



Universidad
de Alcalá

COMISIÓN DE ESTUDIOS OFICIALES
DE POSGRADO Y DOCTORADO

ACTA DE EVALUACIÓN DE LA TESIS DOCTORAL

Año académico 2016/17

DOCTORANDO: **POYATOS MARTÍNEZ, DAVID**
D.N.I./PASAPORTE: ****0162F

PROGRAMA DE DOCTORADO: **D326 DOCTORADO EN COMPUTACIÓN CIENTÍFICA Y APLICADA**
DEPARTAMENTO DE: **CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN**
TITULACIÓN DE DOCTOR EN: **DOCTOR/A POR LA UNIVERSIDAD DE ALCALÁ**

En el día de hoy 20/04/17, reunido el tribunal de evaluación nombrado por la Comisión de Estudios Oficiales de Posgrado y Doctorado de la Universidad y constituido por los miembros que suscriben la presente Acta, el aspirante defendió su Tesis Doctoral, elaborada bajo la dirección de **IVÁN GONZÁLEZ DIEGO // DAVID ESCOT BOCANEGRA**.

Sobre el siguiente tema: *DISEÑO Y APLICACIÓN DE UN SISTEMA DE MEDIDA POLIVALENTE PARA LA REALIZACIÓN DE ENSAYOS DE DISPERSIÓN ELECTROMAGNÉTICA SOBRE MATERIALES Y RECUBRIMIENTOS*

Finalizada la defensa y discusión de la tesis, el tribunal acordó otorgar la CALIFICACIÓN GLOBAL³ de (no apto, aprobado, notable y sobresaliente): SOBRESALIENTE

Alcalá de Henares, 20 de ABRIL de 2017

EL PRESIDENTE

Fdo.: FCO. H. SAEZ DE ADANA M.

EL SECRETARIO

Fdo.: MIRELA PARICIO

EL VOCAL

Fdo.: JESUS ALVAREZ GONZALEZ

Con fecha 25 de abril de 2017 la Comisión Delegada de la Comisión de Estudios Oficiales de Posgrado, a la vista de los votos emitidos de manera anónima por el tribunal que ha juzgado la tesis, resuelve:

- Conceder la Mención de "Cum Laude"
 No conceder la Mención de "Cum Laude"

FIRMA DEL ALUMNO,

La Secretaria de la Comisión Delegada

Fdo.: DAVID POYATOS MARTÍNEZ

³ La calificación podrá ser "no apto" "aprobado" "notable" y "sobresaliente". El tribunal podrá otorgar la mención de "cum laude" si la calificación global es de sobresaliente y se emite en tal sentido el voto secreto positivo por unanimidad.

INCIDENCIAS / OBSERVACIONES:

[Faint, illegible handwritten notes and bleed-through text from the reverse side of the page. Some words like "observaciones" and "incidencias" are barely visible.]



Universidad
de Alcalá

COMISIÓN DE ESTUDIOS OFICIALES
DE POSGRADO Y DOCTORADO

En aplicación del art. 14.7 del RD. 99/2011 y el art. 14 del Reglamento de Elaboración, Autorización y Defensa de la Tesis Doctoral, la Comisión Delegada de la Comisión de Estudios Oficiales de Posgrado y Doctorado, en sesión pública de fecha 25 de abril, procedió al escrutinio de los votos emitidos por los miembros del tribunal de la tesis defendida por *POYATOS MARTÍNEZ, DAVID*, el día 20 de abril de 2017, titulada *DISEÑO Y APLICACIÓN DE UN SISTEMA DE MEDIDA POLIVALENTE PARA LA REALIZACIÓN DE ENSAYOS DE DISPERSIÓN ELECTROMAGNÉTICA SOBRE MATERIALES Y RECUBRIMIENTOS*, para determinar, si a la misma, se le concede la mención "cum laude", arrojando como resultado el voto favorable de todos los miembros del tribunal.

Por lo tanto, la Comisión de Estudios Oficiales de Posgrado **resuelve otorgar** a dicha tesis la

MENCIÓN "CUM LAUDE"

Alcalá de Henares, 26 de abril de 2017

EL PRESIDENTE DE LA COMISIÓN DE ESTUDIOS
OFICIALES DE POSGRADO Y DOCTORADO



Juan Ramón Velasco Pérez

Copia por e-mail a:

Doctorando: POYATOS MARTÍNEZ, DAVID

Secretario del Tribunal: MIGUEL ÁNGEL PATRICIO GUIADO.

Directores de Tesis: IVÁN GONZÁLEZ DIEGO // DAVID ESCOT BOCANEGRA



Programa de Doctorado en Computación
Científica y Aplicada

**“DISEÑO Y APLICACIÓN DE UN
SISTEMA DE MEDIDA
POLIVALENTE PARA LA
REALIZACIÓN DE ENSAYOS DE
DISPERSIÓN
ELECTROMAGNÉTICA SOBRE
MATERIALES Y
RECUBRIMIENTOS”**

Tesis Doctoral presentada por

DAVID POYATOS MARTÍNEZ

Director: Dr. IVÁN GONZÁLEZ DIEGO

Co-Director: Dr. DAVID ESCOT BOCANEGRA

Alcalá de Henares, 2017

D. Iván González Diego, Profesor Titular de Universidad del Departamento de Ciencias de la Computación de la Universidad de Alcalá,

D. David Escot Bocanegra, Científico Titular de OPI del Departamento de Radiofrecuencia y Tecnologías Electrónicas del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA),

HACEN CONSTAR:

Que, una vez concluido el trabajo de tesis doctoral titulado: **“Diseño y aplicación de un sistema de medida polivalente para la realización de ensayos de dispersión electromagnética sobre materiales y recubrimientos”** realizado por D. David Poyatos Martínez, dicho trabajo reúne los suficientes méritos teóricos, que se han contrastado adecuadamente mediante validaciones experimentales y que son altamente novedosos. Por todo ello consideran que procede su presentación y defensa pública.

Y para que así conste, firman la presente en Alcalá de Henares, a 11 de Enero de 2017.

El Director de la Tesis



D. Iván González Diego



El Co-Director de la Tesis



D. David Escot Bocanegra



Dña. Teresa Inmaculada Díez Folledo, Profesora Titular de Universidad del Área de Ciencias de la Computación, en calidad de Directora del Departamento de Ciencias de la Computación de la Universidad de Alcalá,

HACE CONSTAR:

Que la tesis titulada **“Diseño y aplicación de un sistema de medida polivalente para la realización de ensayos de dispersión electromagnética sobre materiales y recubrimientos”**, presentada por D. David Poyatos Martínez para optar al título de Doctor por la Universidad de Alcalá, y dirigida por D. Iván González Diego y D. David Escot Bocanegra, reúne los requisitos para su presentación y defensa pública.

Y para que así conste, firma la presente en Alcalá de Henares, a 26 de Enero de 2017.

La Directora del Departamento de Ciencias de la Computación



Dña. Teresa Inmaculada Díez Folledo



Universidad
de Alcalá

A David e Isabel,
porque, pase lo que pase, ellos siempre serán mis pequeños.

Agradecimientos

Ciertamente no pensé que vería este momento, pero como dijo el poeta, *todo pasa y todo queda*,... Pues bien, esto se acaba y debo escribir los agradecimientos.

En el ámbito académico, agradecer a mis tutores su trabajo y dedicación. Por un lado a Iván por su apoyo e implicación, sobre todo por dedicar su tiempo a corregir y comentar todos estos capítulos y el trabajo que contienen. Por otro a *Escoti*, sin cuya participación no hubiera sido posible la realización de esta tesis. Es sin duda la persona clave en la que me he apoyado en el desarrollo y consecución de todo este trabajo tanto a nivel técnico como humano. Y no sólo eso, sino que ha sido un auténtico socio y amigo en “*esta aventura que comenzamos juntos*” hace ya casi una década. De hecho, podría aparacer en cualquiera de los ámbitos de estos agradecimientos.

En el ámbito profesional quisiera resaltar el apoyo del *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas”* (INTA), sin cuyo soporte económico este proyecto nunca habría visto la luz. En particular, agradecer la ayuda y amistad de todo el personal del Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica y del B-14, en especial a Juan Angel, *Patri* y *Noe*, porque parte de su trabajo está también aquí dentro. Y aunque probablemente no leerá esta memoria, es justo agradecer a Ignacio Montiel el que ideara e impulsara con nosotros todo esto.

En el ámbito personal, unas palabras a mis amigos del barrio, porque siempre estan ahí. A mi familia y amigos de Ribagorda, en especial a Silvia y Ana, mis *hermanas pequeñas*, por esos veranos inolvidables. Y a la pequeña gran familia del Pasillo Verde, donde he conocido a gente muy especial, y donde están esos pequeños maravillosos que me enseñan a disfrutar del futbol como nunca lo había hecho antes.

Por último, y más importante, quisiera dedicar esta tesis a mi familia, en especial a mis padres, por todos estos años de apoyo incondicional sin pedir nada a cambio, en los que además me han enseñado a ser lo que soy. Y a Agus y Carmen, por su cariño y respeto, y por haberme hecho el regalo más preciado, David e Isabel, con los que mi vida se llena de alegría.

A todos vosotros, muchas gracias. Sólo espero haberos podido devolver a lo largo de estos años una pequeña parte de todo lo bueno que me habéis dado.

Abstract

In the last decades, the use of electromagnetic fields has been widespread in a full range of scientific and technological fields. The aeronautical platforms, both civilian and military, have not been an exception. In fact, they have used them intensively or have suffered their use, been also pioneers in many of them, like for example the use of radar systems.

In parallel, the materials and covers used in these platforms are being constantly renewed for improving their performance. Then, it is essential to characterize their behaviour not only from the mechanical or thermal point of view, for example, but also in relation to those electromagnetic fields.

In this way, the design and implementation of novel facilities and measurement methods that improve this characterization are of great utility. In addition, a versatile conception that permits a great variety of tests on the same facility seems to be the path to follow in the current economical scene, providing a greater interest to the development due to the associated cost reduction.

In this technological field the radar can be highlighted, which is able to detect any object that reflects an echo on the receiver higher than a predefined threshold, and also, it can determine its distance and position. Then, the reflectivity of a target is characterized by its *Radar Cross Section* (RCS). This is why its determination, analysis and control is of great interest, mainly in the military field. And not only for monostatic configuration, generalized in the operative systems, but also for bistatic configuration (transmitter and receiver placed in different locations), which is attracting the attention of the scientific and military community in the last years due to its ability to detect the so-called *stealth* targets.

On the other hand, a system capable of electromagnetically characterizing materials of interest share a great amount of characteristics with an RCS facility. Then it makes

all sense to design a versatile system capable of performing not only RCS tests but also to measure the ability of a material to absorb electromagnetic energy, to estimate its *electric permittivity* and *magnetic permeability* or to check the effect of antenna radomes and covers on their radiation pattern. Also, the same facility could be design to allow the implementation of near field antenna measurements (and its associated far field transformation) and, also, the research on procedures to extend this kind of transformations to the RCS determination.

In this context, the dissertation deals with an innovative and unique measurement facility called *Bistatic ANechoic CHamber* (BIANCHA), conceived, designed and constructed with the ability to perform all these kinds of test, all related to the research activities of the Detectability and Electronic Warfare Laboratory at *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial "Esteban Terradas"* (INTA).

The facility has been developed with a multipurpose and versatile design, so that it permits the easy realization of monostatic and bistatic measurements both in reflection and transmission, allowing to implement all those kinds of test enumerated.

Among the broad amount of uses, the dissertation deals with the research and implementation of new radiation and dispersion measurement methods applied to the determination of the electromagnetic behaviour of advanced non-metallic materials and covers used in the aeronautic field, showing not only the developed methodology for each test but also measurement results that demonstrate the validity of the facility concept, design and implementation.

Resumen

En las últimas décadas, el uso de campos electromagnéticos se ha generalizado en multitud de campos científicos y tecnológicos. Las plataformas aeronáuticas, tanto civiles como militares, no han sido una excepción. Así, los vienen utilizando intensivamente o han sufrido su uso, siendo además pioneras en muchas de sus aplicaciones, como puede ser el radar.

En paralelo, los materiales y recubrimientos usados en las citadas plataformas están sufriendo una transformación constante para mejorar sus prestaciones. Por tanto, resultará imprescindible caracterizar el comportamiento de dichos materiales no sólo a nivel mecánico, térmico, etc. sino en relación a los citados campos electromagnéticos.

De esta manera, el diseño e implementación de instalaciones y métodos de medida novedosos que mejoren esta caracterización resulta de gran utilidad. Y no sólo eso, sino que una concepción versátil que permita una gran variedad de ensayos en una misma instalación parece ser el camino a seguir teniendo en cuenta el escenario económico actual, aportando un mayor interés al desarrollo por el consiguiente ahorro de costes.

En este ámbito tecnológico destaca sin duda el radar, que detectará todo objeto cuyo eco reflejado llegue a su receptor con una potencia superior a un umbral, y podrá determinar su distancia y posición. Así, la reflectividad de un blanco viene caracterizada por su sección transversal radar o *Radar Cross Section* (RCS), por lo que su determinación, análisis y control resulta de gran interés, sobre todo en el ámbito militar. Y no sólo para configuración monoestática, ampliamente extendida en los sistemas actualmente operativos, sino también para configuración biestática (el transmisor y el receptor se encuentran en localizaciones separadas), ya que este tipo de sistemas están atrayendo la atención de la comunidad científica y militar en los últimos años por su capacidad para detectar los denominados blancos *stealth*.

Por otro lado, un sistema capaz de caracterizar electromagnéticamente materiales

de interés comparte muchas características con una instalación de medida de RCS, por lo que cobra todo el sentido diseñar un sistema versátil capaz de realizar no sólo ensayos de RCS sino de medir la capacidad de un material para absorber la energía electromagnética, estimar su *permitividad eléctrica* y su *permeabilidad magnética* o comprobar el efecto de radomos y recubrimientos de antenas sobre su diagrama de radiación. Y no sólo eso sino que además la misma instalación puede ser diseñada para permitir la implementación de medidas en campo cercano (y su posterior transformación a lejano) para antenas y, adicionalmente, la investigación de procedimientos para replicar este tipo de transformaciones en el ámbito de la RCS.

Así, esta tesis gira en torno a una instalación de medida singular e innovadora denominada *BIstatic ANechoic CHAmber* (BIANCHA), concebida, diseñada y construida para posibilitar la realización de todos esos tipos de ensayos, que se incluyen en las líneas de investigación del Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas”* (INTA).

Dicha instalación ha sido diseñada con un carácter versátil y polivalente, de modo que posibilita la realización sencilla de medidas mono y biestáticas tanto en reflexión como en transmisión, lo que permite implementar todos los tipos de ensayo enumerados.

Entre las distintas aplicaciones, la tesis se centra en la investigación y desarrollo de nuevos métodos de medida de parámetros de radiación y dispersión aplicados a la determinación del comportamiento a nivel electromagnético de materiales y recubrimientos no metálicos avanzados usados en el ámbito aeronáutico, mostrándose no sólo la metodología seguida para cada caso concreto sino resultados de medida que demuestran la validez del diseño e implementación de la instalación.

Índice

1. Motivación	1
1.1. Introducción	1
1.2. Contexto y objetivos de la tesis	3
1.3. Estructura de la tesis	7
2. Antecedentes	9
2.1. Antecedentes en sistemas de medida de reflectividad	9
2.1.1. España	10
2.1.2. Alemania	14
2.1.3. Francia	17
2.1.4. Reino Unido	21
2.1.5. Italia	22
2.1.6. Comisión Europea	23
2.1.7. Malasia	25
2.1.8. Estados Unidos	25
2.1.9. Empresas Relevantes	31
2.1.10. Instalaciones de Medida de Radomos	35
2.2. Consideraciones finales	38
3. BIANCHA: Descripción de la Instalación	39
3.1. Introducción: Contexto de partida	39
3.2. Aplicaciones previstas y especificaciones iniciales	46
3.3. Descripción del sistema	50
3.3.1. Sistema de posicionamiento: Diseño físico y mecánico	50
3.3.2. Sistema de Radiofrecuencia: Diseño electromagnético	60
3.3.3. Descripción general de la instalación final	69

4. Medida de RCS Biestática de Blancos no Metálicos	73
4.1. Introducción: Sección transversal radar	73
4.2. Metodología de medida	76
4.3. Resultados	80
4.3.1. Cubo metálico y dieléctrico	80
5. Medida de Materiales	99
5.1. Introducción	99
5.2. Tipos de ensayo	100
5.2.1. Caracterización electromagnética	100
5.2.2. Medida de absorción	106
5.2.3. Medidas de transmisión y reflexión	114
5.3. Metodología de medida	116
5.3.1. Metodología de caracterización	117
5.3.2. Metodología para medida de absorción	126
5.3.3. Metodología para medidas de transmisión y reflexión	128
5.4. Resultados	132
5.4.1. Resultados de caracterización	132
5.4.2. Resultados de absorción	147
5.4.3. Resultados de medidas de transmisión y reflexión	157
6. Medida de Radomos y Recubrimientos de Antenas	165
6.1. Introducción	165
6.2. Tipos de ensayo y metodología de medida	168
6.2.1. Medida de radiación	168
6.2.2. Medida de dispersión - RCS	172
6.3. Resultados	172
6.3.1. Diagrama de radiación de bocina y radomos de distinta composición	172
6.3.2. RCS Monoestática de antena bocina y radomos	184
6.3.3. Diagrama de radiación antena-radomo para polarización no lineal	188
7. Conclusiones y Trabajo Futuro	199
7.1. Conclusiones	199
7.2. Futuras líneas de investigación	202

A. Radiación y Dispersión. Fundamentos de Medida	205
A.1. Radiación y dispersión	205
A.1.1. Campos electromagnéticos	205
A.1.2. Zonas de radiación	207
A.1.3. Regiones y mecanismos de dispersión	208
A.1.4. Polarización y matriz de dispersión	210
A.2. Fundamentos de medida	211
A.2.1. Utilidad de las medidas. Por qué se mide	211
A.2.2. Clasificación de sistemas de medida de reflectividad	213
A.2.3. Esquema básico de un sistema de medida	216
A.2.4. Técnicas de medida	218
B. Resumen de Publicaciones	227
B.1. Publicaciones relativas al capítulo 3	227
B.2. Publicaciones relativas al capítulo 4	229
B.3. Publicaciones relativas al capítulo 5	230
B.4. Publicaciones relativas al capítulo 6	231
Acrónimos	232
Bibliografía	237

Índice de figuras

1.1. BIANCHA: <i>Bistatic Anechoic Chamber</i>	5
2.1. Instalaciones de medida del Grupo TSC-UNIOVI - Universidad de Oviedo	11
2.2. Instalaciones de medida de la Universidad de Alcalá	13
2.3. <i>Polarimetric bistatic scattering measurement facility - DLR</i>	14
2.4. Setup de medida de materiales en Banda X para transmisión - <i>DLR</i> . . .	15
2.5. Setup de medida de materiales en Banda X para reflexión - <i>DLR</i>	16
2.6. <i>Bistatic Measurement Facility - DLR</i>	17
2.7. Sistema de medida ARCHE3D - CESTA	18
2.8. Instalación de medida <i>BABI - ONERA</i>	20
2.9. Instalación de medida <i>GBSAR - University of Sheffield</i>	22
2.10. Cámara semianecoica y escaner plano - IDS	23
2.11. Instalación de medida del EMSL - JRC	24
2.12. Campo Exterior NRTF - U.S. Army	26
2.13. Holographic imaging facility (HIF) - Houston Advanced Research Center	27
2.14. Bistatic Anechoic Chamber (BAC) - NAVAIR USA	29
2.15. Sistema de Posicionamiento Biestático - AFIT USA	30
2.16. Sistema Biestático Campo Cercano/Campo Lejano - AFRL USA	31
2.17. Aircraft RCS Functional Test Facility - Lockheed Martin	32
2.18. RCS Measurement Facility Boeing Phantom Works	33
2.19. Sistema Multisonda - SATIMO	34
2.20. Sistemas especiales multisonda - SATIMO	34
2.21. Sistema de medida multisonda para Radomos - SATIMO	36
2.22. Radome Verification System (RAVS) - The Howland Company	37
2.23. Instalaciones de Medida de Radomos en Hill Air Force Base (Utah) . . .	38

Índice de figuras

3.1. Vista general de BIANCHA	40
3.2. Esquema gráfico de la anterior cámara anecoica del Laboratorio	44
3.3. Fotografía de la anterior cámara anecoica del Laboratorio	45
3.4. Concepto de posicionamiento de la nueva instalación	48
3.5. Idea inicial de arcos móviles	51
3.6. Esquema conceptual final del sistema de posicionamiento	51
3.7. Representación 3D del diseño final	52
3.8. Plano definitivo en planta y alzado del diseño final	53
3.9. Sistema de referencia de la instalación	56
3.10. Sistema de coordenadas esférico	58
3.11. Diagrama de bloques del sistema de radiofrecuencia	61
3.12. Radar instrumental: ZVA50	62
3.13. Sonda de baja frecuencia modelo SP6000 de <i>Satimo</i>	64
3.14. Diagrama de radiación de las sondas de baja frecuencia a 12 GHz	65
3.15. Sondas de alta frecuencia modelo AL-2310-18.0-DL de <i>Orbit/FR</i>	66
3.16. Diagrama de radiación de las sondas de alta frecuencia a 26,5 GHz	67
3.17. Columna de sujeción de blanco	69
3.18. BIANCHA: Vista general sin absorbente en el suelo y detalle de las sondas	70
4.1. Concepto de RCS	74
4.2. Cubo dieléctrico	81
4.3. Configuración de medida de la RCS biestática del cubo de 12 cm	82
4.4. Cubo metálico: Consistencia de las medidas. Rx en $\phi = 15^\circ$. Pol. $\theta - \theta$	85
4.5. Cubo metálico: Consistencia de las medidas. Rx en $\phi = 45^\circ$. Pol. $\phi - \phi$	85
4.6. Cubo dieléctrico. Rx en $\phi = 15^\circ$. Pol. $\theta - \theta$	87
4.7. Cubo dieléctrico. Rx en $\phi = 45^\circ$. Pol. $\phi - \phi$	87
4.8. Cubo dieléctrico. Casquete esférico. $\theta - \theta$. Medidas	89
4.9. Cubo dieléctrico. Casquete esférico. $\theta - \theta$. Simulaciones <i>HFSS-IE</i>	90
4.10. Cubo metálico. Casquete esférico. $\theta - \theta$. Medidas	91
4.11. Cubo metálico. Casquete esférico. $\theta - \theta$. Simulaciones <i>HFSS-IE</i>	91
4.12. Cubo dieléctrico. Casquete esférico. $\phi - \phi$. Medidas	92
4.13. Cubo dieléctrico. Casquete esférico. $\phi - \phi$. Simulaciones <i>HFSS-IE</i>	93
4.14. Medida de <i>background</i> . Respuesta temporal. $\phi - \phi$	94
4.15. Cubo dieléctrico con <i>background</i> . Respuesta temporal. $\phi - \phi$	95

Índice de figuras

4.16. Cubo dieléctrico con <i>background subtraction</i> . Respuesta temporal. $\phi - \phi$	95
4.17. Cubo dieléctrico. Forward scattering. Pol. $\theta - \theta$	96
4.18. Cubo dieléctrico. Forward scattering. Pol. $\phi - \phi$	97
4.19. Cubo metálico. Forward scattering. Pol. $\phi - \phi$	98
5.1. Sistema del arco para medida de absorción de materiales RAM	111
5.2. Geometría de caracterización de materiales para MBFS	117
5.3. Medio multicapa para caracterización electromagnética en reflexión	118
5.4. Medio multicapa para caracterización - incidencia oblicua	119
5.5. Configuración de medida en BIANCHA para caracterización MBFS	125
5.6. Configuración de medida en BIANCHA para ensayo de absorción	127
5.7. Configuración de medida en BIANCHA para reflexión y transmisión	130
5.8. ECCOSTOCK [®] HiK500F K=4	133
5.9. Resultados de ϵ'_r de ECCOSTOCK [®] HiK500F K=4	134
5.10. Resultados de ϵ''_r de ECCOSTOCK [®] HiK500F K=4	134
5.11. Probeta de Teflón [®] durante su caracterización	135
5.12. Resultados de ϵ'_r de Teflón [®]	136
5.13. Resultados de ϵ''_r de Teflón [®]	136
5.14. Probeta de material CuClad [®] 250GX durante su caracterización	137
5.15. Resultados de ϵ'_r de material CuClad [®] 250GX	138
5.16. Resultados de ϵ''_r de material CuClad [®] 250GX	138
5.17. Probetas de material compuesto aeronáutico caracterizadas	139
5.18. Probeta de material compuesto SCRAB-II caracterizada mediante OECP	140
5.19. Resultados de ϵ'_r de Teflón [®] con MBFS y OECP	141
5.20. Resultados de ϵ''_r de Teflón [®] con MBFS y OECP	141
5.21. Resultados de ϵ'_r materiales SCRAB-II con MBFS y OECP	142
5.22. Resultados de ϵ''_r materiales SCRAB-II con MBFS y OECP	143
5.23. Resultados de ϵ'_r ECCOSTOCK [®] HiK500F K=30 con MBFS y OECP	144
5.24. Coeficiente de reflexión teórico material d=12,7 mm	145
5.25. Coeficiente reflexión medido y estimado ECCOSTOCK [®] HiK500F K=30	146
5.26. Material RAM bajo prueba en BIANCHA	147
5.27. Configuraciones mono y biestática para medida de RAM	148
5.28. Niveles de señal para medidas de absorción. No gating. Pol. $\theta - \theta$	150
5.29. Niveles de señal para medidas de absorción. No gating. Pol. $\phi - \phi$	151

