecoicas para medida de perturbaciones radiadas. El modelo se basa en técnicas de óptica geométrica que permiten tener en cuenta un número arbitrariamente grande de rebotes en las paredes y en el uso de la teoría de líneas de transmisión para calcular los coeficientes de reflexión en los absorbentes. Cuando éstos son inhomogéneos, se utiliza un método de homogeneización para simplificar el cálculo.

El método de homogeneización desarrollado se ha validado comparando las reflectividades obtenidas con valores previamente publicados por otros autores obtenidos a partir de modelos de homogeneización diferentes. Se ha comprobado que la homogeneización desarrollada funciona muy bien en todo el rango de frecuencias

El procedimiento de homogeneización se ha validado comparando los resultados obtenidos simulado una cámara semianecoica de tamaño mediano con los valores de NSA medidos en la misma. También se ha realizado un estudio paramétrico de la influencia del dopado de los absorbentes dieléctricos en la NSA en una cámara de gran tamaño, identificando el valor óptimo y comparando la NSA obtenida con el mismo con las medidas en una cámara real. A pesar de no conocer muchos de los datos de la cámara en cuestión, se consigue reproducir muy bien la NSA de la misma.

Finalmente, se ha realizado un estudio de convergencia y se ha comprobado que utilizar más de tres rebotes en las paredes no aporta más exactitud al método pero sí incrementa notablemente el coste computacional. El análisis de la cámara de la E.T.S.I.T. ha permitido identificar el margen de frecuencias en el que el modelo es válido.

Como líneas futuras, se plantea aumentar el margen de frecuencias en los que el modelo es útil, afinando el modelo en baja frecuencia y mejorando el cálculo de la reflectividad en alta frecuencia utilizando el método de los elementos finitos con condiciones de contorno periódicas (modos de Floquet).

**BIBLIOGRAFIA**

- [1] C. L. Holloway *et al*, “Comparison of Electromagnetic Absorber Used in Anechoic and Semi-Anechoic Chambers for Emission and Immunity Testing of Digital Devices”, in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. Vol. 39, no. 1, 1997 pp. 33-47.
- [2] Directiva 2004/108/CE del parlamento Europeo y del Consejo de 15 de diciembre de 2004. “Relativa a la aproximación de las legislaciones de los Estados miembros en materia de compatibilidad electromagnética y por la que se deroga la Directiva 89/336/CEE”. *DOCE* Serie L, No 390. Diciembre 31 de 2004.
- [3] A.A. Smith, Jr., R.F. German, and J.B. Pate, “Calculation of site attenuation from antenna factors,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 24, pp. 301-316, 1982.
- [4] Directiva 89/336/CEE del consejo de 3 de mayo de 1989. “Sobre aproximación de las legislaciones de los Estados Miembros relativas a la compatibilidad electromagnética”. *DOCE* Serie L, No 139. Mayo 23 de 1989.
- [5] American National Standard Institute ANSI, “Methods of Measurements of radio Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz,” *IEEE*, Piscataway, NJ, July 17, 1992.
- [6] “Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of Information technology Equipment,” International Electrotechnical Commission, Standard CISPR-22, 1993.
- [7] R.E. Boyd, J. A. Malack, and I. E. Rosenbarker, “EMI control for data processing and office equipment,” *Proc Electromagnetic Compatibility 1975; 1<sup>st</sup> Symp. Tech. Exhibit. Electromagnetic Compatibility*, Montreux, Switzerland, May 20 – 22, 1975, pp. 307-313.
- [8] Computer and Business Equipment Manufacturers Association Environment and safety, “Limits and methods of measurement of electromagnetic emanations from electronic data processing and office equipment,” *Computer and Business equipment Manufacturers Association. Environment and Safety*, Washington, DC, Rep. CBEMA/ESC5’77’29, 1977 subcommittee SC5 on Electromagnetic Interference.
- [9] Baker-AE, Sitzia-AM, Preston-TW, Puzo-A and Pans-A, “Characterization of Electromagnetic Anechoic Chamber by Finite-Element Method”, in *IEEE Transactions Microwaves Theory Tech*, vol. 32, no. 3, pp. 1513-1516, 1996.
- [10] R. Luebbers, D. Steich, D. Ryan, and K. Kunz, “Analysis of compact electromagnetic anechoic chamber performance using finite difference time domain methods,” in 1991 SOUTHEASTCON, Apr. 8-10, 1991, pp. 4-7.
- [11] Christopher L. Holloway, Paul M. McKenna, Roger A. Dalke, Rodney A. Perala, and Charles L. Devor, Jr., “Time Domain Modeling, Characterization, and Measurements of Anechoic and Semi-Anechoic Electromagnetic Test Chambers,” in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. Vol. 44, No 1, February 2002.
- [12] Christopher L. Holloway, “Modeling Semi-Anechoic Electromagnetic Measurement Chamber”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 38, No 1., pp. 79-84, February 1996.
- [13] Ignacio Monterde, Luis Nuño, Juan V. Balbastre, “Low frequency Model for Rectangular Semi-Anechoic Chambers” in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. Vol. 4, pp. 725-733, 2006.
- [14] E.F. Kuester and C.L.Holloway, “Comparison of approximations for effective parameters of artificial dielectrics,” *IEEE Transactions Microwaves Theory Tech.*, Vol. 33, pp. 1752-1755, Nov.1990.
- [15] E.F. Kuester and C.L.Holloway, “A low frequency model for wedge or pyramid absorbers arrays – I,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility waves*. Vol. 36, pp. 300-306.
- [16] <http://www.ijjnet.or.jp/EMCE/>

## **ANEXOS**

**Anexo 1.** Análisis de las prestaciones en alta frecuencia de cámaras para medidas de EMI.

**Anexo 2.** Análisis sistemático de los absorbentes utilizados en cámaras semianecoicas.

**Anexo 3.** A systematic approach for modelling the effect of EMC absorbers in semi-anechoic chambers.

**Anexo 1.**

**Análisis de las prestaciones en alta frecuencia de cámaras para medidas  
de EMI.**

XX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio  
URSI – Gandia 2005

**Anexo 2.**

**Análisis sistemático de los absorbentes utilizados en cámaras  
semianecoicas.**

XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio

URSI – Oviedo 2006

**Anexo 3.**

**A sistematic approach for modelling the effect of EMC absorbers in  
semi-anechoic chambers.**

Europe International symposium on Electromagnetic Compatibility

EMC Europe – Barcelona 2006