Índice de figuras

5.30. Absorción. Estudio de <i>background subtraction</i> . $\theta = 5^\circ$. Pol. $\phi - \phi$	152
5.31. Absorción. Estudio de <i>background subtraction</i> . $\theta = 55^\circ$. Pol. $\phi - \phi$	153
5.32. Absorción. Estudio de <i>gating</i> . Pol. $\phi - \phi$	154
5.33. Repetitividad para medidas de absorción. Gating $G_2 = 0,5$ m. Pol. $\theta - \theta$	155
5.34. Repetitividad para medidas de absorción. Gating $G_2 = 0,5$ m. Pol. $\phi - \phi$	156
5.35. Celda unidad de la FSS diseñada	158
5.36. Fabricación de la FSS diseñada	159
5.37. Realizaciones de FSS y soporte en BIANCHA	160
5.38. Setup de medida de transmisión en BIANCHA	161
5.39. Resultados de reflexión y transmisión FSS 1 capa pol. $\phi - \phi$	163
5.40. Resultados de reflexión y transmisión FSS 2 capas pol. $\theta - \theta$	164
6.1. Antena bocina bajo prueba y soporte para medida	173
6.2. Muestras de ensayo: Radomos bajo prueba	174
6.3. Configuración de medida con antena bocina y radomo	175
6.4. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-E 8 GHz Co-pol	177
6.5. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-H 8 GHz Co-pol	177
6.6. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-E 12 GHz Co-pol	178
6.7. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-H 12 GHz Co-pol	179
6.8. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-E 16 GHz Co-pol	179
6.9. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-H 16 GHz Co-pol	180
6.10. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-E 8 GHz X-pol	181
6.11. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-H 8 GHz X-pol	182
6.12. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-E 16 GHz X-pol	182
6.13. Antena bocina+radomos. Diagrama de Rad. Plano-H 16 GHz X-pol	183
6.14. Antena bocina. RCS. Corte $\Phi=0^\circ$ 5,8 GHz	186
6.15. Antena bocina+Radomos. RCS. $\Phi=0^\circ$ 5,8 GHz CC Th-Th	187
6.16. Antena bocina+Radomos. RCS. $\Phi=0^\circ$ 5,8 GHz CC Ph-Ph	188
6.17. Antena espiral Rozendal RA-1470	189
6.18. Radomo en forma de ojiva: Modelo CAD	190
6.19. Radomo esférico: Modelo CAD	191
6.20. Antena LHCP con radomo ojival durante su medida en BIANCHA	192
6.21. Antena LHCP+radomos. Diagrama de Radiación $\Phi=0^\circ$ 6 GHz	195
6.22. Antena LHCP+radomos. Diagrama de Radiación $\Phi=90^\circ$ 6 GHz	195

Índice de figuras

6.23. Antena LHCP+radomos. Diagrama de Radiación $\Phi=0^\circ$ 10 GHz . . .	196
6.24. Antena LHCP+radomos. Diagrama de Radiación $\Phi=90^\circ$ 10 GHz . . .	196
6.25. Antena LHCP+radomos. Diagrama de Radiación $\Phi=0^\circ$ 18 GHz . . .	197
6.26. Antena LHCP+radomos. Diagrama de Radiación $\Phi=90^\circ$ 18 GHz . . .	198

Índice de tablas

3.1. Dimensiones de la mesa y los brazos	54
4.1. Parámetros de medida para el cubo	83
5.1. Parámetros de PSO genéricos	124
5.2. Parámetros de medida para el material ECCOSTOCK [®] HiK500F K=4	133
5.3. Materiales aeronáuticos bajo prueba. Dimensiones	140
5.4. Materiales SCRAB-II: Resultados de permitividad media (f=8-16 GHz)	143
5.5. Parámetros de medida de absorción	149
5.6. Parámetros de medida del coeficiente de reflexión y transmisión de FSSs	162
6.1. Composición y acabado de los radomos bajo prueba	174
6.2. Parámetros de medida para la antena bocina y los radomos	176
6.3. Parámetros de medida de RCS de antena y radomos	185
6.4. Parámetros iniciales de medida para la antena LHCP	193
6.5. Parámetros de medida definitivos para la antena LHCP y los radomos .	194

Capítulo 1

Motivación

1.1. Introducción

A lo largo de los años, y en especial, en las últimas décadas, el uso de campos electromagnéticos se ha extendido para un sinnúmero de aplicaciones dentro de la denominada “*sociedad de la información*”. En este sentido, las plataformas aeronáuticas, tanto civiles como militares, no han sido una excepción sino todo lo contrario, y han utilizado estos campos electromagnéticos o han sufrido su uso, siendo además pioneras en muchas de sus aplicaciones, como pueden ser en radar o comunicaciones.

En paralelo, los materiales y recubrimientos usados en estas plataformas han ido evolucionando, de manera que gran variedad de ellos han sido y están siendo desarrollados para mejorar sus prestaciones. Así, con el auge del uso de los campos electromagnéticos, se hace imprescindible caracterizar el comportamiento de dichos materiales no sólo a nivel mecánico, térmico, etc. sino en relación a ellos.

Por tanto, el diseño e implementación de instalaciones y métodos de medida novedosos que mejoren esta caracterización se hace muy necesario y útil, y una concepción que permita una gran diversidad de medidas en una misma instalación se antoja crucial en una época en la que el ahorro de costes y la adaptación a las necesidades es imprescindible para ser efectivos y eficientes.

Dentro de estas aplicaciones cabe destacar el radar, que es un sistema capaz de emitir ondas electromagnéticas y recibir los ecos producidos por los objetos (o blancos) que dichas ondas encuentran a su paso. En este sentido, el radar detectará todo objeto cuyo eco llegue a su receptor con una potencia superior a un umbral, y podrá determinar

su distancia y posición.

Así, la potencia reflejada por un blanco va a ser proporcional, entre otras variables, a la sección transversal radar o RCS de dicho blanco.

La RCS, o firma radar, de un blanco es una característica propia del mismo y dependerá de sus propiedades estructurales (tamaño, forma, propiedades electromagnéticas de los materiales constitutivos del objeto, etc.) y de los parámetros de la onda que incide sobre él (frecuencia, polarización, ángulo de llegada, etc.). Se trata de un parámetro de vital importancia en los sistemas y plataformas, sobre todo desde el punto de vista militar. De hecho, por ejemplo, en todo diseño de una plataforma militar susceptible de operar en escenarios en los que la tecnología de vigilancia sea el radar, se deben tener en cuenta estos aspectos, y se intentará minimizar su RCS para que cumpla con su misión de manera eficaz.

En este contexto, y como consecuencia del desarrollo de los sistemas radar, la medida de la RCS de blancos complejos ha sido un objetivo prioritario para la comunidad científica. Así, se han implementado numerosos sistemas de medida tanto en campo abierto (*outdoor range*), esto es, al aire libre, como en el interior de una cámara (*indoor range*) debidamente acondicionada para tratar de mantener un entorno de medida controlado. Este tipo de instalaciones son muy complejas y costosas, y todo ello debido a la necesidad de iluminar al blanco con un frente de ondas plano, lo que en la práctica se consigue aumentando la distancia entre emisor y blanco o colimando el haz que sale del emisor mediante el uso de un reflector.

En este punto cabe destacar que la gran mayoría de los radares operativos tienen una configuración monoestática, es decir, el transmisor y el receptor se encuentran en la misma ubicación y, por este motivo, la mayoría de las instalaciones de medida de RCS son también monoestáticas. Sin embargo, un renovado interés en los radares biestáticos, en los que el transmisor y el receptor se hallan en localizaciones distintas, está provocando el desarrollo de nuevas instalaciones, sistemas y métodos de medida de RCS biestática.

Por otro lado, un sistema para la caracterización electromagnética de materiales comparte muchas características con una instalación de medida de RCS, de modo que se puede diseñar un sistema capaz de realizar ambos ensayos de una manera más eficiente. Así, con una instalación apropiada, se puede medir la capacidad de un material para absorber la energía electromagnética (RAM, *Radar Absorbing Materials*), se puede estimar la *permitividad eléctrica*, ϵ , y la *permeabilidad magnética*, μ , de materiales,

o se puede comprobar el efecto de radomos y recubrimientos de antenas en el diagrama de radiación de las mismas. En este sentido, cabe decir que es habitual encontrar instalaciones capaces de ofrecer tanto medidas de RCS como de antenas, aunque no lo son tanto aquellas en las que se pueden realizar la totalidad de los ensayos anteriormente enumerados.

Para el caso de antenas, hace algún tiempo se comenzaron a desarrollar métodos de medida en campo cercano, es decir, a distancias en las que el frente de onda no es plano sino esférico, y que, mediante procesado numérico de los datos, se pueden obtener los parámetros de interés. Las medidas en campo cercano son muy útiles para gran variedad de ensayos, ya que posibilitan tener instalaciones de menores dimensiones pero con las mismas capacidades que instalaciones más grandes en campo lejano. Para antenas, los sistemas en campo cercano han alcanzado un gran nivel de desarrollo, estando disponibles comercialmente. Sin embargo, no ocurre lo mismo para RCS por lo que se está investigando para tratar de conseguir sistemas de similares prestaciones.

Así, la tesis propuesta gira en torno a una instalación de medida singular e innovadora denominada BIANCHA, concebida, diseñada y construida para posibilitar la realización de gran variedad de ensayos electromagnéticos, todos ellos incluidos en las líneas de investigación del Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas”* (INTA). Dicha instalación ha sido diseñada con un carácter versátil y polivalente, de modo que posibilita la realización sencilla de medidas mono y biestáticas de RCS en campo lejano y en campo cercano, medidas de caracterización de materiales (incluyendo medidas de absorción y medidas para la estimación de la permitividad y permeabilidad) y medida de antenas, tanto en campo lejano como en campo cercano.

Entre las distintas aplicaciones, la tesis se centrará en la investigación de nuevos métodos de medida de parámetros de radiación y dispersión aplicados a la determinación del comportamiento a nivel electromagnético de materiales y recubrimientos avanzados usados en el ámbito aeronáutico.

1.2. Contexto y objetivos de la tesis

Esta tesis se ha desarrollado en las instalaciones del Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas”* (INTA), lugar en el que el autor lleva a cabo su labor investigadora desde el año

1999. El INTA, dependiente del Ministerio de Defensa, es el *Organismo Público de Investigación* (OPI) encargado de la investigación y el desarrollo tecnológico en el ámbito aeroespacial. Por su parte, el Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica pertenece al Área Radiofrecuencia del INTA, teniendo la misión de adquirir, mantener y actualizar conocimiento, así como procurar servicios y tecnologías innovadores, en sistemas radar y de guerra electrónica para resolver problemas reales de defensa y seguridad [1].

En este ámbito, el Laboratorio se ha centrado en dos líneas concretas de investigación, por un lado, en la evaluación, control y explotación de firma radar y, por otro, en el desarrollo de equipos de guerra electrónica de bajo consumo y peso embarcables en aviones no tripulados. Cuenta entre sus instalaciones con un laboratorio de radiofrecuencia y microondas plenamente equipado que le permite el desarrollo de prototipos y demostradores de guerra electrónica. Dispone igualmente de diferentes herramientas *software* de predicción para la resolución de problemas electromagnéticos que se emplean tanto para apoyar las líneas de investigación propias del Laboratorio como para dar soporte a otras dependencias del Instituto, así como a las Fuerzas Armadas y otras instituciones gubernamentales y empresas.

Dentro de ese contexto, el trabajo realizado se basa en una instalación de medida singular e innovadora concebida, diseñada y construida para posibilitar la realización de gran variedad de ensayos electromagnéticos, todos ellos orientados a ampliar y mejorar las capacidades del Laboratorio. De hecho, el diseño, construcción y puesta en marcha ha dado lugar a una tesis doctoral llevada a cabo en este mismo Área bajo el título “*Sistema de Medida Polivalente con Configuración Biestática para Ensayos Electromagnéticos*” [2] y cuyo autor es el *Dr. David Escot Bocanegra*.

Por tanto, la instalación ha sido diseñada con un carácter versátil y polivalente, de modo que posibilita la realización sencilla de una gran variedad de ensayos tanto de radiación como de dispersión, si bien, y debido a su carácter innovador, cada configuración de medida y ensayo necesita un desarrollo propio y novedoso. En este punto, es importante reseñar que el autor ha participado activamente desde el comienzo en la concepción, especificación y diseño del sistema, así como en su construcción y puesta en marcha.

Así, el objetivo concreto de la tesis será presentar las metodologías de medida desarrolladas y demostrar la validez del diseño e implementación de la instalación a través de ejemplos concretos de cada tipología. Y todo ello en el ámbito de los materiales

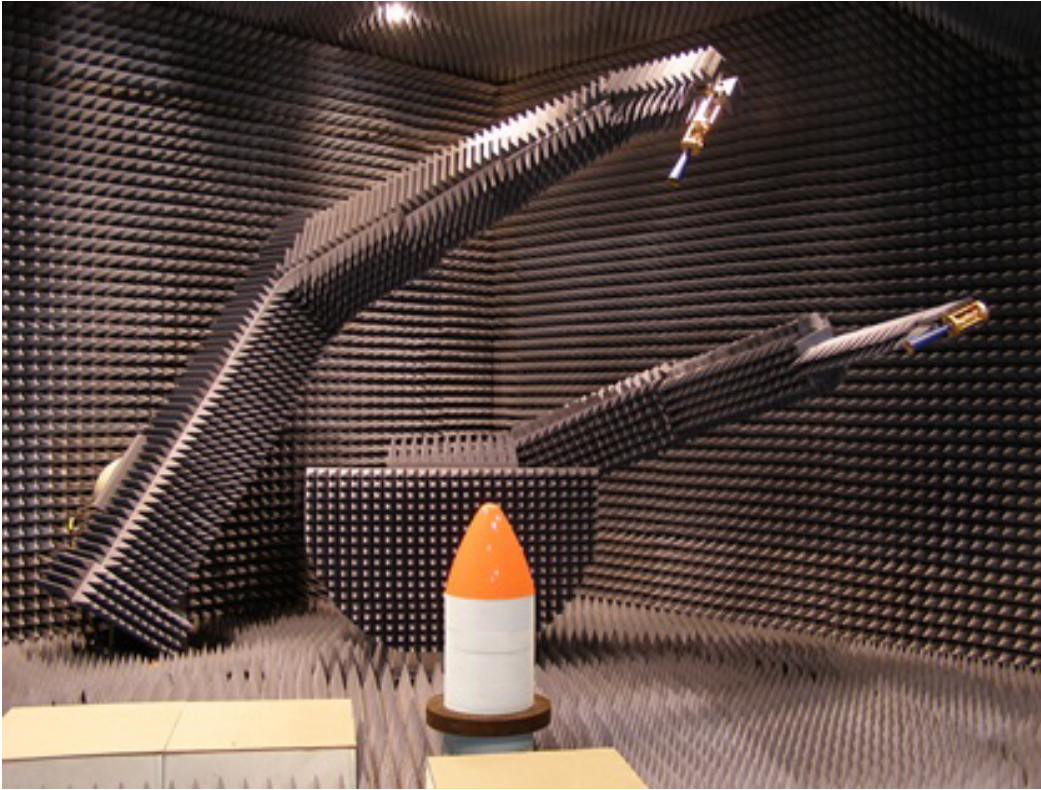


Figura 1.1: *BIANCHA: Bistatic Anechoic Chamber*

aeronáuticos avanzados.

La instalación se concibe como un sistema indoor, alojado en una cámara anecoica, capaz de situar dos sondas en cualquier punto de la superficie de una semiesfera imaginaria de radio fijo y cuyo centro es la posición en la que se coloca el blanco o la antena bajo test. De esta manera, transmitiendo por una de las sondas y recibiendo por la otra se pueden realizar con facilidad medidas biestáticas, o bien, empleando sólo una de las sondas se pueden hacer medidas monoestáticas o barridos esféricos para transformaciones de campo cercano a campo lejano para medida de antenas. También, y gracias al uso de sondas de polarización dual y un analizador vectorial de redes de cuatro puertos, se pueden llevar a cabo medidas polarimétricas. Se trata de un verdadero sistema biestático de medida en tres dimensiones, un paso más sobre sistemas como los descritos en la bibliografía, puesto que las posibles posiciones de medida biestática no están restringidas por limitaciones físicas de diseño. Todo esto implica una instalación realmente novedosa respecto al estado del arte en este tipo de medidas, y, por tanto,

permitirá metodologías y ensayos innovadores.

Entre las distintas aplicaciones de la instalación, la tesis se centra en el desarrollo de métodos de medida aplicados a la caracterización del comportamiento en transmisión y reflexión de materiales y recubrimientos no metálicos usados en el ámbito aeronáutico. Esto incluye, más específicamente, los siguientes ensayos:

1. RCS mono y biestática de blancos dieléctricos: Se aborda la medida de la RCS mono y biestática de blancos dieléctricos de geometrías simples, muy poco presentes en la bibliografía, y que pueden ayudar a una mejor comprensión de los fenómenos de dispersión en ese tipo de materiales.
2. Medida de materiales: Se examina, por un lado, la caracterización electromagnética de materiales, esto es la estimación de la permitividad eléctrica mediante las técnicas de medida en espacio libre, y se posibilita ampliar a estimación de permeabilidad magnética, con ayuda de las medidas biestáticas. Para ello se aplica un método de estimación basado en la medida del coeficiente de reflexión perpendicular y paralelo del material bajo análisis y en la utilización de algoritmos bioinspirados a la extracción de ϵ y μ . Por otro lado, se desarrollan las medidas de absorción, esto es, ensayos destinados a medir la capacidad de ciertos materiales para absorber la energía electromagnética.
3. Medida de radomos y recubrimientos de antenas: Esta tesis culmina con el estudio de la medida del efecto de radomos y recubrimientos sobre elementos radiantes gracias a las características de la instalación que permiten la medida polarimétrica de antenas.

Por último, hay que añadir que para la puesta en marcha de los diversos ensayos es necesario desarrollar un software específico que incluya el control de los movimientos del sistema, el control del analizador vectorial de redes y el procesado de datos para su posterior utilización. Estos programas amplían los ya desarrollados para la puesta en marcha de la instalación y la realización de los primeros ensayos, y han sido programados en Visual Basic, haciendo uso del bus de comunicaciones GPIB (General-Purpose Instrumentation Bus) y las instrucciones propias de cada equipo. El procesado de datos posterior se ha realizado mediante scripts específicos programados sobre la herramienta software MATLAB®.

1.3. Estructura de la tesis

La tesis se ha estructurado de la siguiente manera:

Capítulo 1. Motivación: Se trata del capítulo presente y en él se incluye el contexto en que se enmarca este trabajo y se describen los objetivos de la tesis. El capítulo se cierra detallando la estructura del resto del documento.

Capítulo 2. Antecedentes: En él se muestra el estado del arte de las instalaciones dedicadas a realizar medidas de dispersión, centrándose principalmente en los ensayos de reflectividad biestática.

Capítulo 3. BIANCHA: Descripción de la instalación: Este capítulo se dedica al repaso del contexto en el que se construye la instalación, prosigue con un resumen del diseño, instalación y puesta en marcha del sistema, para concluir con una descripción de las aplicaciones previstas.

Capítulo 4. Medidas de RCS biestática de blancos no metálicos: En este capítulo se describe el uso de la instalación para medida de RCS de blancos complejos compuestos por materiales dieléctricos. Comenzará con una introducción a la medida de RCS. A continuación se describirá la metodología de medida empleada, para concluir con los resultados obtenidos para configuración biestática.

Capítulo 5. Medida de materiales: En este capítulo se detalla el uso de la instalación para medida de materiales, en concreto medidas de absorción, de caracterización electromagnética y, en general, medidas de reflexión y transmisión de materiales con características especiales. Comenzará con una introducción a ese tipo de medidas, para continuar con la descripción de la metodología de medida empleada, concluyendo con los resultados obtenidos.

Capítulo 6. Medida de radomos y recubrimientos de antenas: En este capítulo se incluye el uso de la instalación para medida de radomos y recubrimientos de elementos radiantes (antenas). En primer lugar se describirán los distintos tipos de medidas y la metodología empleada, para concluir con los resultados obtenidos.

Capítulo 7. Conclusiones y trabajo futuro: Este último capítulo resume brevemente el trabajo realizado, enumera las conclusiones extraídas y cita las posibles líneas de trabajo futuras.

Apéndice A. Radiación y Dispersión. Fundamentos de Medida: En el primer apéndice se introducen los conceptos básicos de radiación y dispersión y se describen los fundamentos de medida de reflectividad que servirán de base para las metodologías desarrolladas en la tesis.

Apéndice B. Resumen de Publicaciones: Para concluir la memoria se enumeran las publicaciones realizadas por el autor consideradas relevantes para la tesis y ordenadas según el capítulo de la memoria con el que están relacionadas.

Capítulo 2

Antecedentes

En este capítulo se presenta una revisión a nivel general de los distintos sistemas de medida de radiación y dispersión implementados a lo largo de los años que aparecen en la bibliografía, centrada en las instalaciones interiores y estáticas para la medida de RCS, especialmente biestática, la caracterización electromagnética de materiales y la medida de la influencia de radomos y recubrimientos sobre los elementos radiantes que protegen, ya que éste es el tipo de instalación y esas las aplicaciones sobre las que versa la tesis doctoral.

Para completar el estado del arte, en el capítulo posterior de medida de materiales y para cada metodología concreta se dará una visión básica de las distintas implementaciones y métodos más relevantes. Por eso, en este capítulo sólo se incluye la bibliografía referida a las instalaciones de medida propiamente dichas.

2.1. Antecedentes en sistemas de medida de reflectividad

Como se ha adelantado en capítulos y apartados anteriores, la tesis gira en torno a la aplicación de un novedoso sistema esférico con configuración biestática denominado BIANCHA a la medida de parámetros electromagnéticos de radiación y dispersión sobre materiales y recubrimientos avanzados.

Así, este apartado se centra en presentar las instalaciones dedicadas a ese tipo de ensayos recogidas en la literatura científica, ordenadas por grupos de investigación, instituciones y/o empresas, y que implementan configuraciones similares a la instalación propuesta.

En este punto cabe destacar que el presente estudio del estado del arte no pretende

recoger de forma exhaustiva todas las instalaciones e instituciones dedicadas a cada uno de los ensayos recogidos en la tesis, sino sólo aquellas centradas en solventar el problema de la medida de reflectividad en todas sus variantes con configuraciones esféricas bies-táticas similares a la propuesta, y que aporten una visión clara del grado de novedad y el avance en el estado del arte que implica el diseño y aplicación de BIANCHA a ese tipo de medidas.

No obstante, en determinados casos, debido a su singularidad, o simplemente con el ánimo de completar la información aportada, especialmente en el caso de España donde no se han encontrado sistemas de medida similares al descrito en la tesis, se hará referencia a otros tipos de instalaciones más comunes, como por ejemplo campos compactos o instalaciones exteriores.

Ordenar los antecedentes por grupos de investigación/institución/empresa facilitará la comparación del sistema de medida objeto de esta tesis con los propuestos por cada grupo de investigación para resolver el problema de la medida de reflectividad, permitiendo apreciar de una manera más clara su aportación al estado del arte en este tipo de instalaciones.

Finalmente, cabe destacar que las distintas soluciones encontradas se han agrupado, además, por países. El objetivo de esta elección es facilitar una posterior actualización de estos antecedentes añadiendo un criterio más de búsqueda y clasificación.

2.1.1. España

Universidad de Oviedo

Dentro del *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas* [3] de la *Universidad de Oviedo* se ubica el *Grupo de Teoría de la Señal y Comunicaciones (TSC-UNIOVI)* [4], que realiza labores de investigación en el ámbito de la teoría electromagnética y el electromagnetismo aplicado (problemas directos e inversos de antenas, propagación y dispersión), procesado de señal y desarrollo de sistemas y subsistemas de comunicaciones inalámbricas desde radiofrecuencia hasta *Terahercios* (THz).

Más concretamente, y en el ámbito de la presente tesis, posee una cámara anecoica [5] de reducidas dimensiones (alrededor de 7 m de largo por 4 m de ancho y alto) denominada *AntEM-Lab* en la que alberga un rango recto con posicionamiento esférico para medida de antenas y reflectividad (figura 2.1 foto superior izquierda). Además,

posee un escaner plano para medidas de transmisión y reflexión en campo cercano para frecuencias de microondas, ondas milimétricas y ondas submilimétricas (figura 2.1 foto superior derecha).

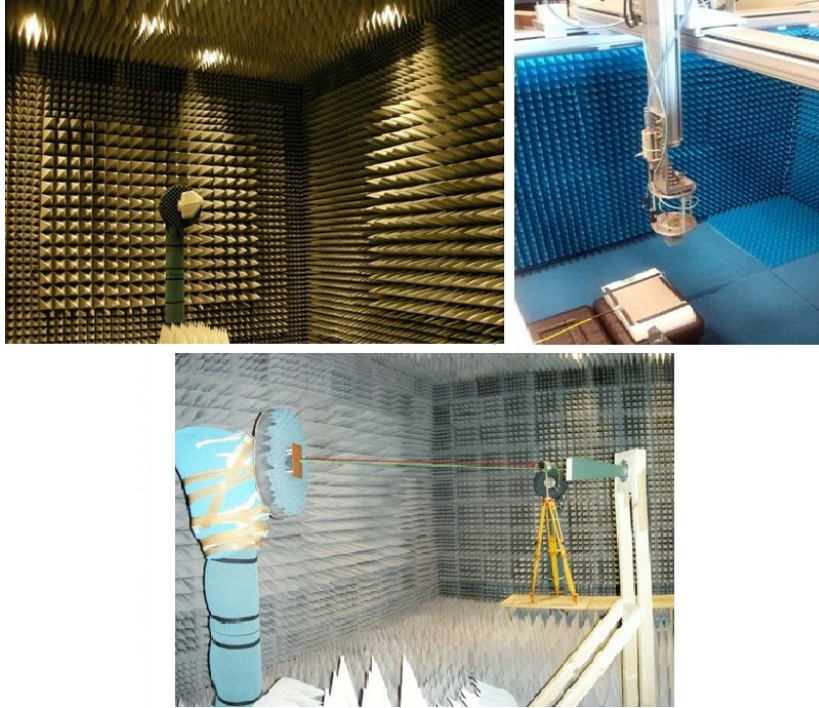


Figura 2.1: Instalaciones de medida del Grupo TSC-UNIOVI - Universidad de Oviedo (obtenida de [5])

Las aplicaciones principales de estas instalaciones son: medida de antenas, reflectarrays y transmitarrays, reconstrucción de fuentes o *inverse scattering* [6] [7] [8] y caracterización de dispositivos pasivos para comunicaciones (desde radiofrecuencia y microondas hasta THz). Así mismo, ha realizado experimentos para la obtención de medidas biestáticas en el rango recto con posicionamiento manual de transmisor y receptor (figura 2.1 foto inferior).

Universidad Politécnica de Cataluña

La *Universidad Politécnica de Cataluña (UPC)*, y dentro del *Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones* [9], posee varias cámaras anecoicas para medidas electromagnéticas operadas por distintos grupos de investigación. Por ejemplo, el *Grupo de Compatibilidad Electromagnética (GCEM)* opera una cámara anecoica para la

realización de ensayos de *ElectroMagnetic Compatibility* (EMC). También, y dentro del *Grupo de Antenas y Sistemas Radio - AntennaLAB* [10] se trabaja en la realización de ensayos de medida de antenas y reflectividad en un rango recto de 5 m de distancia entre sonda y *Antenna Under Test* (AUT), incluido en una cámara anecoica de 8 m x 8 m x 10 m, operativa de 1 *Gigahercios* (GHz) a 40 GHz.

Estas instalaciones, a pesar de tener una actividad investigadora muy activa, no presentan una novedad significativa respecto a instalaciones de medida estándar similares. Sin embargo, han sido usadas en aplicaciones singulares, como por ejemplo el desarrollo de una transformación de campo cercano esférico a campo lejano para la obtención de RCS y la formación de imágenes radar [11] [12] [13]. También cabe destacar la medida del coeficiente de reflexión de estructuras fractales para la validación de modelos de reflectividad electromagnética de superficies presentes en la naturaleza [14].

Por último, son reseñables los experimentos tempranos realizados con sistemas radar biestáticos publicados en [15] en el año 1993.

Universidad de Alcalá

La *Universidad de Alcalá* [16] posee diversas instalaciones para la realización de ensayos electromagnéticos.

Entre ellas cabe destacar el *Centro de Alta Tecnología y Homologación* (CATECHOM) [17], cuyo objetivo genérico es el de apoyar las actividades de investigación y desarrollo tecnológico relacionadas con las telecomunicaciones, la electrónica y las Tecnologías de la Información de la comunidad universitaria y de otras entidades públicas o privadas. Entre otras, el CATECHOM cuenta con una cámara anecoica para la realización de ensayos de antenas (figura 2.2(a)) de 6,26 m x 3,96 m x 3,96 m, operativa de 1 GHz a 40 GHz para aplicaciones de telecomunicación en radiofrecuencia y aeronáutica civil o militar.

Por otro lado, y dentro del *Departamento de Ciencias de la Computación* [18], el *Grupo de Electromagnetismo Computacional* opera una cámara anecoica apantallada rectangular de 6.1 m x 4 m x 3.6 m (figura 2.2(b)) en la que se aloja un complejo sistema de posicionamiento que combina tres sistemas mecánicos diferentes mediante los cuales se pueden realizar medidas en campo cercano tanto planares, como cilíndricas y esféricas [19]. Y todo ello hasta 40 GHz. Esta instalación se usa principalmente para medida de antenas, pero se ha incluido en este estudio debido a su singular sistema de

posicionamiento. No obstante, y a pesar de su complejidad, dicho sistema no permite medidas biestáticas.

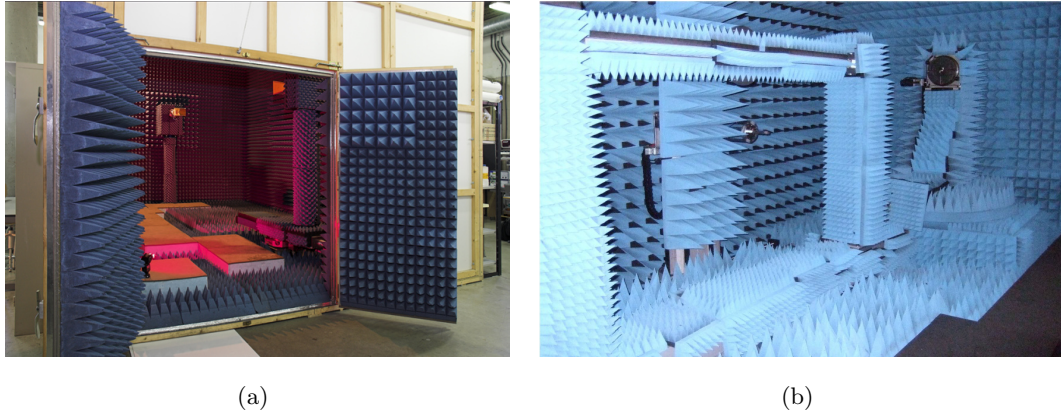


Figura 2.2: Instalaciones de medida de la Universidad de Alcalá: (a) Cámara anecoica del CATECHOM (obtenida de [17]) (b) Cámara anecoica del Grupo de Electromagnetismo Computacional (obtenida de [19])

Universidad Politécnica de Madrid

Dentro del *Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones* [20] de la *Universidad Politécnica de Madrid* se ubica el *Grupo de Radiación* [21], dedicado a la investigación en el ámbito del diseño, construcción y medida de antenas, el análisis y evaluación de EMC de sistemas complejos, el diseño y construcción de sistemas de radiofrecuencia desde *Ultra High Frequency (300 a 3000 MHz)* (UHF) hasta THz, y el diseño y análisis de sistemas y redes de radiocomunicaciones.

En lo referente a instalaciones de medida, posee dos cámaras anecoicas para medidas de radiación, en concreto un sistema de medida en campo cercano esférico y plano, y un campo compacto formado por un sistema gregoriano de doble cámara [22], con el reflector principal alojado en una cámara anecoica de dimensiones 15 m x 8 m x 7,5 m, y que consigue una zona quieta de 3 m de diámetro entre 6 y 150 GHz.

Especial relevancia tienen sus trabajos en el diseño e implementación de sistemas de medida cilíndricos en campo cercano exteriores para antenas radar de altas prestaciones y gran tamaño (hasta 12 m) en banda L (de 1 a 2 GHz). Estos trabajos incluyeron tanto el diseño del sistema de medida [23] como el desarrollo de la transformación de campo cercano a lejano para coordenadas cilíndricas específicamente diseñado para estos sis-

temas [24] y el tratamiento de los errores producidos por la variación de temperatura, el viento y las reflexiones en el suelo que se producen en los sistemas exteriores para ese tipo de transformaciones [25].

2.1.2. Alemania

DLR

El *Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e. V.* (DLR) es el organismo alemán por excelencia dedicado a la investigación en el ámbito espacial y aeronáutico. Es un referente mundial, entre otras tecnologías, en desarrollo de *Synthetic Aperture Radar* (SAR), por lo que posee una amplia experiencia en medidas de reflectividad.

En concreto, el *Microwaves and Radar Institute* [26] cuenta con varias cámaras anecoicas dedicadas a ese tipo de medidas. Por un lado, opera un campo compacto con una zona quieta de 3,5 m de diámetro con configuración de reflector parabólico cilíndrico dual [27], al que han dedicado las publicaciones [28] y [29]. Y por otro, el *Signatures Group* [30] posee varias cámaras e instalaciones dedicadas a la medida de RCS biestática y materiales:

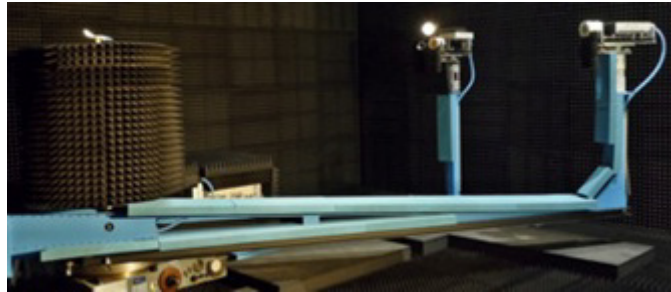


Figura 2.3: *Polarimetric bistatic scattering measurement facility - DLR (obtenida de [30]).*

- La primera instalación, representada en la figura 2.3, y denominada *Polarimetric Bistatic Scattering Measurement Facility* [30] opera en banda W (75 a 111 GHz) y consta de dos brazos que soportan sendas antenas colocadas en uno de los extremos de cada brazo, a 3,2 m del blanco, situado en el otro extremo sobre el eje de giro de uno de los brazos (el otro no tiene movimiento). En esta instalación se han realizado medidas de RCS quasi-monoestática y biestática sobre diferentes objetos canónicos y blancos realistas a escala. No obstante, a diferencia de BIANCHA, el transmisor, blanco y receptor están siempre en el mismo plano.

- En cuanto a la medida de materiales, por un lado realizan medidas en guía de onda para frecuencias desde 1,1 GHz hasta 110 GHz, y, por otro, medidas de transmisión y reflexión en espacio libre en banda X (8,2 a 12,4 GHz), Ka (26,5 a 40 GHz) y W. Para ello disponen de cuatro setups de medida distintos [31]:

1. Setup en banda X para transmisión y reflexión (fig. 2.4). Posee 2 antenas con lentes enfrentadas a 1,2 m de distancia la una de la otra, y con el *sample holder* situado en el centro de ambas, con giro en el eje vertical. Uno de los brazos que soporta la antena de recepción también puede girar en eje vertical desde 180° hasta 22° de la de transmisión.

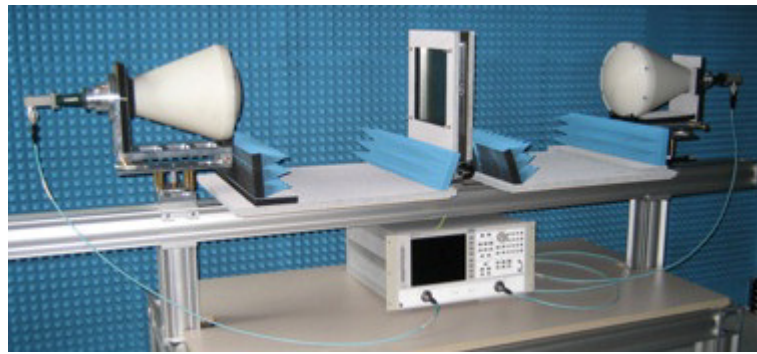


Figura 2.4: *Setup de medida de materiales en Banda X para transmisión - DLR (obtenida de [30]).*

2. Setup en banda X para reflexión (fig. 2.5). Tiene dos brazos que producen un movimiento en elevación. No posee giro en acimut. La muestra se pone en el plano horizontal. Al igual que en el anterior, ambas antenas poseen lentes para focalizar el haz y evitar el efecto de bordes.
3. Setup en banda Ka para transmisión y reflexión. Idéntica configuración a la de la figura 2.4 pero con antenas para banda Ka y situadas a 0,85 m del *sample holder*.
4. Setup en banda W (fig. 2.3). Se trata de la misma instalación para medida de RCS biestática anterior, la *polarimetric bistatic scattering measurement facility*, en la que se sustituye el soporte de blanco por un *sample holder* para materiales.

Distintas aplicaciones de estas instalaciones pueden encontrarse en [32] y [33].

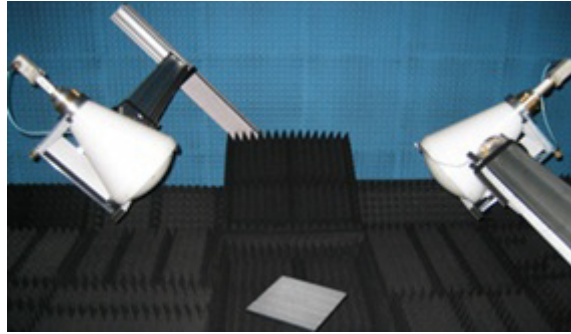


Figura 2.5: *Setup de medida de materiales en Banda X para reflexión - DLR (obtenida de [30]).*

El citado Instituto posee además otra instalación de medida biestática denominada *Bistatic Measurement Facility* (BMF) (fig. 2.6) orientada a medida de reflectividad de suelos para aplicaciones de *Remote Sensing* [34] [35]. Se trata de una instalación con dos brazos que sustentan dos sondas doblemente polarizadas en banda X, pero cuyos movimientos se limitan a un único plano (no hay movimiento en acimut) con un recorrido en elevación entre 12° y 70° (aunque sólo alcanzan los 60° por problemas de oscilación), con lo que tan solo consiguen ángulos biestáticos entre 24° y 140° , con el transmisor, blanco y receptor situados en un plano único. Muy lejos de las prestaciones en margen angular, precisión y movimientos combinados que ofrece la cámara en la que se ha desarrollado esta tesis.

TU Braunschweig

El instituto de EMC de la Universidad Técnica de Braunschweig, (*Institute for Electromagnetic Compatibility*), ha realizado medidas de reflectividad biestática en alta frecuencia (110 GHz) para evaluar la influencia de un avión comercial en *taxi* en la pista de aterrizaje sobre el *Instrumental Landing System* (ILS) del aeropuerto (110 Megahercios (MHz)), escalando 1:1000 [36]. Los resultados no son los mejores incluso para una placa metálica por el propio setup de medida, ya que no utilizan materiales absorbentes ni posicionadores de antenas y blanco, realizando manualmente el posicionamiento.



Figura 2.6: *Bistatic Measurement Facility - DLR (obtenida de [34]).*

2.1.3. Francia

CEA-CESTA

Dentro de la *Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives* (CEA) francesa, en concreto en su *Direction des Applications Militaires*, se puede encontrar el *Centre d'Etudes Scientifiques et Techniques d'Aquitaine* (CESTA), que posee varias instalaciones para medida de reflectividad. En concreto, el CESTA opera un campo compacto convencional denominado *CAMELIA*, que trabaja entre 0,8 y 18 GHz. No obstante, el campo también puede operar en las bandas de *Very High Frequency* (30 a 300 MHz) (VHF) y UHF mediante una antena tipo *phased array* optimizada como transmisora. Además, posee una instalación para medidas mono y biestáticas denominada *CACTUS*, cuya configuración es igual a la *polarimetric bistatic scattering measurement facility* del DLR (figura 2.3), pero operando entre 1 y 18 GHz. De esta manera sólo permite hacer medidas biestáticas con transmisor, blanco y receptor en el mismo plano. Esta misma instalación se puede configurar para medir la RCS monoestática en campo cercano en una esfera alrededor del blanco (sin transformación a campo lejano). Para ello dispone de un arco rotatorio rectangular que sustenta la antena transmisora/receptora abatible en elevación y un posicionador de blanco con giro en acimut. De esta manera se puede obtener la RCS monoestática en campo cercano de un blanco

en una esfera completa en dos rangos de frecuencia, de 0,8 a 1,8 GHz mediante un *phased array* de polarización dual, y de 2 a 12 GHz mediante una bocina estándar también de polarización dual [37]. Esta instalación ha sido usada principalmente para reconstrucción de centros de *scattering* o *inverse scattering* aplicada al control de firma radar [38]. Este último sistema de medidas ha sido mejorado posteriormente con la instalación *ARCHE 3D* (figura 2.7), dotada de un brazo de aluminio que situa la antena transmisora/receptora a 4 m del blanco y que puede girar con mayor precisión entre -100° y 100° . El blanco también puede rotar en acimut 360° y las antenas son idénticas a las anteriormente descritas [39] [40].



Figura 2.7: Sistema de medida ARCHE3D - CESTA (obtenida de [39])

CCRM

Asociado al *Institut Fresnel* [41] del *Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS)* francés y a la *Aix-Marseille Université* [42], se encuentra el *Centre Commun de Ressources Micro-Ondes (CCRM)* de Marsella [43].

El CCRM posee varias instalaciones de medida de reflectividad:

1. Cámara anecoica de pequeño tamaño (3 m x 3 m x 3 m), que contiene un escáner plano de 2,5 m x 2,5 m [44] formado por 2 bocinas corrugadas de 1 a 18 GHz y

polarización lineal, de movimiento independiente, que permite su rotación para apuntamiento y un analizador vectorial Anritsu 37369D con mezcladores y fuente externa para mejorar el margen dinámico. Se usa principalmente en el campo de la detección y localización de objetos dieléctricos enterrados mediante *Ground Penetrating Radar* (GPR) usando datos multiestáticos en vez de señales pulsadas o *stepped frequency*.

2. Cámara anecoica de 14,5 m x 6,5 m x 6,5 m que incluye un sistema de medida esférico y un sistema de medida en campo lejano (10,5 m). El más interesante es el primero de ellos, un sistema en 3 dimensiones esférico y biestático [45] que combina un arco vertical con un brazo horizontal. El arco vertical se mantiene fijo y cuenta con dos carritos capaces de sostener, cada uno, una bocina que se puede emplear como transmisora o receptora. Los carritos se pueden desplazar a lo largo del arco de -11° a 169° , teniendo en cuenta que 0° coincide con el cenit. El brazo horizontal sostiene una bocina receptora y es capaz de girar en acimut de -130° a 130° , siendo 0° la posición enfrentada al arco vertical. Las sondas tienen polarización lineal única (aunque las del brazo horizontal se pueden rotar para cambiar su orientación) y se encuentran a una distancia de 1,8 m del centro de giro del sistema, al que siempre apuntan. El blanco se sitúa en una columna de *foam* situada en ese centro de giro que puede rotar 360° gracias a un pequeño posicionador de acimut. El sistema emplea un *Vector Network Analyzer* (VNA) como equipo transmisor-receptor y puede trabajar de 2 a 18 GHz.

Se han reportado en [45] problemas con la precisión del posicionamiento de los carros que sustentan las antenas, produciendo una falta de estabilidad en las medidas, apreciándose fluctuaciones en módulo y fase.

La instalación está siendo usada principalmente para *inverse scattering* mediante medidas de la reflectividad mono-biestática y polarimétrica [46] [47] [48]. Miden también RCS biestática de blancos metálicos y dieléctricos simples y lo comparan en módulo y fase con predicciones software, y utilizan estas medidas para validación de métodos numéricos de predicción [45].

ONERA

El organismo público francés por excelencia dedicado a la investigación en el ámbito espacial y aeronáutico, *Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatia-*

les (ONERA) [49], en su centro de Palaiseau, y dentro del *Département ElectroMagnétisme et Radar* (DEMR) [50], opera, entre otras, una instalación de medida interior denominada *BAsé BIstatique* (BABI) (figura 2.8), que permite realizar medidas bistáticas [51]. Se trata de una instalación *indoor* para medida de RCS biestática entre 500 MHz y 40 GHz que utiliza un sistema de onda continua coherente (en concreto un analizador vectorial de redes HP 8510) y puede medir tanto polarización horizontal como vertical mediante bocinas de banda ancha de polarización dual.



Figura 2.8: *Instalación de medida BABI - ONERA (Tomada de [52])*

Esta instalación amplía la capacidad de medida de la cámara de la figura 2.3 del DLR, ya que permite no solo medidas en el plano paralelo al suelo, sino también en ángulos cenitales desde 70° hasta 90° . Para ello posee un arco horizontal fijo elevado 2,5 m sobre el suelo, a lo largo del cual se pueden mover dos carritos capaces de sustentar las sondas de transmisión y recepción. En el centro de la cámara se ubica el soporte del blanco, capaz de rotar en acimut, y compuesto por una columna de foam ajustable en altura para obtener incidencia y scattering en los diferentes ángulos cenitales enumerados anteriormente. Las antenas se encuentran a una distancia de 5,5 m de este punto.

El sistema originalmente operaba de 1 a 18 GHz [53], y posteriormente se actualizó con un carril adicional situado en la parte superior de la cámara anecoica [54]. Una aplicación más reciente de la instalación se puede encontrar en [52], donde se realizan medidas bistáticas de cilindros dieléctricos sobre plano de masa y se comparan con

simulaciones numéricas, y todo ello aplicado al campo de *remote sensing*, más concretamente a SAR biestático.

2.1.4. Reino Unido

University of Sheffield

Dentro del *Department of Electronic and Electrical Engineering* de la *University of Sheffield* [55], se encuentra el *Communications Research Group* [56], que posee 5 cámaras anecoicas, incluyendo instalaciones para medida de antenas a frecuencias por encima de 1 GHz, instalaciones para caracterización de materiales de altas y bajas pérdidas, una instalación para la obtención de imágenes SAR polarimétricas y otra para medida de muy baja RCS. Además, poseen un campo recto *outdoor* (*outdoor free-field range*) en Buxton. Ambos tipos de instalaciones se complementan con sistemas automáticos de medida controlados por ordenador basados en VNA (HP8510 y HP8720).

Entre todas estas instalaciones, cabe destacar las siguientes:

1. Instalaciones para caracterización de materiales de altas y bajas pérdidas, compuesta por un sistema de guías de onda, desde 350 MHz hasta 12,4 GHz, y un sistema tipo arco *NRL* calibrado para caracterización de materiales en espacio libre mediante medidas de reflectividad de 2 a 18 GHz, con un tamaño máximo de muestras de 1 m x 1 m, ángulos biestáticos de 0 a 60° y para polarización paralela y perpendicular. Este tipo de sistemas se describen en el apartado 5.2.2 de la tesis.
2. *Ground Based Synthetic Aperture Radar* (GBSAR) (fig 2.9), que es una instalación singular para medida de RCS polarimétrica dentro de una cámara anecoica capaz de caracterizar la reflectividad de blancos 3D de manera automática. La instalación consta de un escaner plano X-Y horizontal y otro vertical para permitir medir objetos de grandes dimensiones de manera precisa y producir imágenes 2D y 3D del objeto mediante un procesado propio. Y todo esto de 2 a 18 GHz, con una dimensión máxima de blanco de 1,5m. Según [57] esta cámara ha sido usada para estudiar una posible transformación de campo cercano a lejano para RCS monoestática mediante síntesis de onda plana a partir de un escaner plano transmitiendo y recibiendo en campo cercano.
3. Sistema de medida biestático para caracterización de superficies en incidencia

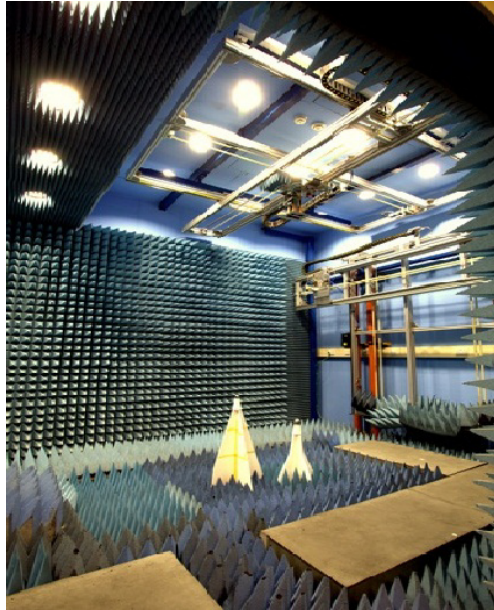


Figura 2.9: *Instalación de medida GBSAR - University of Sheffield (Tomada de [56])*

oblicua [58], situado en una cámara anecoica de 6 m x 4 m x 3,5 m y compuesto por una antena transmisora colocada en un mástil fijo, de posicionamiento y apuntamiento manual mediante laser, a 2,3 m del blanco y una receptora fijada a un brazo que gira 360° en torno a dicho blanco mediante un servomotor a una distancia de 1,65 m del mismo, que permanece estático. El sistema es capaz de medir reflectividad para un margen de frecuencias de 1,5 a 18 GHz mediante un VNA Agilent E8720 conectado a un PC mediante el bus *General-Purpose Instrumentation Bus* (GPIB). El salto angular mínimo es de 0,5°. El sistema utiliza *software gating* para eliminar respuestas indeseadas. Esta instalación está siendo usada principalmente para la medida de *Frequency Selective Surface* (FSS) con incidencia oblicua [59] [60].

2.1.5. Italia

IDS

Ingegneria Dei Sistemi S.p.A. - *IDS* es una corporación Italiana experta en sistemas radar que posee un laboratorio de medidas electromagnéticas [61] en el que se incluyen instalaciones de medida de RCS, antenas, caracterización de materiales, EMC/*ElectroMagnetic Interference* (EMI) tanto en cámara como *in situ*. Cabe desta-

car los siguientes sistemas de medida:

1. Radar móvil para medidas de RCS dinámicas en banda X (aviones en vuelo y barcos).
2. Cámara parcialmente anecoica de 35 m x 22 m x 12 m para medida de RCS y antenas, que incluye un rango recto para medidas en campo lejano y campo cercano mediante un escáner plano de 10 m x 5 m.

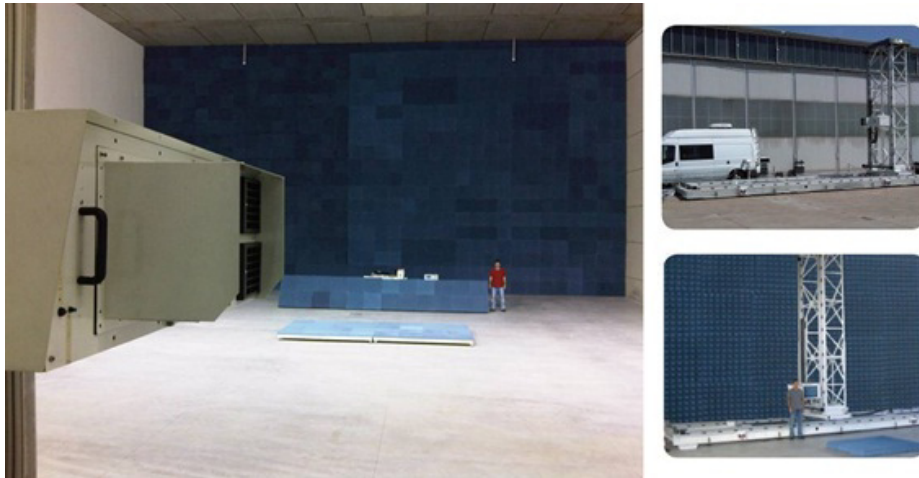


Figura 2.10: Cámara semianecoica y escaner plano - IDS (tomada de [61])

3. Arco de medida tipo *NRL* para medida y caracterización de materiales en espacio libre.
4. Distintos sistemas para caracterización de materiales: Open-ended coaxial probe, parallel plate (capacitive fixture) y sistema en guíaonda con VNA.

A pesar de la amplia variedad de ensayos que pueden llevar a cabo, ninguna de sus instalaciones permite geometrías biestáticas complejas para medidas de reflectividad.

2.1.6. Comisión Europea

JRC-ESML

La Comisión Europea, a través del *Joint Research Centre* (JRC), ha desarrollado el *European Microwave Signature Laboratory* (EMSL), situado en Ispra, Italia [62]. Esta instalación surge como respuesta a la necesidad de investigación en el campo del *remote*

sensing [63] [64], y para dar soporte científico al proyecto ERS-1 (primer satélite europeo de teledetección, lanzado en 1991) así como a los proyectos similares programados para la época: el ERS-2, el ERS-1 japonés o el canadiense RADARSAT. No obstante, su uso abarca otros campos, como por ejemplo la medida de antenas, la realización de ensayos no destructivos sobre materiales y la detección de objetos enterrados.

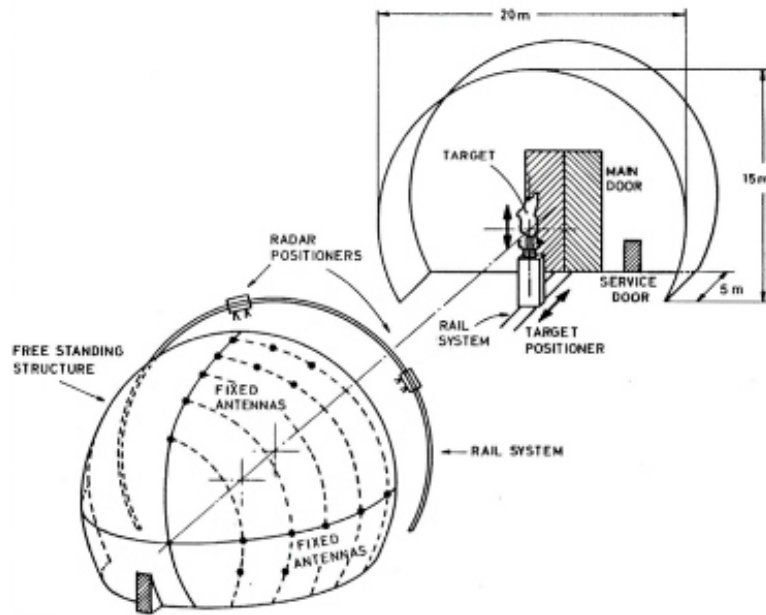


Figura 2.11: Instalación de medida del EMSL - JRC (obtenida de [62])

Diseñada y construida por personal del propio JRC y de la empresa *Siemens*, la instalación es una cámara anecoica formada por una cúpula o hemisferio y un cilindro, ambos de 10 m de radio. En la unión de ambos se encuentra un arco con raíles por el que se desplazan dos módulos de transmisión-recepción. En la mitad de la semiesfera hay 37 antenas receptoras fijas. En la otra semiesfera hay 30 huecos libres para instalar más receptores. El suelo está situado 5 m por debajo del centro de la esfera, donde se sitúa el blanco en un posicionador de acimut, que se puede meter y sacar de la instalación mediante raíles. Por tanto, se pueden realizar medidas mono y biestáticas con incidencia variable y un ángulo biestático también variable en $\pm 115^\circ$ para cualquier ángulo de aspecto del blanco. También son posibles medidas multiestáticas fuera del plano de incidencia mediante las antenas fijas uniformemente distribuidas en la cúpula. Tiene 2 láseres coincidentes con los planos de las antenas para apuntar el blanco, y cámaras ópticas para tener referencia en imágenes del blanco y compararlas con las imágenes

en microondas. La banda de frecuencias para la que se diseñó la instalación va de 1 a 40 GHz y un sistema de *switches* y varios programas de control permiten hacer una gran variedad de medidas mono- y biestáticas para las cuatro polarizaciones (VV, HH, VH, HV). Las condiciones de iluminación y temperatura de la cámara también pueden ser controladas para adecuarse a las necesidades ambientales de ciertos terrenos o vegetaciones. Se trata, por lo tanto, de una instalación singular, de gran tamaño, prestaciones y versatilidad.

2.1.7. Malasia

El *Department of Electrical Engineering* de la *University of Malaya* opera una instalación interior para medidas biestáticas [65] de concepción similar a la del EMSL, con una cámara anecoica en forma de cúpula, en concreto un cuarto de esfera de 3,65 m de radio, elevada sobre el suelo 91 cm. Consta de seis railes disponibles en los meridianos definidos por los ángulos en acimut de 0° , 30° , 60° , 90° , 120° y 180° , por los que se puede mover una antena de recepción. Además posee cuatro antenas fijas de transmisión en $\phi = 0^\circ$ a distintas elevaciones ($\theta = 0^\circ$, 15° , 45° y 75°). Por la geometría de la instalación, todas las antenas apuntan siempre al centro del cuarto de esfera, donde se coloca un posicionador de acimut sobre elevación y el soporte de blanco. Por tanto, el sistema posibilita realizar una amplia gama de medidas biestáticas polarimétricas en la banda de 2 a 18 GHz. Además, se realiza un procesado que incluye *background subtraction* y *software gating*. Esta instalación se usa principalmente en el campo del *remote sensing*.

2.1.8. Estados Unidos

NRTF

Como muestra de una instalación de medida exterior, y ubicado en el *White Sands Test Center* del *U.S. Army*, el *National RCS Test Facility* (NRTF) [66] es la principal instalación para medida de RCS del Departamento de Defensa americano (Figura 2.12).

Consta de varios sistemas de medida exteriores. El principal, *MAINSITE*, esta formado por una instalación para medida de RCS con plano de tierra (*ground plane RCS range*) con capacidades mono y biestáticas para medir tanto blancos pequeños como blancos operacionales a escala real [67]. Posee equipos fijos y portátiles capaces de adaptarse a necesidades de ensayos complejos y trabaja en cualquier frecuencia entre 120

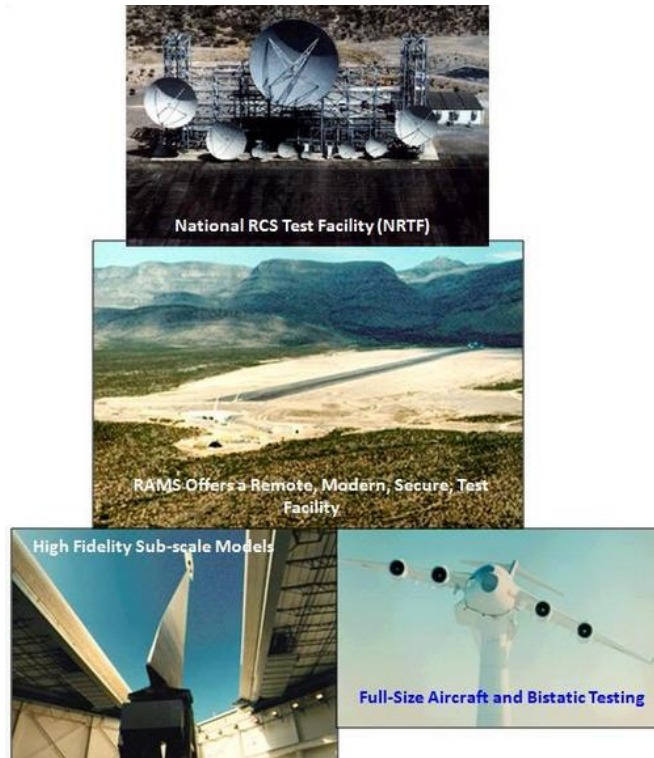


Figura 2.12: *Campo Exterior NRTF - U.S. Army (obtenida de [66])*

MHz y 18 GHz, y de 34 a 36 GHz y 94 GHz. Así, puede realizar medidas de RCS tanto monoestática como biestática, medida de antenas, medidas en campo cercano, medidas doppler, *Jet Engine Modulation* (JEM), etc.

Wave Scattering Research Center - University of Texas

Dedicado a la investigación en el campo del *remote sensing*, el *Wave Scattering Research Center* [68] de la *University of Texas at Arlington* fue fundado en 1984 para realizar estudios teóricos, experimentales y simulaciones software de reflectividad electromagnética y atenuación de blancos extensos como pueden ser tierra, nieve, superficies arboladas, etc [69]. También trabajan en la obtención de imágenes radar de terrenos artificiales y objetos enterrados. Posee una cámara anecoica para la realización de medidas mono y biestáticas compuesta por un rango recto que incorpora una estructura en cuarto de esfera con 25 bocinas fijas de polarización dual para recepción colocadas en el extremo del blanco. Además, utiliza un VNA HP 8510 para medir módulo y fase de la reflectividad y trabaja entre 2 y 18 GHz.

Houston Advanced Research Center

El *Space Technology and Research Center* del *Houston Advanced Research Center* [70] posee una instalación de medida denominada *Holographic Imaging Facility - HIF* [71] que se usa principalmente en el campo del *remote sensing* para la obtención de imágenes radar a partir de medidas monoestáticas y biestáticas de blancos militares metálicos (maquetas de tanques y aviones) [72], blancos distribuidos como pueden ser clutter [73] o partículas atmosféricas simuladas [74], etc., todo ello publicado con anterioridad al año 2000.

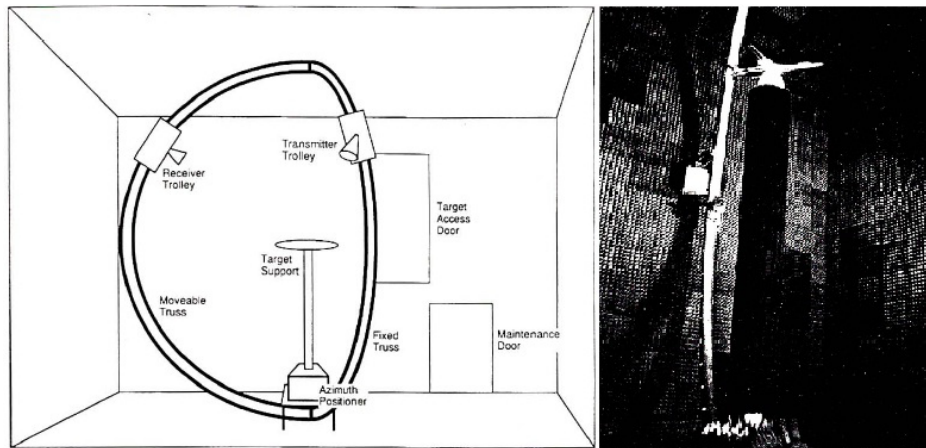


Figura 2.13: *Holographic imaging facility (HIF) - Houston Advanced Research Center (obtenida de [71])*

La instalación (figura 2.13) consta de una cámara anecoica de dimensiones 9,15 m x 9,15 m x 9,30 m y un sistema de posicionamiento formado por dos arcos semicirculares y un posicionador de blanco para giro en acimut. La antena de transmisión se mueve a lo largo del arco fijo en $\phi = 0^\circ$ y para θ de 10° a 165° . La antena de recepción se mueve a lo largo del segundo de los arcos para θ entre 0° y 165° . Este segundo puede desplazarse en acimut entre 0° y 180° . Realiza medidas polarimétricas (VV, HH, VH, HV) para un margen de frecuencias de 1 a 40 GHz mediante un VNA HP 8510 en tres bandas, si bien el rango óptimo de uso es de 4 GHz a 26 GHz.

University of Michigan

El *Electrical Engineering and Computer Science (EECS) Department* [75] de la *University of Michigan* desarrolló en los años noventa una instalación de medida para el

estudio y comprensión de los fenómenos de scattering biestático de blancos puntuales y distribuidos en el campo del *remote sensing* denominada *Bistatic-Measurement Facility (BMF)* [76]. El sistema de posicionamiento, que no está incluido en una cámara anecoica, utiliza un radar polarimétrico trabajando en 10, 35 y 90 GHz (sólo medidas en amplitud), y posee dos arcos, uno interno para transmisión que se mueve en elevación y acimut, y otro externo para recepción (también usado para transmisión en configuración monoestática) que solo se mueve en elevación. El blanco está situado en el centro de ambos sobre un posicionador de acimut (0 a 360°). El paso angular mínimo reportado es de 2°.

Como ejemplos de medida, se tienen las realizadas sobre superficies rugosas dieléctricas en banda X para validación de modelos de predicción [77] y [78]. También se ha usado la instalación para medir blancos discretos, como por ejemplo una maqueta de camión [76] con ángulos de incidencia en elevación entre 0 y 70°.

Posteriormente, sus investigaciones se centran en la medida de diferentes tipos de suelos a 35 GHz para validar modelos de reflexión [79]. Para ello, amplian sus capacidades con el desarrollo de sistemas radar portátiles para obtención de tomografía biestática de escenarios urbanos y diferentes tipos de suelos (arena, superficies arboladas, etc) a 35 GHz [80].

Radar Reflectivity Laboratory - NAVAIR

Perteneciente a la Marina de los Estados Unidos, y ubicado en el *Integrated Battlespace Simulation and Test Department* del *Naval Air Systems Command - NAVAIR* en *Point Mugu (California)*, se encuentra el *Radar Reflectivity Laboratory (RRL)* [81], dedicado a la medida y el análisis de RCS de plataformas militares y al desarrollo de tecnología de control de firma radar de dichas plataformas. Es capaz de medir la RCS mono y biestática y realizar el análisis de firma radar de blancos militares, como pueden ser misiles crucero y balísticos completos, vehículos terrestres y marítimos, aviones blanco, sistemas de propulsión con rotación, sistemas de antenas, etc.

Para ello opera tres cámaras anecoicas indoor. Las dos primeras son sistemas de medida estándar (un campo compacto denominado *LAC* o *Large Anechoic Chamber* y un rango recto para medida de RCS, antenas, etc. denominado *SAC* o *Small Anechoic Chamber*) mientras que la tercera, denominada *Bistatic Anechoic Chamber - BAC* es más especial, ya que permite realizar medidas biestáticas de misiles a escala real y otros

blancos. Se trata de una cámara anecoica 46 m x 46 m x 18 m, que puede operar de 100 MHz a 100 GHz y consta de un campo compacto de *Scientific Atlanta* configurable para medida de RCS monoestática o biestática, para lo que posee varias torres dieléctricas y un arco también dieléctrico (figura 2.14) mediante los cuales se realiza el posicionamiento de las antenas de transmisión y recepción [82].

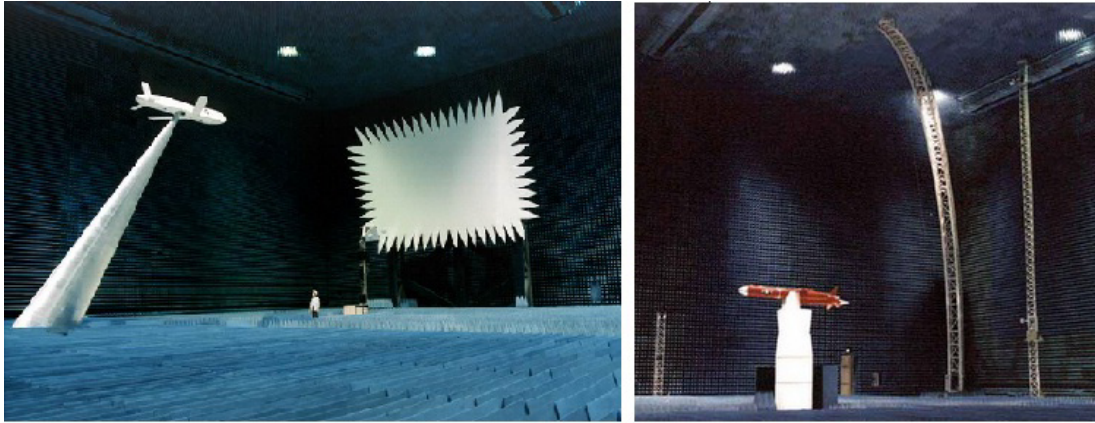


Figura 2.14: *Bistatic Anechoic Chamber (BAC) - NAVAIR USA (obtenida de [83])*

Wright-Patterson Air Force Base - Ohio

La Fuerza Aérea norteamericana opera varias instalaciones de medida ubicadas en la *Wright-Patterson Air Force Base*. En concreto, y dentro del *Air Force Research Lab - AFRL* [84], posee un campo compacto denominado *Advanced Compact Range - ACR* [85] para medida de antenas y RCS. Se trata de un sistema de doble reflector que opera entre 800 MHz y 35 GHz con una zona quieta de 6,7 m x 5 m x 8,3 m. Como reseña destacable, cabe decir que, para soportar el blanco bajo prueba no sólo posee el típico pylon de baja RCS, sino que ha desarrollado un sistema de posicionamiento mediante hilos sujetos al techo [86] para medir los blancos en suspensión.

Además, y ubicada en el *Air Force Institute of Technology - AFIT* [87], se puede encontrar una cámara anecoica *tapered* de 4,30 m x 5 m en la zona estrecha, 7,32 m x 8 m en la pared posterior y 14 m de largo. Se trata de un sistema concebido con fines académicos y de investigación, por lo que es muy flexible, pudiendo ser configurado como un sistema *far-field* o como campo compacto, y con pylon ojival, columna de foam o soporte de blanco por hilos. Además, se le han añadido capacidades biestáticas mediante hilos enganchados al techo que sustentan la antena de recepción, con el fin de

medir RCS biestática de blancos con baja firma radar [88]. Dicha antena se conecta con el sistema de medida, un VNA de 2 a 18 GHz con características pulsadas, mediante un transductor a fibra óptica que envía la señal recibida por un cable óptico de baja RCS. La antena transmisora se encuentra situada en un brazo que gira en torno al blanco (figura 2.15).

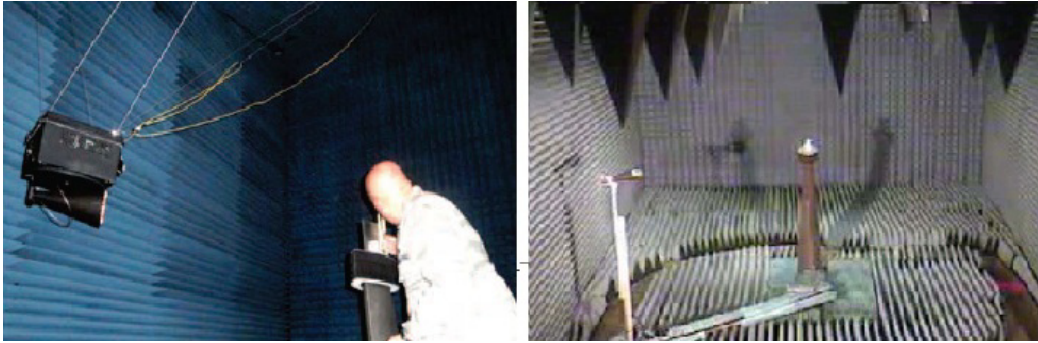


Figura 2.15: *Sistema de Posicionamiento Biestático - AFIT USA (obtenida de [88])*

Hanscom Air Force Base - Massachusetts

Uno de los primeros sistemas biestáticos interiores presentes en la literatura, alrededor de 1991, se puede encontrar en el *Rome Laboratory*, asociado a la base aérea de Hanscom [89], y se denominó *Swept Bistatic Angle Measurement System - SBMS* [90]. El sistema de posicionamiento está ubicado dentro de una cámara anecoica de 6 m x 6 m x 12 m y consta de una columna cónica de poliestireno extruido para apoyar el blanco bajo análisis situada en el centro del sistema. Esta columna está soportada por un posicionador acimutal fijado al suelo por un tubo que atraviesa el centro de otro posicionador mayor apoyado en el suelo de la cámara. Así, ambos ejes se pueden mover de manera independiente. Además posee un brazo de aluminio sujeto al segundo posicionador de acimut y paralelo al suelo, en cuyo extremo se apoya un soporte que sostiene la antena receptora a un nivel un poco superior al de la columna de blanco. Se obtiene así un arco de giro de radio fijo, que permite barridos en acimut. La configuración biestática se obtiene mediante una antena transmisora situada de forma estática en un extremo de la cámara, a la misma altura que la receptora. El objetivo original de este sistema era la obtención de RCS biestática de blancos canónicos para profundizar en el conocimiento de los mecanismos de dispersión biestática y para la verificación de herramientas de simulación. En [91] y [92] se presenta la automatización del sistema de

posicionamiento.

Posteriormente, y también en la base aérea de Hanscom, el *Electromagnetic Scattering Branch* del *Air Force Research Lab - AFRL* ha implementado, dentro de su cámara anecoica de 16 m x 13,5 m x 11 m, un campo compacto dual en campo lejano-campo cercano para medidas biestáticas, que incluye tanto el desarrollo de los algoritmos de medida y transformación [93] como la implementación del setup de medida [94].

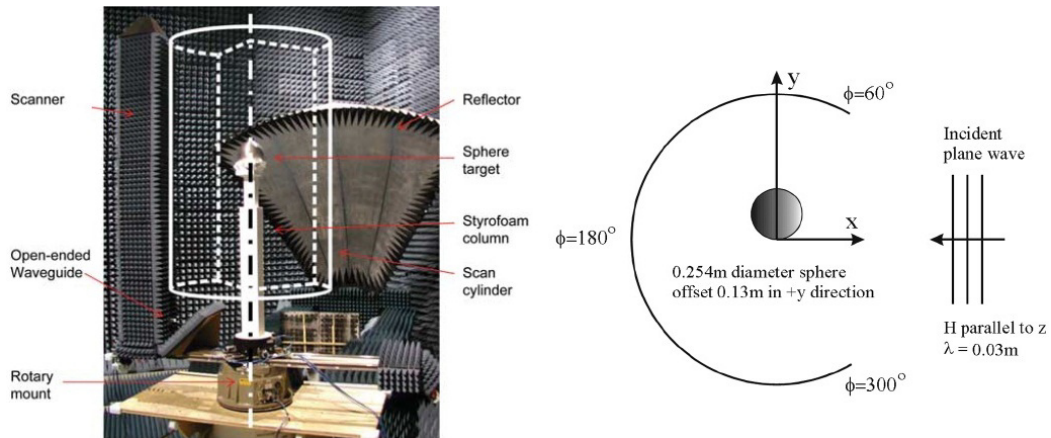


Figura 2.16: *Sistema Biestático Campo Cercano/Campo Lejano - AFRL USA (obtenida de [94])*

El sistema está basado en un campo compacto tradicional en el que introducen un escaner cilíndrico para medir el campo reflejado en cercano y, mediante una transformación cilíndrica de campo cercano a lejano, obtener el campo reflejado en una dirección arbitraria distinta de la de transmisión correspondiente al compacto. Pueden medir en polarizaciones VV, HH, VH y HV, para lo que usan un receptor de microondas HP 8530 con dos canales adicionales. Realizan *background subtraction* previo a la transformación de cercano a lejano y utilizan una esfera como patrón de calibración. En [94] reportan buenos resultados para la esfera y para una barra metálica cilíndrica, si bien tienen problemas de estabilidad y de precisión en el posicionamiento del escaner.

2.1.9. Empresas Relevantes

The Howland Company

La compañía americana *The Howland Company* [95] lleva más de 35 años proveyendo soluciones únicas de medida y test en el ámbito electromagnético alrededor del

mundo. En concreto, se ha especializado en instalaciones para medida de antenas, RCS, radomos de aviones, telefonía móvil y dispositivos inalámbricos, tecnologías en apantallamiento de RF y diseño de cámaras anecoicas, y un largo etcétera. De entre todos sus innumerables trabajos, cabe destacar su participación en el diseño, construcción y/o puesta en marcha de las siguientes instalaciones singulares [96]:

1. *Bistatic Anechoic Chamber (BAC)* del *NAWC Pt. Mugu, California* (ver 2.3.7 - *Radar Reflectivity Laboratory - NAVAIR*).
2. *Large Anechoic Chamber (LAC) RCS Measurement Compact Range* del *Radar Reflectivity Laboratory - NAVAIR* (ver 2.3.7 - *Radar Reflectivity Laboratory - NAVAIR*).
3. *RCS Measurement Complex, Hughes Aircraft, El Segundo, California*: Se trata de dos cámaras anecoicas que albergan sendos campos compactos estándar para la medida de RCS y antenas propiedad la compañía *Raytheon* [97].



Figura 2.17: *Aircraft RCS Functional Test Facility - Lockheed Martin Aeronautical Systems* (obtenida de [98])

4. *Aircraft RCS Functional Test Facility, Lockheed Martin Aeronautical Systems* [98]: Se trata de una instalación singular compuesta por una cámara sin absorbentes, (*echoic chamber*), para la realización de tests de RCS de los cazas de combate F-22 fabricados (figura 2.17). Tiene una apertura anecoica por la que iluminan con un radar para chequear la RCS de los aviones en campo cercano. También

poseen otra cámara, ésta si anecoica, para la medida de las antenas de los mismos aviones.



Figura 2.18: *RCS Measurement Facility Boeing Phantom Works (obtenida de [99])*

5. *RCS Measurement Facility Boeing Phantom Works, Saint Louis, Missouri: Near Field Test Facility - NFTF* [99] de Boeing, se trata de una instalación de medida indoor para medida de RCS en campo cercano de partes de un avión, modelos y aviones de producción (*full-scale*) (figura 2.18). Trabaja en frecuencias de 0,2 a 18 GHz y su uso está centrado en programas de desarrollo de Boeing y proyectos especiales. Además, en ella se evalúa la RCS de la cuarta parte de la producción del F/A-18E/F *Super Hornet*.
6. *RF Field Probe F-35 RCS Acceptance Test Facility Lockheed Martin, Fort Worth, Texas* [100]: Es una instalación similar a la del avión de combate F-22, en este caso para la realización de los tests de aceptación de la producción de los aviones F-35.

The Microwave Vision Group - MVG

La compañía *The Microwave Vision Group*, y más en concreto sus filiales *SATIMO* [101] y *ORBIT/FR* [102], poseen una amplia gama de soluciones para medida rápida de antenas, radomos y sistemas de escáner, así como para medida de RCS y ensayos de EMC.

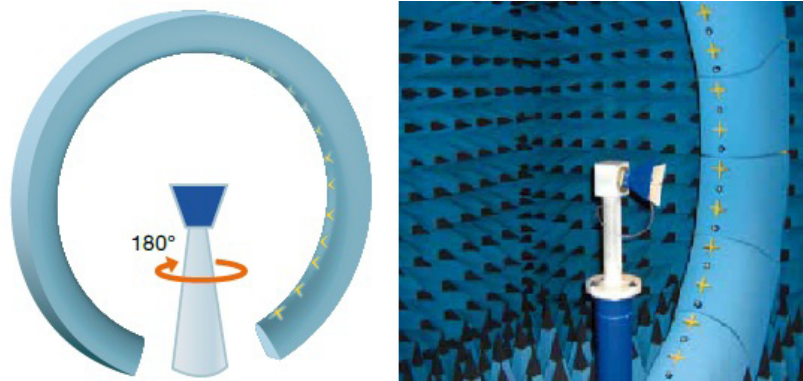


Figura 2.19: Sistema Multisonda - SATIMO (obtenida de [101])

Relativo al objeto de la tesis, cabe destacar sus campos compactos, escáneres planos y cilíndricos, sistemas esféricos monosonda, y, sobre todo los más novedosos sistemas esféricos multi-sonda, con doble polarización y varios rangos de frecuencia intercalados (figura 2.19).

Su diseño permite una calibración de sonda automática y continua a través de un canal dedicado y la reducción de movimientos mecánicos, con la consiguiente mejora de la vida útil del sistema, un aumento de velocidad y precisión, y una mayor repetitividad en las medidas.

A partir de este tipo de sistemas multisonda, SATIMO propone distintas soluciones para problemas específicos: Sistema portable para medida de radares aeronáuticos in-situ, sistema robótico portable para medida de antenas y radares in-situ, escaneres duales, etc. Todos ellos dedicados a la medida de antenas (figura 2.20).



Figura 2.20: Sistemas especiales multisonda - SATIMO (obtenida de [101])

También tienen experiencia en diseñar y construir sistemas de medida multipropósito, como el descrito en [103], en este caso una cámara anecoica que opera desde 100

MHz a 50 GHz, con un campo compacto para frecuencias mayores que 2 GHz, una zona quieta cilíndrica de 1,83 m x 2,44 m y un sistema de posicionamiento estándar para medida de antenas y RCS. Lo novedoso es que permite ser reconfigurada para realizar ensayos de EMC, en concreto EMI.

2.1.10. Instalaciones de Medida de Radomos

De una manera simplificada, se puede afirmar que un sistema de medida de radomos no es más que un sistema de medida de antenas al que se añade la capacidad de posicionamiento adicional para el radomo y la antena bajo prueba, y por tanto no es un sistema de medida de reflectividad en el sentido más estricto del término. No obstante, para cualquiera de sus aplicaciones, en especial en el ámbito aeronáutico, la caracterización electromagnética de este tipo de estructuras se antoja crucial para su uso eficiente. Por tanto, y más teniendo en cuenta que BIANCHA permite realizar ensayos sobre radomos y recubrimientos, se ha incluido un apartado adicional para este tipo de instalaciones.

Como se ha dicho, la única diferencia con un sistema de medida de antenas se encuentra en la inclusión de un sistema de posicionamiento para los radomos a medir. Dichos sistemas de posicionamiento son muy complejos, ya que en los sistemas estándar de medida de antenas (rangos rectos o campos compactos) la dirección de propagación es fija y es el sistema de posicionamiento de la AUT el que debe moverse para encontrar todos los ángulos incidentes posibles. Si a esto sumamos la complejidad y variabilidad geométrica de los radomos, se tiene que el sistema de posicionamiento se complica mucho, llegando a tener, por ejemplo, hasta 11 ejes de movimiento. En el caso de BIANCHA, son las antenas de Tx y Rx las que se mueven. Por tanto, el sistema de posicionamiento solo debe soportar adecuadamente la AUT y el radomo, y colocar el centro de fases de la antena en el centro del sistema y en relación al radomo. Así, por un lado, el apuntamiento será más sencillo, y, por otro, influirá menos en la medida, reduciendo los errores debidos a reflexiones múltiples, difracción, etc.

A modo de ejemplo, y sin el ánimo de ser exhaustivos, a continuación se describen dos ejemplos de compañías dedicadas al diseño y construcción de este tipo de instalaciones:

The Microwave Vision Group - MVG

Como ejemplo de empresa que diseña y construye instalaciones de medida de radomos tenemos a *The Microwave Vision Group*, incluyendo el software de posicionamiento, adquisición y postprocesado del sistema completo.

Por un lado, *SATIMO* aplica sus sistemas esféricos en campo cercano, tanto monosonda como multisonda, a la medida de radomos. Más concretamente, diseña sistemas capaces de medir una amplia gama de parámetros electromagnéticos relativos a radomos y recubrimientos, como son: *transmission efficiency*, *beam deflection*, *boresight error*, *antenna pattern distortion*, *sidelobes levels*, *reflectivity*, etc.

En la figura 2.21 se muestra un ejemplo de sistema de medida de radomos propuesto por *SATIMO*.

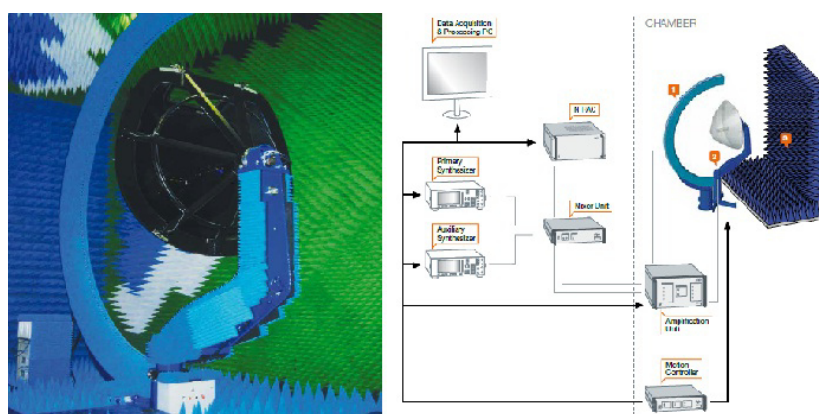


Figura 2.21: Sistema de medida multisonda para Radomos - SATIMO (obtenida de [101])

Por otro, *ORBIT/FR* tiene una larga experiencia en el diseño y construcción de este tipo de instalaciones. En [104] se puede encontrar un sistema de medida de antenas tradicional en espacio libre con posicionamiento específico para medida de radomos. En [105] se describe un sistema de medida de radomos formado por un campo compacto estándar complementado con un sistema de posicionamiento para medida de radomos. En [106] se presenta un sistema de posicionamiento de tres ejes compuesto por una unión *gimbal* para medida de radomos de pequeñas dimensiones y antenas de bajo perfil. Por último, cabe destacar el sistema de medida de radomos de [107], contruido en el interior de una cámara anecoica de 6 m x 5 m x 4 m capaz de medir radomos de diversas formas y tamaños (desde el de un *Canadair* hasta el de un *Airbus-380*), y compuesta por un sencillo sistema de posicionamiento más un brazo con giro en acimut. La instalación

es lo suficientemente compacta y versátil para ser construida y operada en la propia factoría o taller de reparación.

The Howland Company

Para concluir este apartado, se presentan una serie de campos de medida de radomos singulares diseñados y construidos por la empresa americana *The Howland Company*. En concreto, cabe destacar los siguientes:

1. *Radome Verification System - RAVS, US Robins Air Force, Georgia* [108]: Instalación destinada a la medida precisa de radomos de aviones [109], específicamente construida para el radomo del avión de transporte militar *Lockheed MC-130H Combat Talon II* y compuesta por un campo compacto de *Scientific Atlanta*, instrumentación de *Agilent Technologies* y un posicionador de blanco de once ejes de *ORBIT-FR*. Es capaz de medir eficiencia de transmisión y potencia reflejada, deflexión del haz (*beam deflection*), el incremento de lóbulos secundarios y la distorsión de patrón de lóbulo principal y relación axial.

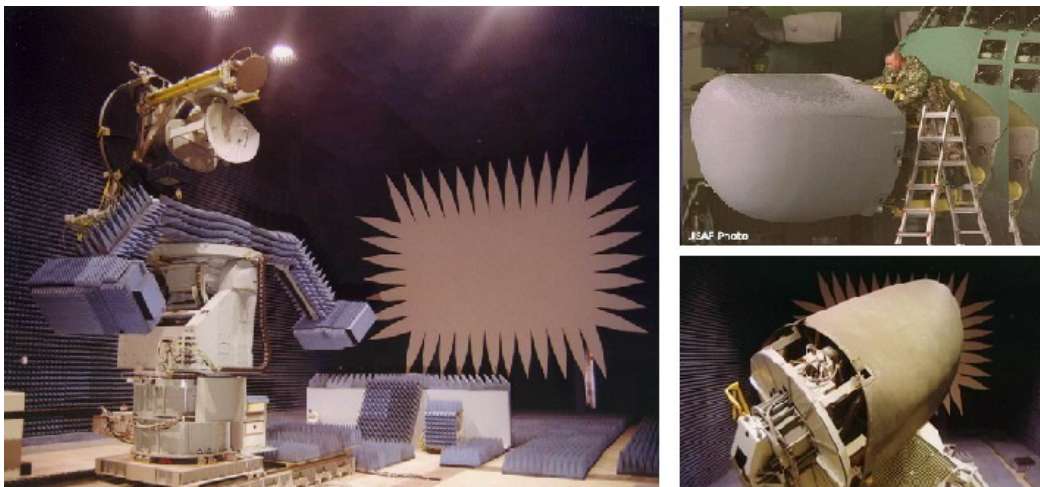


Figura 2.22: *Radome Verification System (RAVS) - The Howland Company (obtenida de [108])*

2. *Hill Air Force Base, Utah* [110]: Agrupa dos instalaciones que incluyen sistemas de medida compuestos por sendos campos compactos estándar adaptados a la medida de radomos y a la evaluación de equipos que incluyen ese tipo de estructuras, en concreto el *Fire Control Radar Automated Test System - FCRATS* para el avión

de combate *F-16* (figura 2.23 foto derecha) y el *Nose Radome Electrical Test System - NRETS* (figura 2.23 foto izquierda).

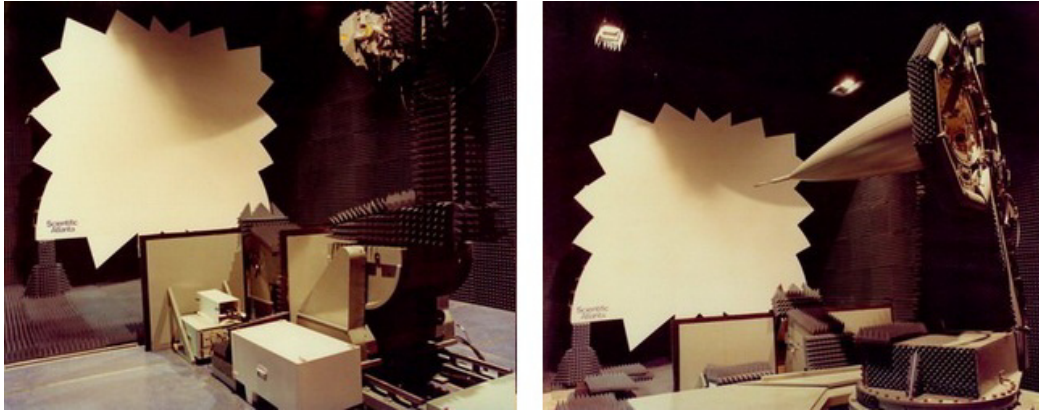


Figura 2.23: *Instalaciones de Medida de Radomos en Hill Air Force Base (Utah) - The Howland Company (obtenida de [110])*

2.2. Consideraciones finales

Para concluir con los antecedentes en sistemas de medida en configuración biestática para radiación y dispersión es necesario hacer hincapié en dos aspectos fundamentales:

- Para solventar el problema de la medida de reflectividad en todas sus variantes, las instituciones han optado por dotarse de diversas cámaras y sistemas de medida, una por cada tipo de medida. Sin embargo, el diseño versátil de BIANCHA hace que sea posible realizar la gran mayoría de ellos en una única instalación. Esto supone un gran avance en este tipo de instalaciones y una optimización y un ahorro de recursos que pueden ser destinados a otros fines.
- BIANCHA permite geometrías y setups de medida que las instalaciones similares estudiadas no permiten. Por ejemplo, se puede medir en configuración biestática para cualquier par de puntos de una semiesfera con el blanco bajo prueba en el centro de la misma, y todo esto para cualquier combinación de polarizaciones. Por ello, esta instalación aporta un claro avance en el desarrollo de las distintas metodologías de medida y permite obtener configuraciones que son imposibles geoméricamente hablando en otras instalaciones. Y todo esto con unas precisiones de posicionamiento y repetitividad muy elevadas.

Capítulo 3

BIANCHI: Descripción de la Instalación

Con el fin de exponer de manera resumida las características de BIANCHI y comprender mejor la configuración finalmente adoptada, este capítulo se inicia con la descripción resumida del contexto de partida y las aplicaciones previstas en diseño, que influyeron de manera decisiva en su composición y estructura. Para concluir, se introducen las características del sistema de medida, y se muestra brevemente su diseño, instalación y puesta en marcha. Estos contenidos se basan en los recogidos en [2], donde se hace una descripción más exhaustiva de todos ellos.

Este capítulo es básico para comprender las metodologías de ensayo desarrolladas ya que van a estar íntimamente relacionados con las características propias del sistema.

3.1. Introducción: Contexto de partida

En los últimos años, el INTA viene trabajando activamente en los campos de radiación y dispersión electromagnética, y más en concreto en el área de la reflectividad radar. Esta actividad se desarrolla principalmente en tres unidades ubicadas en el Departamento de Radiofrecuencia y Tecnologías Electrónicas:

- La antiguamente denominada Área de Radiofrecuencia del INTA, focalizaba su labor en dos ejes fundamentales, el primero centrado en el diseño de antenas, sobre todo para aplicaciones aeroespaciales, y el segundo enfocado a la operación de varias instalaciones de medida, tanto exteriores como interiores. Entre ellas

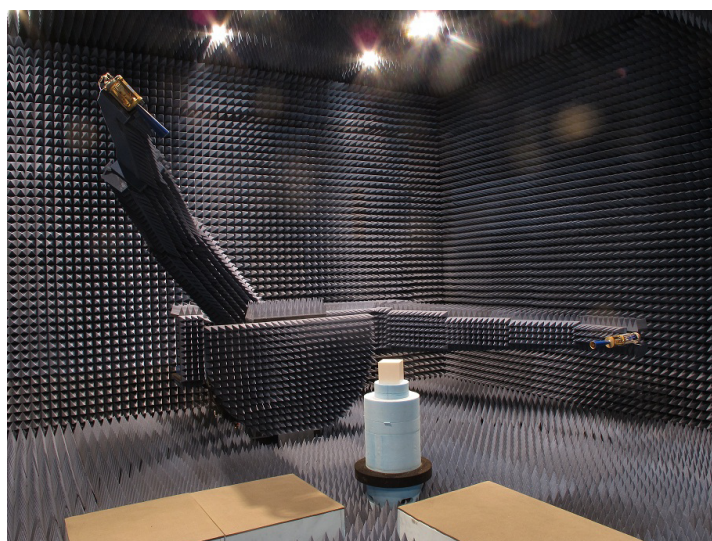


Figura 3.1: *Vista General de BIANCHA*

cabe destacar un campo compacto ubicado en una cámara anecoica de 18 m x 13 m x 30,5 m con configuración de simple reflector. Esta instalación garantiza una zona quieta de 5 m x 5 m x 6 m en el margen de frecuencias de 1,5 a 40 GHz [111]. Su uso se divide entre la medida de antenas y la medida de RCS.

- El Laboratorio de Radar se centra en el desarrollo completo de sistemas radar de alta resolución y apertura sintética (SAR). En concreto, han desarrollado y desarrollan diversos prototipos aeroportados y se encuentran inmersos en la puesta en funcionamiento de un sistema SAR espacial denominado PAZ. Mediante esta tecnología se pueden obtener imágenes radar de un terreno mediante el procesado del eco recibido tras iluminar desde una plataforma en movimiento una determinada zona del suelo.
- El Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica, trabaja en la evaluación, control y explotación de la firma radar (o RCS) de blancos complejos, y, adicionalmente, diseña y construye prototipos de guerra electrónica embarcables en plataformas aéreas ligeras.

Esta tesis se enmarca en la actividad de este último, el Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica, que nació con el nombre de Laboratorio de Detectabilidad en 1997 a partir de personal del Área de Radiofrecuencia del INTA, en dónde Ignacio Montiel, fundador del Laboratorio, había comenzado los trabajos en el ámbito de la

caracterización electromagnética de materiales [112–114]. El nuevo Laboratorio debía centrar su actividad en la comprensión de los fenómenos de dispersión y en el análisis de la firma radar de plataformas aéreas, en investigar en el ámbito de la identificación de blancos no cooperativos mediante radar y en adentrarse en el área de guerra electrónica también en el ámbito radar.

Teniendo en cuenta estas líneas principales, el Laboratorio se fue dotando poco a poco de los recursos necesarios, y comenzó a participar en foros internacionales de expertos en el sector, entre los que destacan los grupos de trabajo e investigación de la *Research and Technology Organization* (RTO), organización de investigación y tecnología de la *North Atlantic Treaty Organization* (NATO), que recientemente ha pasado a denominarse *Science and Technology Organization* (STO).

Con estas premisas, el Laboratorio ha venido trabajando en los últimos años no sólo en sus objetivos iniciales, sino en aquellos campos de investigación relacionados necesarios para la consecución de los primeros. Así, el autor de esta tesis ha participado activamente desde 1999 en la labor investigadora del Laboratorio en las siguientes líneas de actividad:

- En cuanto al análisis de la firma radar de plataformas aéreas y su explotación para la identificación no cooperativa de aeronaves, el Laboratorio ha venido trabajando en cuatro grandes áreas de actividad:
 1. Herramientas de simulación electromagnética para RCS: El Laboratorio se fue dotando de las herramientas software necesarias para este fin. En concreto, trabajó conjuntamente con la Universidad de Alcalá para el desarrollo de FASCRO, un *software* de simulación electromagnética basado en técnicas numéricas de alta frecuencia (*Physical Optics* (PO) y teoría física de la difracción, *Physical Theory of Diffraction* (PTD)) para la simulación de la RCS monoestática de blancos complejos a partir de su superficie representada mediante un *Computer-Aided Design* (CAD) *model* o modelo CAD [115–117]. Para completar sus capacidades en simulación de RCS, el Laboratorio adquirió posteriormente otras herramientas software comerciales.
 2. Instalaciones y equipos de medida de RCS tanto estática en cámara anecoica como dinámica para aviones en vuelo: Para poder ampliar el conocimiento y apoyar la investigación, el Laboratorio vio, por un lado, la necesidad de tener una instalación de medida, y construyó una cámara anecoica de reducidas

dimensiones (3 m x 3 m x 7 m). La cámara fue recubierta con material absorbente y equipada con un VNA HP8510 como radar instrumental. En ella se realizaron medidas de RCS de blancos canónicos [118–122], y se iniciaron varias líneas de investigación, en concreto en superficies selectivas en frecuencia, FSS [123,124], en caracterización de materiales [125–127], en materiales absorbentes, etc.

Por otro, y con el fin de disponer de la firma radar de aviones reales en vuelo, se diseñó y construyó un radar instrumental *stepped-frequency* capaz de sintetizar *High Resolution Range Profile* (HRRP) e imágenes *Inverse Synthetic Aperture Radar* (ISAR) de plataformas en movimiento [128–130].

3. Procesado de señal radar y algoritmos de clasificación e identificación: Con el desarrollo de las técnicas de alta resolución se vio que era viable realizar una clasificación e identificación de blancos complejos a partir de su firma radar. Así, el Laboratorio pudo trabajar en este ámbito a partir de la firma radar de blancos extensos (de grandes dimensiones en relación a la longitud de onda) obtenida mediante modelos CAD de aviones reales y simulaciones realizadas con FASCRO. De esta manera se abrió una línea de trabajo en procesado de señal radar de alta resolución para la obtención de perfiles en distancia (HRRP) e imágenes ISAR [131–133]. Este trabajo permitió la participación en los grupos NATO-RTO dedicados a *Non-Cooperative Target Identification* (NCTI), en concreto el SET-068 *on Modelling, Analysis and Recognition of Radar Signatures for Non-Cooperative Aircraft Identification* entre 2003 y 2006, el SET-112 *on Advanced Analysis and Recognition of Radar Signatures for Non-Cooperative Air Target Identification* [134] entre 2007 y 2010 y el SET-180 *on Analysis and Recognition of Radar Signatures for Non-Cooperative Identification of Unmanned Aerial Vehicles* [135] entre 2011 y 2015, siendo el autor de esta tesis representante nacional en los dos últimos. En ellos, el Laboratorio ha venido defendiendo el uso de simulaciones software para resolver la problemática de la creación de la base de datos necesaria para NCTI [136], una línea de trabajo de gran producción técnica [137–139] y que dió lugar a la realización de una tesis doctoral [140].
4. Blancos resonantes.RCS de cavidades: Los elementos resonantes de un blanco complejo, por ejemplo las cavidades de un avión (tomas de aire, salidas de

humos...), tienen una gran influencia en la RCS global del sistema [141]. Sin embargo se comprobó que las herramientas de predicción de RCS no simulaban adecuadamente estos fenómenos de dispersión, por lo que se comenzó a investigar en este ámbito, dando lugar a varias publicaciones [142–145] y a la participación del Laboratorio en distintos grupos del RTO dedicados a esta temática, en concreto el SET-085 *on Radar Signature Prediction of Cavities on Aircrafts, Vehicles and Ships* de 2004 a 2007, el SET-138 *on Electromagnetic Scattering Analysis of Jet Engine Inlets for Aircraft NCTI Purposes* de 2008 a 2011 y el SET-200 *on Electromagnetic scattering prediction of small complex aerial platforms for NCTI purposes* desde 2013, siendo el autor representante español en todos ellos. El trabajo desarrollado se recoge en los informes RTO sólo accesible a las naciones participantes y en publicaciones como [146–148].

- En el ámbito de la guerra electrónica radar, el Laboratorio fue adquiriendo la instrumentación necesaria para dotarse de un laboratorio de microondas (fuentes, generadores de señal, osciloscopios, analizadores, cableado, componentes...), y participó activamente en grupos de investigación en ese ámbito, como los NATO-RTO SCI-140 *on Vulnerability of Imaging Radars to Electronic Countermeasures*, de 2003 a 2006, y SCI-190 *on Electronic Countermeasures to Radar with High-Resolution and Extended Coherent Processing*, de 2007 a 2010, en los que el autor de la tesis fue representante español. Este trabajo culminó con el desarrollo de diversos prototipos de perturbadores (o *jammers*) portables, ligeros y de bajo coste capaces de perturbar una señal radar y engañar al equipo del cual procede. En este campo de investigación, en concreto en los receptores de guerra electrónica para soporte electrónico, *Electronic Support Measurements* (ESM), es imprescindible conocer la dirección de incidencia de una onda electromagnética, por lo que el problema de la estimación de ángulo de llegada también ha sido abordado por el Laboratorio desde el punto de vista teórico, [149–153], dando lugar a una tesis doctoral [154].

En paralelo a estas líneas de actividad más investigadoras, el Laboratorio ha venido participando en proyectos nacionales e internacionales relacionados y realiza labores de asistencia técnica, en su ámbito de conocimiento, para otras dependencias del INTA, el Ministerio de Defensa y otras instituciones y empresas nacionales y europeas. Las

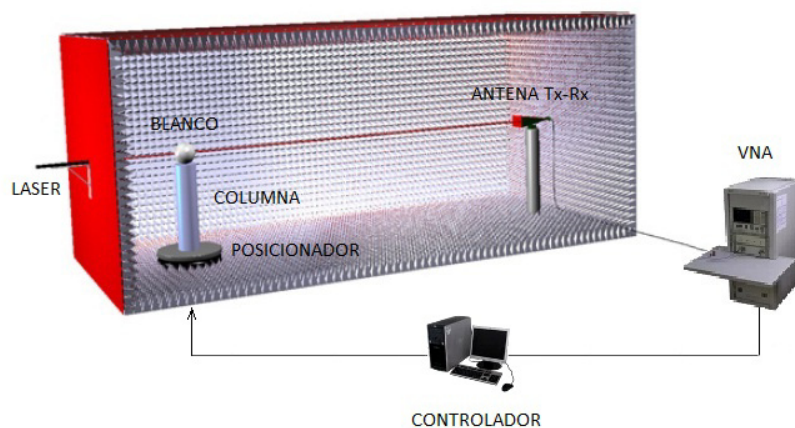


Figura 3.2: Esquema gráfico de la anterior cámara anecoica del Laboratorio

actividades del Laboratorio se pueden consultar en [1].

Medidas en la anterior cámara anecoica

Como se ha indicado anteriormente, y como precursora de BIANCHA, el Laboratorio diseñó, construyó y operó una cámara anecoica rectangular de reducidas dimensiones (3 m x 3 m x 7 m) para apoyar sus trabajos en el ámbito de la reflectividad radar. Este rango recto comparte emplazamiento con el nuevo sistema y sigue siendo plenamente operativo. El uso de absorbente de 8 pulgadas para recubrir las paredes, techo y suelo, imponía el límite inferior de frecuencia de operación de la cámara en 1 GHz. El límite superior lo imponía el VNA HP8510C, que servía de transmisor-receptor, en 50 GHz. El suelo también estaba recubierto de material absorbente pero podía ser retirado libremente si era necesario. Para moverse por el interior de la cámara se disponía de varias piezas de material absorbente pisable. En uno de los extremos de la cámara, a metro y medio de la pared, estaba situado un posicionador de acimut sobre el que se encontraba atornillada una columna de *Styrofoam*. La base superior de la columna, sobre la que se situaba el blanco o material bajo test, se encontraba a 133,4 cm del suelo. En el otro extremo de la cámara se ubicaba la antena transmisora-receptora, soportada por un trípode, que se podía acercar o alejar manualmente del blanco dependiendo del setup de ensayo.

Para alinear antena y blanco se empleaba un láser situado tras la pared de fondo,

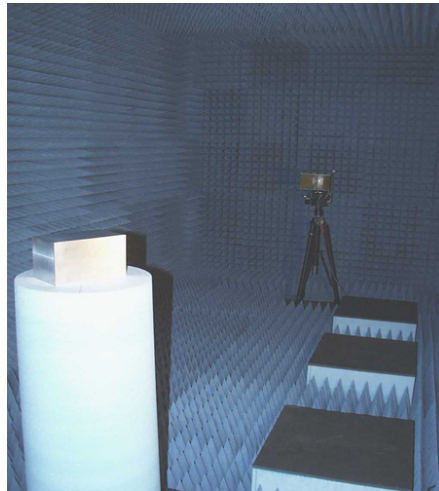


Figura 3.3: Fotografía de la anterior cámara anecoica del Laboratorio

que generaba el eje de apuntamiento, y un juego de espejos, de modo que se ajustaban las posiciones de antena y blanco hasta que se conseguía devolver el rayo reflejado por la misma dirección por la que incidía. Con este método se podía conseguir una precisión mejor que una décima de grado. Un ordenador servía para controlar tanto el giro del posicionador de blanco, mediante un puerto serie *Recommended Standard-232* (RS-232) conectado a través de un cable de fibra óptica y dos transductores a cada extremo, como el equipo de transmisión y recepción (VNA HP8510) mediante un puerto GPIB con el VNA. Gracias a un *software* específicamente programado en *Visual Basic*, se sincronizaba el movimiento del posicionador con la toma de datos del VNA. El esquema completo descrito puede verse en la figura 3.2.

Tras la ampliación para ubicar el nuevo sistema de posicionamiento, el campo de medida recto permaneció inalterado y en uso a pesar de perder una de sus paredes laterales. El único cambio es el analizador de redes, ya que comparte el VNA con la nueva instalación: el ZVA50 de *Rohde & Schwarz*.

Esta cámara se diseñó como elemento de apoyo a la investigación. Por tanto, es fácil de operar y muy manejable y, como ya se ha dicho, se ha empleado con éxito en el Laboratorio para las siguientes aplicaciones:

1. RCS de blancos pequeños: Para cumplir la condición de campo lejano (ecuación A.6), y como el posicionador de blanco era fijo, se alejaba la antena hasta un máximo de 5,2 m, con lo que las dimensiones máximas del objeto bajo prueba

dependían de la frecuencia de medida, pero en general eran reducidas. También se comenzaron a emplear técnicas de procesado como *software gating* y *background subtraction* y se fabricaron en los talleres del Instituto los blancos de calibración utilizados en la instalación (diedros, triedros, placas planas y esferas).

2. Absorción: Varias empresas y organismos externos han trabajado en desarrollar materiales con capacidad de absorción de energía electromagnética y el Laboratorio comenzó a colaborar con ellos en la medida de esa capacidad en su cámara anecoica. De manera similar, el Laboratorio se interesó y participó en proyectos relativos al diseño y medida de superficies selectivas en frecuencia, FSS. Estructuras de este tipo se diseñaron, construyeron y midieron en el Laboratorio siguiendo la misma filosofía que para el resto de medidas de absorción.
3. Caracterización electromagnética de materiales: En el antiguo campo recto se comenzaron a investigar técnicas de caracterización de las propiedades electromagnéticas de materiales (ϵ, μ) basadas en la medida en espacio libre del coeficiente de reflexión perpendicular y paralelo del material bajo análisis.

Todos estos desarrollos permitieron definir las características que debería tener el nuevo sistema a la hora de ampliar las capacidades del Laboratorio en todos estos ámbitos y en otros que serán especificados en el apartado siguiente.

3.2. Aplicaciones previstas y especificaciones iniciales

Hasta aquí se ha descrito el contexto en el que se ha desarrollado la presente tesis. Su conocimiento resulta fundamental para explicar su contenido y las necesidades que motivaron el diseño y construcción de BIANCHA. Todos estos antecedentes explican sus especificaciones iniciales, pero sobre todo la necesidad de que fuera lo más versátil posible para permitir la mayor cantidad de aplicaciones en el ámbito de la radiación y dispersión, entre ellos los ensayos que conforman esta tesis.

Así, para entender las especificaciones es importante enumerar las aplicaciones previstas en ese momento [155–157], en concreto:

Investigación en transformaciones cercano-lejano para RCS: Conocidas en la bibliografía como *Near-Field to Far-Field Transformation* (NFtoFF), tratan de resolver la limitación del tamaño máximo del blanco bajo prueba producida por

la imposición de medir en condiciones de campo lejano. Efectivamente, el espacio disponible para la ampliación era limitado y, por consiguiente, el tamaño de blanco máximo sería reducido. De esta manera, el nuevo sistema debería permitir investigar en NFtoFF para RCS. Así, el sistema debería soportar no sólo implementaciones basadas en imágenes radar obtenidas a partir de medidas monoestáticas en cercano (según *LaHaie* [158]), sino también la investigación en transformaciones directas sin restricciones, en las que el transmisor y el receptor se encuentran en la zona de campo cercano, como describe *Dinallo* en [159].

Medidas biestáticas de RCS: El grupo había trabajado activamente en medidas monoestáticas de RCS, pero las medidas biestáticas empezaban a formar parte de su investigación dada la importancia que comenzaban a tener los sistemas radar biestáticos de cara a enfrentar blancos con diseño *stealth*. De esta manera, se inicia el estudio de los fenómenos de dispersión biestática, tarea para la cual resulta muy conveniente poseer una instalación de medida con esa capacidad.

Caracterización de materiales: La investigación iniciada por el Laboratorio en ese ámbito imponía la necesidad de poseer la capacidad de medir el coeficiente de reflexión de las muestras de ensayo con incidencia oblicua, esto es, en biestático. Sin embargo, el campo recto existente sólo permitía realizar de manera adecuada medidas monoestáticas. Por tanto, se hacía necesario poseer un sistema biestático para afrontar este tipo de ensayos con garantías.

Medidas de absorción: El método del arco NRL del INTA propuesto en [112] se debía actualizar con una instalación que tuviese capacidad de medida biestática precisa para distintas configuraciones, como por ejemplo para medida con ángulos biestáticos en ecuador.

Medida de radomos y recubrimientos de antenas: Una de las posibilidades que debería tener la nueva instalación era la de evaluar la influencia de radomos y recubrimientos sobre las antenas que protegen. Por tanto, el sistema debería permitir la medida de los parámetros de radiación de antenas. Como las dimensiones eran limitadas, la posibilidad de implementar una transformación de cercano a lejano para antenas debería estar permitida y contemplada.

De todas estas aplicaciones, la presente tesis presentará los trabajos realizados por el Laboratorio para las cuatro últimas, las referidas a materiales y recubrimientos usados

en el ámbito aeronáutico. No obstante se excluye todo lo referido a transformaciones de campo cercano a lejano tanto de antenas como de RCS.

Todas esas necesidades se plasmaron conceptualmente en la definición de un sistema de posicionamiento que permitiese desplazar dos sondas de campo a lo largo de una semiesfera, de tal manera que se pudiera iluminar un blanco situado en su centro desde cualquier punto de dicha semiesfera y, al mismo tiempo, se pudiera recibir la señal procedente del blanco en cualquier punto de la misma. Y todo esto minimizando en lo posible las limitaciones puramente mecánicas. Este concepto queda reflejado en la figura 3.4.

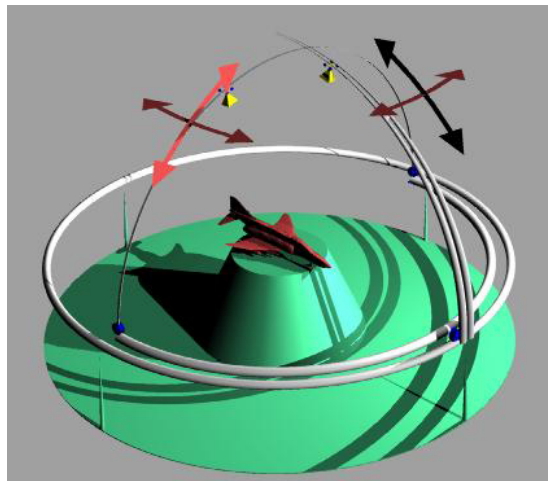


Figura 3.4: *Concepto de posicionamiento de la nueva instalación*

Adicionalmente, se debía tener en cuenta el espacio disponible para la nueva instalación en el Laboratorio y la necesidad de mantener operativo el antiguo sistema de medida.

De esta manera, se definieron unas especificaciones mínimas que debía cumplir el nuevo sistema, recogidas en el pliego de especificaciones técnicas, y que se resumen a continuación según aparecen en [2]:

1. Tanto la ampliación de la cámara como el sistema de posicionamiento diseñado debían permitir la continuidad del anterior sistema de medida del Laboratorio,

compuesto por un posicionador de un eje (acimut) y una antena de transmisión/recepción con su correspondiente trípode.

2. Tras la ampliación, la cámara debía seguir siendo anecoica, es decir, todas las superficies de la misma (paredes, techo, suelo y nuevos elementos mecánicos) debían recubrirse de material de alta absorción en el margen de frecuencias de trabajo, si bien se debía permitir el desplazamiento de las partes móviles del sistema de posicionamiento. Además se debía garantizar el acceso del personal del Laboratorio al blanco para su colocación y manipulación sin necesidad de retirar los absorbentes del suelo (utilización de absorbentes pisables).
3. Se debía conseguir un radio mínimo de la semiesfera de muestreo de 1,5 m y el volumen interior a dicha semiesfera debía quedar libre de cualquier elemento que pudiese interferir en la medida.
4. El sistema debía ser capaz de operar en un rango de frecuencia de funcionamiento mínimo de 5,8 a 26,5 GHz, pudiendo transmitir y recibir con dos polarizaciones, θ y ϕ (según coordenadas esféricas de la posición de las sondas).
5. Puesto que el sistema debía poder emplearse para investigación en NFtoFF para RCS, se requería minimizar los errores de posición y por ello se debía buscar una alta precisión de posición para ambas sondas. Se definió que esta fuera de, al menos, una milésima del radio de giro ($\pm 1,5$ mm).
6. Similarmente, el sistema debía idearse de modo que el mínimo ángulo biestático fuese lo menor posible.
7. Para poder separar la respuesta del blanco de la del suelo, el centro imaginario de la semiesfera debía estar elevado sobre éste al menos 60 cm.
8. El sistema de posicionamiento debía ser capaz de manejar un blanco de al menos 50 Kg de peso.
9. El sistema de control de posicionamiento debía estar formado por módulos programables y poder ser controlado mediante un ordenador convencional situado en el exterior de la cámara anecoica.
10. El sistema debía incluir todos los elementos de radiofrecuencia necesarios para conectar tanto la sonda de transmisión como la de recepción al equipo de medida

situado en el exterior de la cámara, y debían estar integrados con el sistema mecánico de exploración.

11. El sistema debía diseñarse de modo que fuera robusto frente al desapuntamiento.

Una vez definidas las especificaciones mínimas que debía cumplir el sistema, se pasó a la fase de diseño descrita en el apartado siguiente, y que concluyó con el desarrollo de la solución definitiva recogida a continuación.

3.3. Descripción del sistema

3.3.1. Sistema de posicionamiento: Diseño físico y mecánico

La principal novedad del sistema de medida en el que se basa la presente tesis se encuentra en su sistema de posicionamiento, ya que cumplir las especificaciones marcadas de inicio no es evidente. Con él la instalación es capaz de realizar la diversidad de ensayos de reflectividad objeto de la tesis y que, según hemos visto en el capítulo de antecedentes, resultan inviables para las instalaciones presentes en la bibliografía, ya que no gozan ni de la flexibilidad ni de la libertad y precisión de movimientos suficientes.

Así, teniendo en cuenta los diversos aspectos involucrados, incluido el económico, se barajaron diversas soluciones intermedias que dieron lugar a diseños preliminares, basados en un primer momento en el uso de arcos semicirculares abatibles, que posteriormente se convirtieron en arcos de cuarto de círculo por los que viajaban sendas sondas conducidas por un rail (figura 3.5).

Sin embargo, la solución final pasaría por usar dos brazos de distinto radio, abatibles gracias a un posicionador de elevación dedicado a cada uno de ellos, algo que permite mayor precisión de posición a un coste muy inferior. Aún así, hubo que pasar por un gran número de diseños intermedios hasta conseguir el definitivo. Para profundizar en estos diseños preliminares y cómo se llegó al definitivo, se propone al lector consultar [2].

Así mismo, cabe destacar que la dirección del proyecto de la nueva instalación se realizó en el Laboratorio, de manera que el autor de la presente tesis fue integrante del equipo que realizó tanto la definición de requisitos, como el diseño de la instalación, la dirección de los trabajos de construcción y puesta en marcha de la instalación y la aceptación de la instalación. En este sentido, hay que reseñar que la adjudicataria de la construcción fue la empresa española *Álava Ingenieros*, que contó con el apoyo de

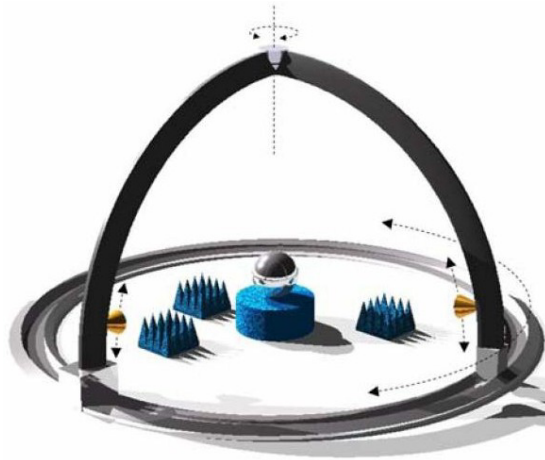


Figura 3.5: *Idea inicial de arcos móviles*

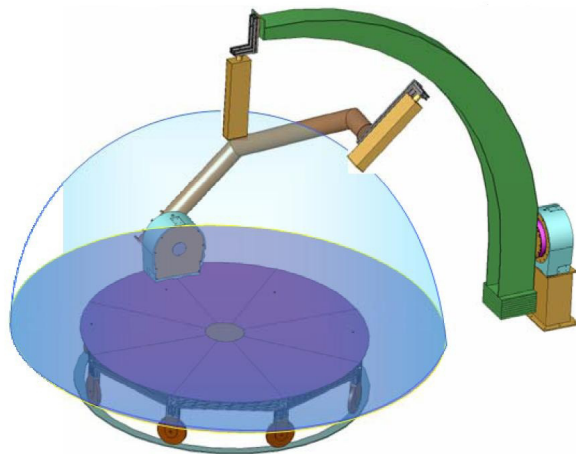


Figura 3.6: *Esquema conceptual final del sistema de posicionamiento*

su representada, la alemana *Orbit/FR* (hoy perteneciente a *Microwave Vision Group*), para la fabricación y adquisición de los elementos mecánicos.

Diseño definitivo

A nivel conceptual, el diseño definitivo se basa en la idea de escáner esférico de la figura 3.6, de manera que cuenta con dos brazos de distintas dimensiones que se mueven gracias a posicionadores de elevación. El brazo interno, y por tanto de menores dimensiones, está situado sobre una mesa rotatoria que gira gracias a otro posicionador, esta vez de acimut. Otro posicionador de acimut situado en el centro de esta mesa se

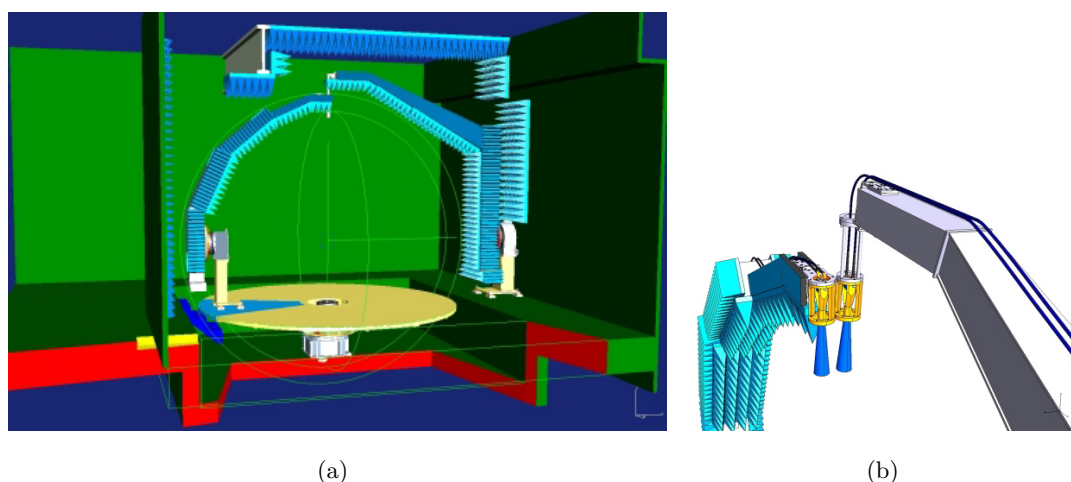


Figura 3.7: Representación 3D del diseño final: (a) Vista General (b) Detalle de la sujeción de las sondas

encarga del giro de la columna que soporta el elemento bajo análisis (blanco o antena bajo prueba), situado en el centro imaginario de la semiesfera por la que se mueven las sondas de transmisión y recepción.

No obstante, y aunque conceptualmente el sistema no varió, se realizaron numerosas revisiones del diseño de los elementos mecánicos con el fin de maximizar el aprovechamiento del espacio disponible en el Laboratorio. Por ejemplo, se fueron desplazando los brazos y la mesa rotatoria de tal manera que permitieran un uso simultáneo del sistema de medida antiguo en la misma cámara anecoica, se eliminó el falso techo para maximizar la altura de los brazos, se eliminaron las ruedas de la mesa rotatoria ya que el posicionador de acimut era lo suficientemente potente para soportar el conjunto y se excavó un foso para acoger al posicionador acimutal de blanco, de modo que éste quedara a ras de la mesa y no sobresaliera del suelo como ocurría en el diseño preliminar. También se rediseñó, por ejemplo, la sección de los brazos y el enganche de las sondas a los mismos. Estas y otras modificaciones pueden ser consultadas en [2] por el lector interesado.

Así, en las figuras 3.7(a) y 3.7(b) se puede ver una representación en 3D del diseño final, al que se le han eliminado parte de los elementos absorbentes para poder apreciar los detalles de los elementos mecánicos y la situación de los posicionadores.

Finalmente, y pese a todas las restricciones encontradas, el espacio disponible se aprovechó al máximo y, como puede comprobarse en la figura 3.8, el diseño final obtuvo

3.3. Descripción del sistema

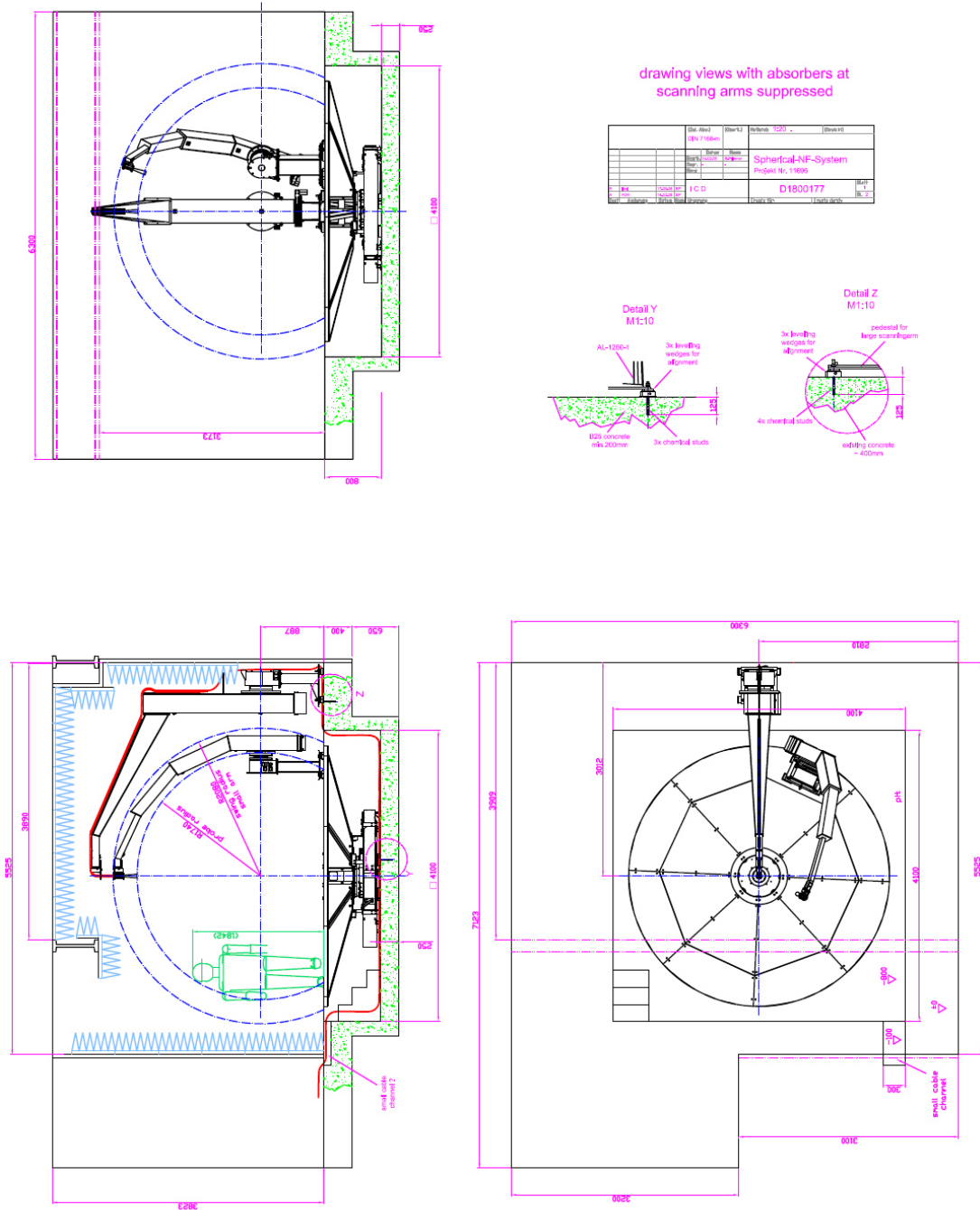


Figura 3.8: Plano definitivo en planta y alzado del diseño final

1740 mm de radio de la semiesfera de escaneo, tomando como referencia la apertura de las sondas y con el centro de dicha semiesfera ubicado a 887 mm del suelo.

Elementos mecánicos

Los elementos mecánicos del sistema se encargan de variar de forma automática y precisa la posición de las dos antenas del sistema respecto al blanco bajo prueba, manteniendo constante la distancia blanco-sonda en ambos casos y permitiendo establecer cualquier ángulo arbitrario entre sondas, y de éstas respecto al blanco dentro de la semiesfera imaginaria antes descrita.

Para ello, el sistema cuenta con dos brazos de aluminio que soportan ambas sondas, una mesa rotatoria compuesta de paneles también de aluminio y cuatro posicionadores de altas prestaciones de *Orbit/FR*. La tabla 3.1, extraída de [2], resume las dimensiones de la mesa y los brazos.

	Mesa	Brazo interno	Brazo externo
Radio máximo / externo (mm)	3670	2095	2360
Número de secciones	8 sectores circulares	5 tramos rectos	3 tramos rectos

Tabla 3.1: Dimensiones de la mesa y los brazos

Cada brazo soporta una sonda mediante un adaptador de aluminio diseñado específicamente para ese propósito, de modo que la apertura de ambas sondas queda a la misma distancia del centro imaginario de la semiesfera.

Los posicionadores seleccionados fueron adaptados a las necesidades de cada movimiento. De esta manera, tanto el brazo interno como el sistema de posicionamiento de blanco usan el mismo modelo (AL-560-1 para giros en acimut y el AL-560-1P para elevación). El brazo externo, por ser más pesado y de mayor tamaño, usa el modelo AL-760-1 de mayores prestaciones. Por último, el posicionador de la mesa rotatoria es el que debe soportar más carga, y por tanto, es el de mayores prestaciones, modelo AL-1260-1. Las características específicas de los modelos seleccionados pueden ser consultadas en [2] o en el catálogo de *Orbit/FR* en [102].

Así, el posicionador de acimut de la mesa rotatoria va anclado al suelo de la fosa y sustenta una estructura de aluminio que conforma la propia mesa. Sobre ella se sitúa tanto el posicionador de blanco compartiendo el mismo eje de giro, como el posiciona-

dor y brazo interno. En el centro de la semiesfera imaginaria, el eje vertical común a ambos posicionadores de acimut se intersecta con cada uno de los ejes de giro de los posicionadores de elevación de los brazos.

Los *encoders*, o codificadores de eje, absolutos de 29 bits instalados en los posicionadores garantizan unas altas prestaciones en cuanto a precisión en la posición y repetitividad, y sitúan al sistema entre los más precisos de entre los encontrados en la bibliografía (ver capítulo 2).

El movimiento del sistema está dirigido por el controlador de cuatro ejes AL-4146-4MC, que ofrece control completo sobre cada uno de los posicionadores y permite una operación remota mediante los buses RS-232 y *Controller Area Network* (CAN), empleando para ello sus propios comandos de control propietarios. No obstante, el sistema dispone de una unidad de control local (*Local Control Unit* (LCU)) para movimiento manual de los ejes y una unidad de parada de emergencia (modelo AL-9504-2), con un pulsador de emergencia empotrado y otros dos que pueden ser distribuidos por la cámara.

Pruebas al sistema mecánico

El diseño mecánico del sistema de posicionamiento aseguraba cumplir de manera teórica las especificaciones de la instalación, en concreto la precisión total de posición de las sondas dentro de la semiesfera de barrido (una milésima del radio de giro). Todo ello gracias a:

1. Las especificaciones de los posicionadores elegidos, la rigidez, el volumen y el peso de la estructura de posicionamiento, los anclajes, etc.
2. La posibilidad, durante la instalación del sistema, de nivelar y mover ligeramente de manera independiente cada posicionador, gracias a un mecanismo situado en cada una de las patas que les sirven de base. Esto permitió nivelar y colocar adecuadamente cada uno de los posicionadores mediante ajustes y medidas previas una vez instalado el sistema completo.

No obstante, para comprobar el cumplimiento de las especificaciones y la robustez del sistema en lo referente a alineamiento de ejes y apuntamiento de las sondas, se diseñaron una serie de pruebas que se llevaron a cabo tanto en fábrica como en la ubicación final del sistema en el Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del INTA, una vez concluida la instalación final y realizados los ajustes pertinentes.

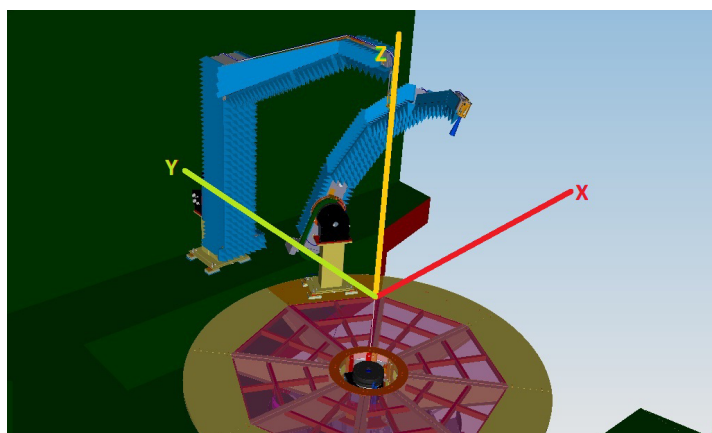


Figura 3.9: Sistema de referencia de la instalación

Los tests de precisión y apuntamiento se realizaron en al menos dos ocasiones y durante un mínimo de dos días por cada uno, ya que varios de ellos se repetían para chequear la reproducibilidad y robustez del sistema. y todo ello tanto para las sondas de alta como las de baja frecuencia. Los resultados de las pruebas fueron adecuados tanto en fábrica como en el INTA, garantizando la precisión, nivelación, ortogonalidad, paralelismo y apuntamiento del sistema.

Para la realización de las pruebas se contó con sistema de seguimiento láser, o *laser tracker*, capaz de definir un sistema de coordenadas independiente de la instalación y con el que comprobar las posiciones alcanzadas por los posicionadores. En este caso se contó con el modelo *Laser Tracker 3* de *API*, (*Automatic Precision, Inc.*) que, para las distancias de prueba, proporciona una precisión de medida de $\pm 0,05$ mm. Los datos obtenidos por el láser se procesaron mediante el *software SA*, *Spatial Analyzer* de *New River Kinematics, Inc.*.

En este punto hubo que definir el sistema de coordenadas de la nueva instalación, que será válido para toda medida realizada en el mismo. Así, el origen de coordenadas se sitúa en el centro de la semiesfera y se toma como plano *XY* el paralelo a la mesa, de modo que el eje *Y* está dirigido desde el centro de la semiesfera hacia el centro geométrico del posicionador del brazo externo (que se mantiene fijo en una posición). El eje *X* es perpendicular al *Y* en el plano paralelo al suelo, con los valores positivos hacia la derecha según se mira igualmente desde el origen de coordenadas al brazo externo. El eje *Z* o eje vertical queda automáticamente definido por el *X* y el *Y* (figura 3.9).

También por convenio, se define el ángulo 0° para los posicionadores de elevación como aquel que sitúa las sondas en el cenit de la semiesfera imaginaria. Además, y estando los brazos en esa posición 0° de elevación, el ángulo 0° de la mesa sería aquel para el que ambos brazos están alineados. El ángulo 0° para el posicionador de blanco se eligió de modo que quedara la misma cantidad de giro hasta los límites de movimiento del posicionador para ambos sentidos de giro.

A partir de ahí, se establece un sistema de coordenadas esférico al que estarán referenciados todos los datos de dirección, polarización y corte de las medidas y simulaciones que aparecen en la presente tesis (figura 3.10). En él, el radio, los ángulos de elevación, θ , y acimut, ϕ , y sus respectivos vectores unitarios, se definen de la siguiente manera:

- r , radio: es constante, fijado por la geometría de la instalación en 1.740 mm.
- θ , elevación: Ángulo formado por la dirección de incidencia / observación y el eje Z positivo, medido a partir de este último.
- ϕ , acimut: Ángulo formado por la proyección de la dirección de incidencia / observación en el plano XY y el eje X positivo, medido desde este último.
- \hat{r} , vector unitario en la dirección radial.
- $\hat{\theta}$, vector unitario en la dirección θ .
- $\hat{\phi}$, vector unitario en la dirección ϕ .

De esta manera, y teniendo en cuenta la definición de los ejes coordenados sobre el sistema de posicionamiento de la figura 3.9, $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ tienen la misma dirección que el par de polarizaciones lineales y ortogonales entre sí de las sondas de medida.

A partir de aquí, y con el fin de que el lector pueda apreciar lo exhaustivo de las pruebas y tenga una idea de las prestaciones del sistema, se enumeran a continuación los distintos tipos realizados y algunos de los resultados obtenidos. No obstante, se emplaza a consultar [2] para una descripción en profundidad del proceso seguido.

1. Precisión de los ejes de rotación

- Pruebas en fábrica para comprobar las especificaciones de los posicionadores sin carga.

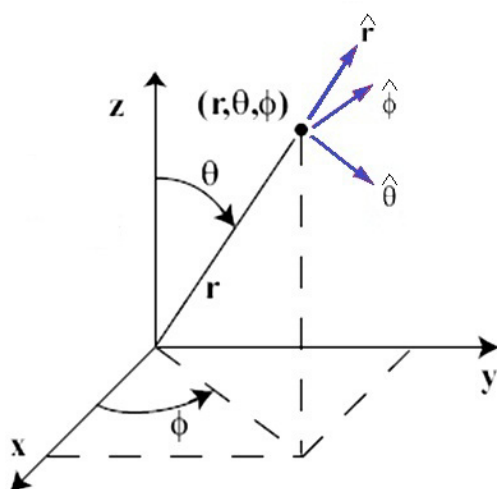


Figura 3.10: Sistema de coordenadas esférico

- Precisión de la mesa: se comprobó que las lecturas de posición del encoder de la mesa (ángulo de giro) correspondían a las obtenidas mediante el láser para la instalación definitiva. El error máximo entre ambas lecturas fue de $\pm 0,0015^\circ$.
- Precisión del posicionador de blanco: prueba equivalente a la anterior para el posicionador de blanco. Se obtuvieron errores equivalente a los de fábrica ya que este posicionador se encontraba sin carga, esto es $\pm 0,00275^\circ$.
- Precisión del brazo interno: en este caso se contrastó las medidas de posición del encoder de elevación con las medidas reales realizadas en la boca de la sonda situada en el brazo interno. Se encontró una diferencia máxima de $\pm 0,042^\circ$.
- Precisión del brazo externo: similar a la anterior, se obtuvieron unas diferencias de $\pm 0,029^\circ$.

2. Chequeo del alineamiento

- Nivelación de la mesa: se midió un punto del borde de la mesa mientras giraba en acimut, obteniendo una desviación máxima en la coordenada z a lo largo de todo el giro de $\pm 0,1$ mm. A partir de estos puntos se obtuvo también el centro y radio de giro así como la inclinación respecto a los ejes de coordenadas, obteniendo $0,002^\circ$ respecto al eje X y $-0,001^\circ$ respecto al

eje Y , a una distancia media de 878,291 mm respecto al plano XY .

- Nivelación del posicionador de blanco: prueba similar a la anterior, encontrando una desviación de nivelación de $\pm 0,023$ mm, con el plano de giro inclinado $0,004^\circ$ con respecto al X y $0,003^\circ$ con respecto al eje Y , mientras que su centro se encontraba a 887,162 mm del plano XY .
- Nivelación del barrido del brazo interno: en esta prueba se mide la posición del centro geométrico de la apertura de la sonda mientras se realiza un barrido en elevación. La desviación máxima en la coordenada y resultó de $\pm 0,314$ mm. El barrido tuvo un radio medio de 1697,552 mm¹, con el centro situado a una distancia del centro ideal de la semiesfera menor de 0,251 mm, y con una inclinación de $0,01^\circ$ con respecto al eje vertical (eje Z) y girado en acimut $-0,003^\circ$ con respecto al eje X .
- Nivelación del brazo externo: misma prueba que la anterior pero sobre el brazo externo, obteniendo una desviación máxima para la coordenada y de $\pm 0,16$ mm, un radio de giro medio de 1696.34 mm, un centro localizado a una distancia menor de 0,383 mm del centro ideal, e inclinado $-0,001^\circ$ con respecto al eje Z y girado $-0,007^\circ$ con respecto al eje X . Además, los centros de ambos barridos de brazos estaban separados entre sí menos de 0,6 mm.
- Apuntamiento de las sondas: con los brazos situados en el cenit, se calculaba la posición del centro geométrico de la apertura de la sonda y del centro geométrico de la parte trasera de la misma. Así, se obtuvo el ángulo formado por la recta que une ambos puntos y la vertical del sistema. Los resultados obtenidos fueron excelentes, mostrando la alta precisión de apuntamiento del sistema. En concreto, para las sondas de baja frecuencia se obtuvieron $0,0308^\circ$ para el brazo interno y $0,0519^\circ$ para el externo, y para las de alta frecuencia $0,1098^\circ$ para el interno y $0,0638^\circ$ para el externo.

3. Análisis geométrico y otras pruebas:

- Centro y radio de giro: a partir de las medidas anteriores se puede concluir que los centros de los cuatro ejes de rotación se encuentran contenidos en una esfera de radio menor de 1 mm, y también que el posicionador de blanco

¹El radio medio obtenido debe ser corregido por el tamaño del útil usado para sustentar el espejo de medida del *laser tracker* (aproximadamente 45 mm) hasta los 1.740 mm de diseño.

se encuentra a 887,162 mm del origen de coordenadas del sistema o centro de la semiesfera de barrido. Además, el radio de giro es de 1697,552 mm para el brazo interno y de 1696,34 mm para el brazo externo, que se convierten en los 1.740 mm calculados por diseño corrigiendo el tamaño del útil usado para sustentar el espejo de medida del *lase tracker*.

- Cero de cada posicionador: con el fin de programar los movimientos de los ejes manteniendo la referencia respecto al sistema de coordenadas definido, se calculó la posición absoluta del cero definido por convenio para cada posicionador. Los resultados obtenidos fueron: mesa en $171,511^\circ$, posicionador de blanco en $223,346^\circ$, brazo interno en $28,514^\circ$ y brazo externo en $98,886^\circ$.
- Parada de emergencia y reinicio: Es imprescindible poder parar el sistema en cualquier momento de la medida debido a cualquier contratiempo acaecido. Así, se realizaron las pruebas correspondientes para cada uno de los pulsadores de emergencia mientras se realizaba un barrido de cualquiera de los ejes, deteniendo la instalación de manera adecuada. También se simuló cortes de alimentación y se comprobó que el sistema se detenía de manera correcta y se reiniciaba sin problemas de funcionamiento.

4. Precisión global de muestreo: se puede concluir que las precisiones medidas son menores que la especificación inicial del sistema de $\pm 0,0573^\circ$. Esta precisión, se traduce en longitud de arco en $\pm 1,740$ mm (una milésima del radio de giro, 1,740 m), que para la máxima frecuencia de operación actual, 26,5 GHz, es de aproximadamente $\lambda/6,51$. Esta precisión está muy por encima de la necesaria para realizar transformaciones de campo cercano a lejano incluso para frecuencias superiores a la máxima actual del sistema, si se planteara ampliar el margen de frecuencia de medida de la instalación.

3.3.2. Sistema de Radiofrecuencia: Diseño electromagnético

Aunque el sistema de posicionamiento es la parte más novedosa de la instalación, el diseño de los componentes de radiofrecuencia necesarios para realizar las medidas también presenta ciertas particularidades que, por un lado, dotan a la instalación de una gran flexibilidad, y por otro, definen la manera de realizar los ensayos. Por tanto, este apartado presenta el sistema de radiofrecuencia, con todos sus componentes y

3.3. Descripción del sistema

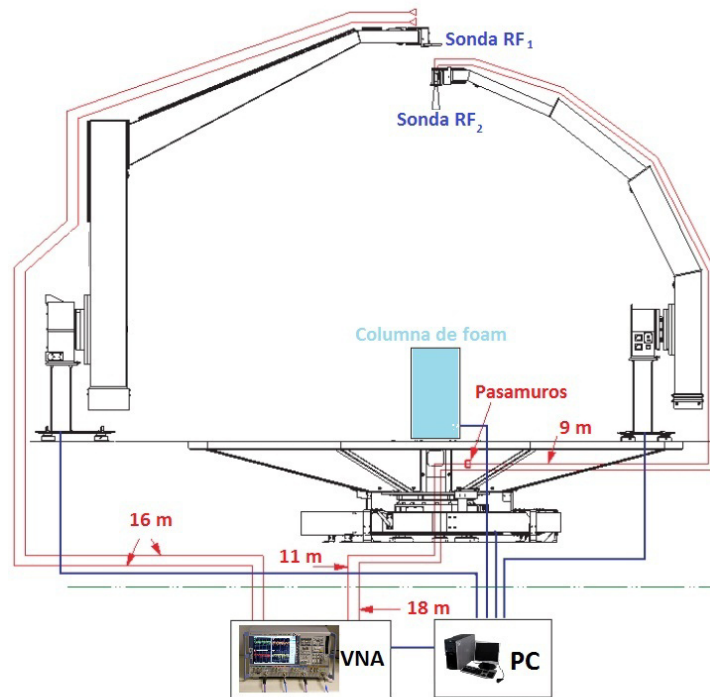


Figura 3.11: *Diagrama de bloques del sistema de radiofrecuencia*

características. El lector interesado puede consultar [2] para completar la información recogida en la presente memoria.

Diagrama de bloques

El diagrama de bloques de la instalación se representa esquemáticamente en la figura 3.11, y posee, como elemento central de control, el ordenador que comanda de manera remota el movimiento de los posicionadores y que, al mismo tiempo, maneja el VNA para sincronizar los movimientos con la toma de datos. Por su parte, el VNA se emplea como radar instrumental y es el elemento clave del sistema de radiofrecuencia. Como se detallará más abajo, consta de cuatro puertos conectados cada uno a uno de los dos puertos (uno por polarización) de cada una de las sondas mediante cables de radiofrecuencia. Como se verá más adelante, se dispone de dos juegos de sondas de doble polarización. El primer par cubre la banda de frecuencias de 5,8 a 18 GHz y el segundo de 18 a 26,5 GHz.

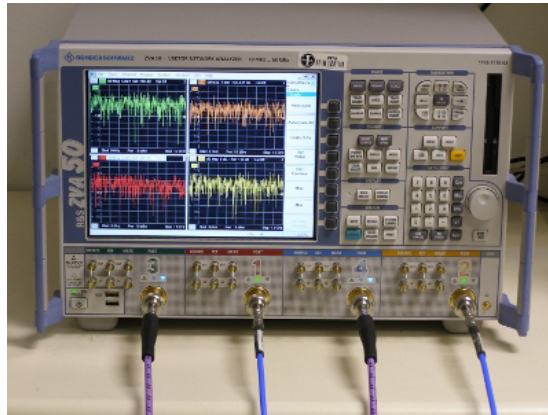


Figura 3.12: Radar instrumental: ZVA50

Transmisor-Receptor: VNA

El radar instrumental de la instalación está formado por un VNA, en concreto el modelo ZVA50 de *Rohde & Schwarz* (figura 3.12). Se trata de un equipo muy versátil y flexible gracias a las tremendas posibilidades de configuración que presenta. La información detallada del VNA se pueden consultar en [160].

A modo de resumen, se enumeran las principales características del equipo de medida:

- Rango de frecuencia: de 10 MHz a 50 GHz con una resolución 1 *Hercio* (Hz).
- Ancho de banda instantáneo de medida (*Intermediate Frequency Bandwidth* (IFBW)): variable desde 1 Hz hasta 5 MHz.
- Posee 4 puertos de radiofrecuencia, lo que permite conectar simultáneamente los dos puertos (uno por polarización) de las dos sondas de medida. Esto implica la posibilidad de medir en un único barrido las 16 combinaciones posibles de medidas mono y biestáticas polarimétricas.
- Acceso directo a las señales de fuente, referencia y medida gracias a unos puentes situados en el panel frontal para cada puerto, lo que permite ampliar el margen dinámico de medida.
- Atenuadores por pasos en transmisión y recepción.
- Margen dinámico: Con una configuración básica (sin actuar sobre los puentes),

el equipo garantiza una potencia de +10 dBm hasta 26,5 GHz, con un margen dinámico mayor que 120 dB para un IFBW de 10 Hz.

- Medida en el dominio del tiempo por medio de una transformada de Fourier y enventanado de señal en el tiempo o *software gating*.
- Sistema operativo *Windows XP* embebido con capacidad de comunicación por *Local Area Network* (LAN) para manejo del equipo en modo remoto mediante escritorio remoto.
- Interfaz de bus GPIB de acuerdo con el estándar IEC 625.1/IEEE 488.1, que permiten el control y programación remota desde un ordenador mediante instrucciones estándar *Standard Commands for Programmable Instruments* (SCPI).

Distribución de la señal

Las sondas de medida se conectan al VNA mediante cables coaxiales flexibles de bajas pérdidas de la serie 100 de *Spectrum Elektrotechnik GmbH*, con conectores de 3,5 mm macho en ambos extremos [161] con las siguientes peculiaridades destacables:

- La fosa posee una canaleta de obra para introducir tanto los cables de RF como los de control y alimentación de los posicionadores.
- Los cables del brazo externo tienen ambos una longitud de 16 m y se dirigen a las sondas directamente por la parte trasera del brazo.
- Los cables del brazo interno son introducidos en una estructura diseñada específicamente para conducirlos y controlarlos mientras se produce el giro de la mesa. Dicha estructura direcciona los cables hasta el círculo interno de la mesa tras recorrer toda la citada estructura y, una vez en éste, ya se pueden dirigir al brazo interno. El efecto de este camino de radiofrecuencia en los cables se evaluó experimentalmente, de modo que la variación máxima de amplitud en todo el giro completo de la mesa está por debajo de 0,07 dB, mientras que la variación de fase tiene una relación aproximadamente lineal con la frecuencia, comenzando en 10° de diferencia y terminando en torno a 12°. Estos valores son aceptables, más teniendo en cuenta que la medida se hizo en reflexión y, por lo tanto, tiene en cuenta el doble recorrido tanto de ida como de vuelta por los cables. Adicionalmente, y con el fin de dotar a la cámara de la capacidad de medir antenas, uno de

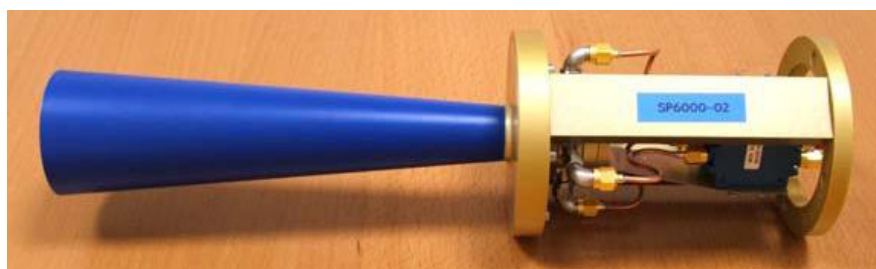


Figura 3.13: Sonda de baja frecuencia modelo SP6000 de Satimo

los cables termina en un pasamuros o *bulkhead* cerca del posicionador de blanco (figura 3.11). Ahí, o bien alimenta a la antena bajo test, o bien se conecta a un nuevo cable que conduce la señal hasta la sonda correspondiente situada en el brazo interno. El otro cable va directo a la sonda del brazo interno.

Sondas

El sistema cuenta con dos juegos de sondas para cubrir el rango de frecuencia de operación de la instalación:

1. Sondas de baja frecuencia: operan de 5,8 a 18 GHz y pertenecen al modelo SP6000 de *Satimo*. La figura 3.13 muestra una de las sondas y todos sus detalles.

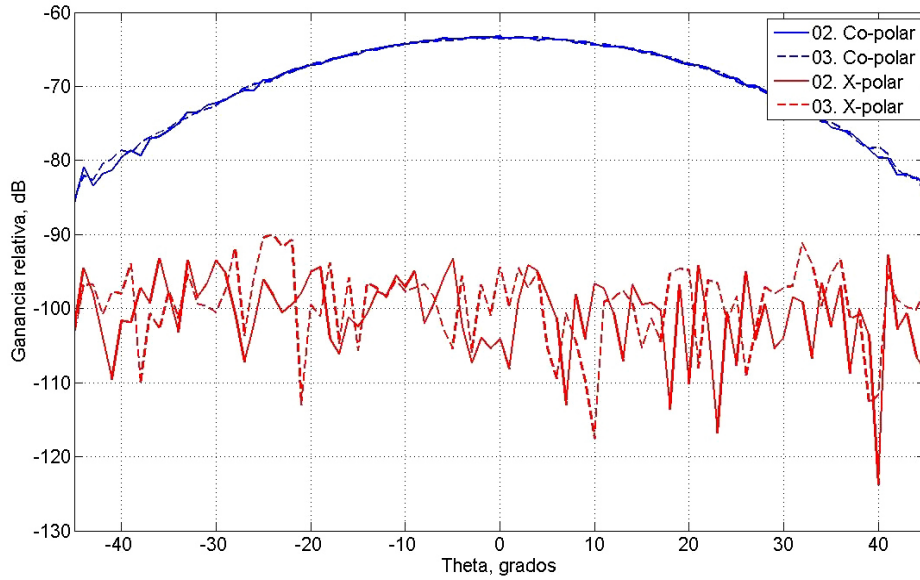
Las principales características son:

- Polarización dual lineal
- Ancho de banda mínimo de 5,8 a 18 GHz
- Ganancia > 8 dBi
- Pérdidas de retorno < -10 dB o VSWR $< 1,9$
- Discriminación *cross polar* (en el eje) > 40 dB
- Aislamiento entre puertos > 40 dB

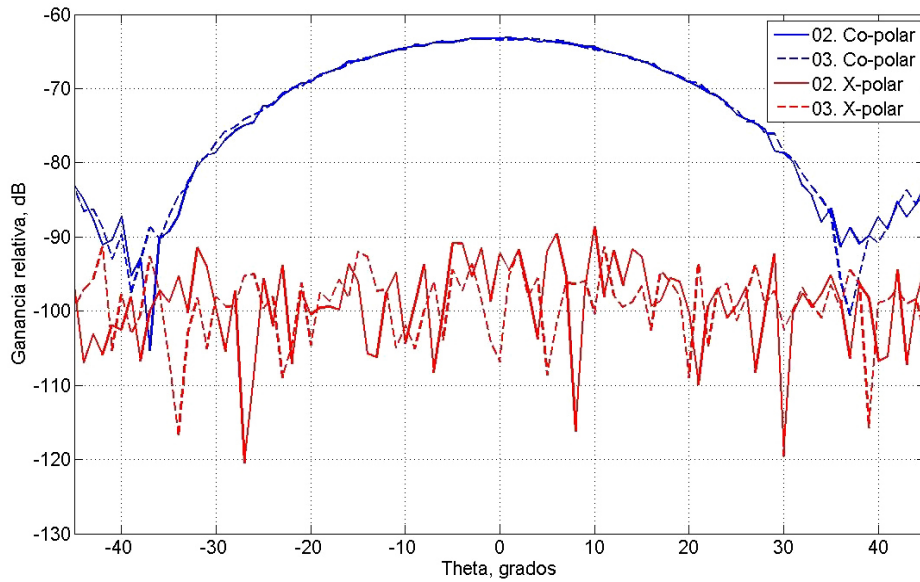
A modo de ejemplo, la figura 3.14 presenta el diagrama de radiación de las dos sondas (SP6000-02 y 03) a 12 GHz para una de las polarizaciones y para dos cortes ortogonales, plano E y plano H.

Por último, cabe destacar que para situar la apertura de ambas sondas a la misma distancia del centro de giro, se ha diseñado un elemento prolongador para la sonda del brazo externo.

3.3. Descripción del sistema



(a)



(b)

Figura 3.14: Diagrama de radiación de las sondas de baja frecuencia a 12 GHz: (a) Plano E
(b) Plano H

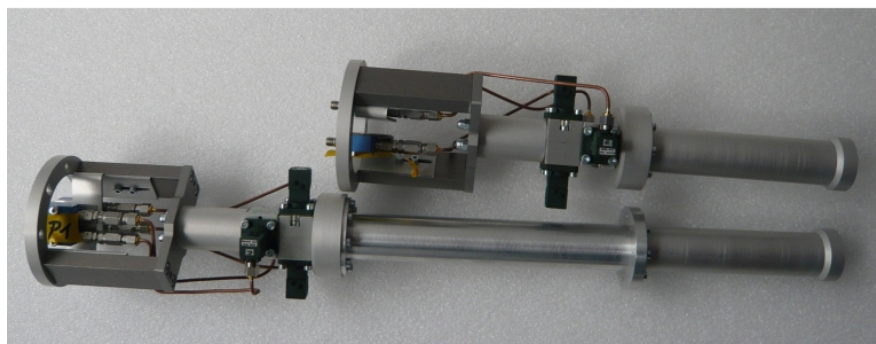


Figura 3.15: *Sondas de alta frecuencia modelo AL-2310-18.0-DL de Orbit/FR*

2. Sondas de alta frecuencia: operan de 18 a 26,5 GHz y pertenecen al modelo AL-2310-18.0-DL de *Orbit/FR*. En este caso, la prolongación para el brazo externo es una guía de onda circular colocada entre el circuito de adaptación y la bocina. En la figura 3.15 se presentan ambas sondas.

Las principales características son las siguientes:

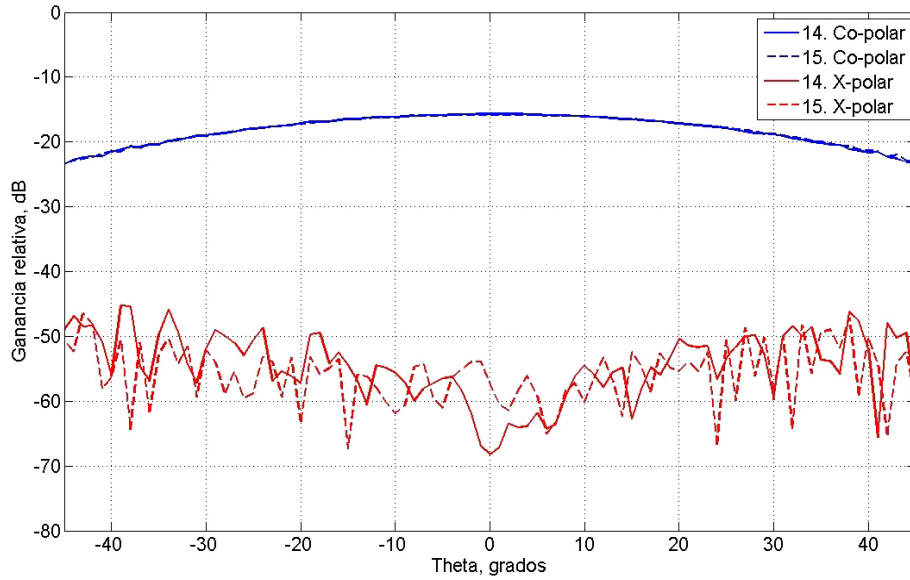
- Polarización dual lineal
- Ancho de banda mínimo de 18 a 26,5 GHz
- Ganancia > 12 dBi (típico)
- Pérdidas de retorno VSWR $< 1,5$ (típico)
- Discriminación *cross polar* (en el eje) > 40 dB (típico)

A modo de ejemplo, la figura 3.16 presenta el diagrama de radiación de las dos sondas a 26,5 GHz para una de las polarizaciones y para dos cortes ortogonales, plano E y plano H.

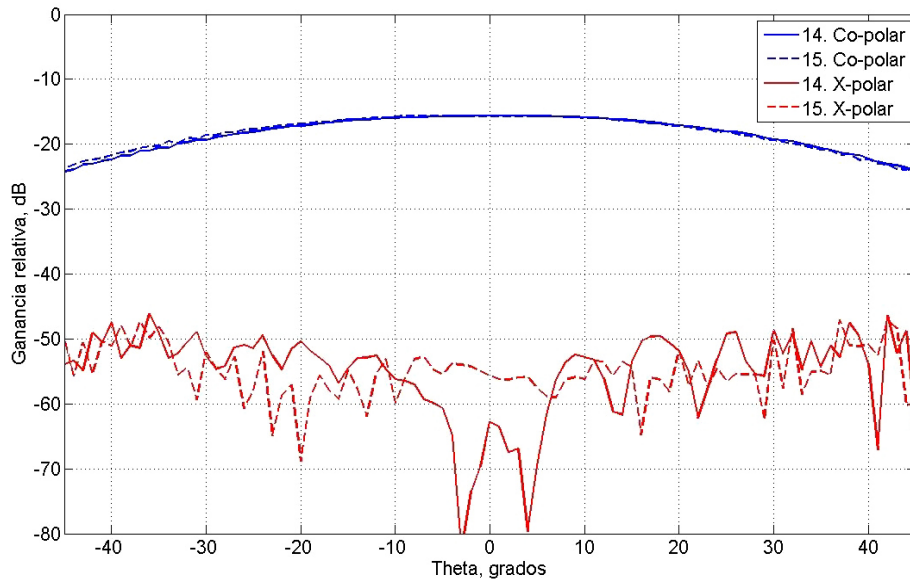
Absorbentes y soporte de blanco

Para concluir la instalación del sistema, toda la cámara y los elementos mecánicos se recubrieron de material absorbente para minimizar las reflexiones en el espacio de medida. Parte de los absorbentes de la antigua cámara habían sido retirados y almacenados convenientemente. La otra parte, que no pudo retirarse, se protegió durante la obra. Así, sólo una pequeña cantidad tuvo que ser deshechada, contribuyendo no sólo a la reducción de costes sino a la conservación y protección del medio ambiente mediante

3.3. Descripción del sistema



(a)



(b)

Figura 3.16: Diagrama de radiación de las sondas de alta frecuencia a 26,5 GHz: (a) Plano E (b) Plano H

el reciclado de materiales.

De cara a mantener la homogeneidad con el material anterior, para cubrir las zonas nuevas se empleó la misma marca y modelo de absorbente que se usaba en el rango recto inicial. En este caso se trataba del modelo EHP-8PCL de *ETS-Lindgren*, con geometría piramidal y frecuencia de trabajo desde 1 hasta 50 GHz, garantizando una absorción mayor de -45 dB en todo el rango de uso de la instalación. Así, con las nuevas piezas se terminó de cubrir todas las paredes, techo y suelo de la cámara.

En este punto, cabe destacar que el material absorbente del suelo hubo de ser cortado alrededor de la circunferencia de la mesa rotatoria para permitir su giro. Para evitar la fricción entre ambas partes se colocó una fina pletina de plástico a lo largo de todo el corte sobre la mesa.

Adicionalmente, los brazos se taparon con absorbente con geometría en forma de cuña (modelo AEW-6 de *AEMI*) para las partes de mayor superficie, y con absorbente plano de 1,9 cm, modelo AEL-0.75 del mismo fabricante, para las partes más finas cercanas a la zona de sujeción de las sondas. Para la cara interna de los brazos se usó absorbente piramidal modelo AEP-6, de nuevo de *AEMI*. Finalmente, para el posicionador del brazo interno se diseñó y fabricó una cubierta metálica que se recubrió con este mismo tipo de material.

Al igual que en la anterior cámara, y con el fin de permitir el acceso al blanco bajo prueba de manera sencilla, se distribuyeron de forma adecuada los absorbentes pisables conservados y se añadieron dos nuevas piezas del modelo EHP-8WW de *ETS-Lindgren*.

Por último, y con el fin de minimizar las reflexiones en una zona tan crítica como el posicionador de blanco, hay que decir que la columna soporte presenta una solución novedosa (figura 3.17). Como soporte de blanco se tiene un cilindro de *Styrofoam* cuya base es un anillo de teflón que sirve de soporte rígido para ser fijado al posicionador de acimut de blanco. Como el *Styrofoam* presenta un comportamiento muy transparente frente a la radiación electromagnética debido a su baja permitividad relativa, la superficie del posicionador produciría reflexiones indeseadas sobre la zona de medida, ya que sería la única parte de todo el sistema de posicionamiento que no estaría cubierta con material absorbente. Así, se decidió vaciar la base de la columna para incluir sobre el anillo de teflón una porción circular de material absorbente piramidal EHP-8PCL. Adi-

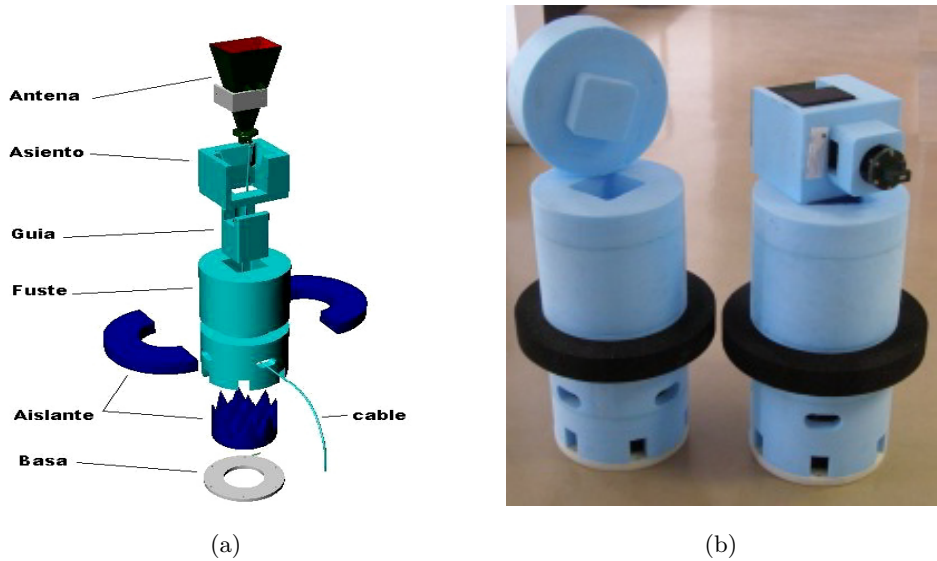


Figura 3.17: Columna de sujeción de blanco: (a) Diseño CAD (b) Imagen real

cionalmente, y con el fin de minimizar las reflexiones en los tornillos de sujeción de la base de teflón al posicionador, se incluyó a media altura del soporte una corona circular de material absorbente plano de 5,72 cm, modelo AEL-2.25 de *AEMI*. Para finalizar el diseño, y con el fin de permitir tanto la medida de antenas como la de reflectividad, la columna se diseñó de tal manera que la parte superior pudiera ser intercambiable, de modo que se pudiera colocar tanto un soporte de blanco como un soporte de antena. Además, el eje central está hueco para poder introducir el cable de alimentación hasta la antena.

3.3.3. Descripción general de la instalación final

A modo de resumen general de la instalación, se recogen en este apartado las características y especificaciones más relevantes de la instalación, comenzando por una breve descripción:

El sistema consiste en una mesa rotatoria de doble eje en acimut y dos brazos elevados, de manera que el conjunto puede establecer un escáner esférico y biestático. En efecto, mientras un brazo sustenta una sonda transmisora y se puede mover de un horizonte al otro, el otro brazo, que está apoyado en la mesa rotatoria, sustenta la antena receptora y se puede mover del mismo modo y con el mismo radio respecto al centro. Allí se colocaría el objeto bajo estudio y de esta manera, las dos sondas se pue-

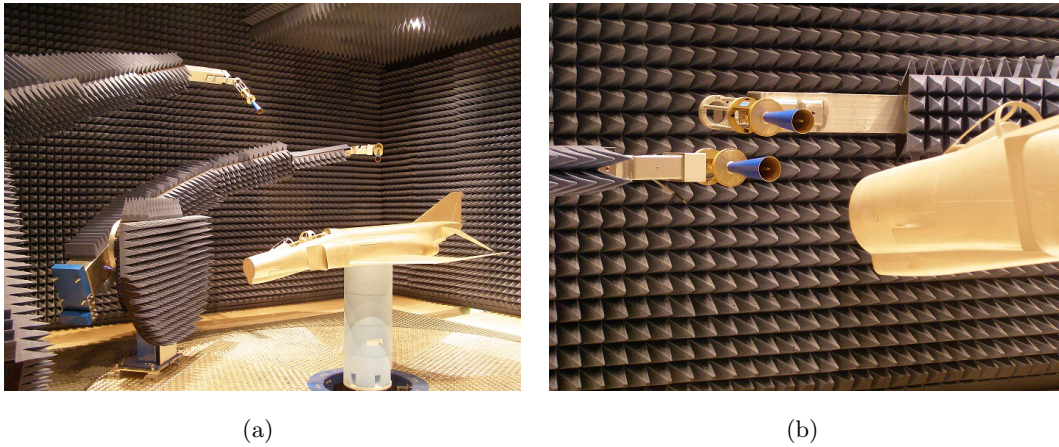


Figura 3.18: *BIANCHA: (a) Vista General sin absorbente en el suelo (b) Detalle de las sondas de baja frecuencia*

den situar en cualquier punto de una semiesfera imaginaria y se puede lograr cualquier combinación de ángulos entre las mismas y dicho objeto. Los *encoders* empleados en los posicionadores permiten una precisión muy elevada y con un único sistema se puede cubrir un diagrama semiesférico biestático completo.

La instalación se encuentra alojada en una cámara anecoica y se emplea para dar soporte a los proyectos propios del INTA y para ofrecer servicio a empresas e instituciones externas, en concreto para las siguientes aplicaciones principales:

- Medida de absorción electromagnética de materiales con varias posibles configuraciones del método del arco.
- Caracterización electromagnética de materiales en espacio libre.
- Medida del efecto de radomos y recubrimientos en diagramas de radiación o de dispersión.
- Medidas de sección transversal radar mono y biestática.
- Investigación en nuevas técnicas de medida.

Resumen de características:

1. Instalación multipropósito.
2. Versátil: Barridos programables para adaptarse a las necesidades del ensayo o cliente.
3. Capacidad biestática completa.
4. Amplio rango de frecuencias: de 5,8 a 26,5 GHz.
5. Distancia sondas-centro: 1,74 m.
6. Capacidad de realizar medidas polarimétricas (co- y cross- polar).
7. Posicionadores:
 - Posicionamiento con alta precisión angular: $\pm 0,05^\circ$.
 - Velocidad máxima de giro: 2 rpm.
 - Margen angular: $\pm 100^\circ$ posicionadores de elevación / $\pm 200^\circ$ posicionadores de acimut.

Capítulo 4

Medida de RCS Biestática de Blancos no Metálicos

En este capítulo se describe el uso de la instalación para la medida de RCS de blancos formados por materiales dieléctricos, e incluye una breve introducción al concepto de sección transversal radar, la descripción de la metodología de medida empleada, y varios de los resultados obtenidos para ese tipo de blancos no metálicos en configuración biestática.

4.1. Introducción: Sección transversal radar

Una de las magnitudes que caracterizan la reflectividad de un objeto es la potencia dispersada por dicho objeto en una dirección arbitraria del espacio cuando es iluminado por una onda plana. Este parámetro viene definido por la sección transversal radar o RCS, capaz de relacionar de forma unívoca el blanco y su reflectividad con independencia de parámetros como la potencia transmitida, y por tanto la que incide en el blanco, o la distancia entre transmisor y blanco, y de este último con el receptor.

De esta manera, y como punto de partida para la descripción formal del concepto, el *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define la RCS en [162] como sigue:

A measure of the reflective strength of a radar target; usually represented by the symbol σ and measured in square meters. RCS is defined as 4π times the ratio of the power per unit solid angle scattered in a specified direction of

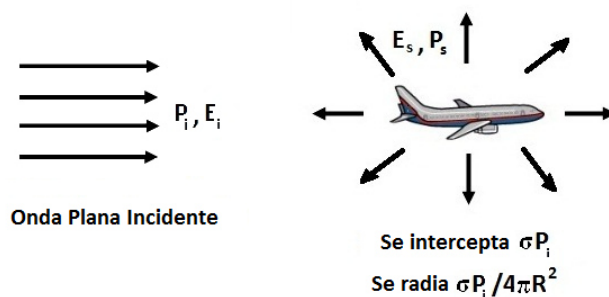


Figura 4.1: *Concepto de RCS*

the power unit area in a plane wave incident on the scatterer from a specified direction. More precisely, it is the limit of that ratio as the distance from the scatterer to the point where the scattered power is measured approaches infinity.

Así, suponiendo que sobre un blanco incide una onda plana de densidad de potencia P_i W/m² (figura 4.1), la cantidad de potencia interceptada por el blanco será σP_i W, siendo σ (m²) la sección transversal equivalente del blanco en el plano perpendicular a la dirección de incidencia de la onda. Si se asume que toda la potencia recibida se dispersa de manera isotrópica, se tiene que, en un punto de observación situado a una distancia R del blanco, la densidad de potencia dispersada sería

$$P_s = \frac{\sigma P_i}{4\pi R^2} (\text{W/m}^2) \quad (4.1)$$

donde $4\pi R^2$ es la superficie de la esfera de radio R centrada en el blanco. De (4.1) se obtiene σ como

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{P_s}{P_i} (\text{m}^2) \quad (4.2)$$

De este modo, se puede concluir que, básicamente, la RCS es una relación de densidades de potencia: De un lado la densidad de potencia de una onda plana incidente en un objeto, y de otro, la densidad de potencia dispersada por el objeto. Como la densidad de potencia es proporcional al cuadrado del campo eléctrico (o magnético), la

definición de σ se suele expresar como

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}^{scat}|^2}{|\mathbf{E}^{inc}|^2} \quad (4.3)$$

donde \mathbf{E}^{scat} es el campo eléctrico dispersado, \mathbf{E}^{inc} es el campo incidente en el blanco y R es la distancia entre el blanco y el punto de observación.

Así, la RCS es independiente de la potencia puesta en juego por el transmisor y de la distancia transmisor-blanco, ya que viene normalizada por la densidad de potencia de la onda plana incidente. De igual manera, en recepción, el efecto de la propagación y la distancia blanco-receptor queda eliminado debido a la normalización de la potencia dispersada por el término $1/4\pi R^2$. El límite incluido en (4.3) impone que la potencia dispersada ha de medirse también en condiciones de onda plana.

De la definición se infiere, por tanto, que la sección transversal radar tiene unidades de metros cuadrados (m^2). No obstante, y debido a los grandes márgenes de variabilidad que presenta, es habitual el uso de una escala logarítmica referenciada a $1 m^2$, de modo que se tiene como unidad el dBsm:

$$\sigma_{dBsm} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_{m^2}}{1m^2} \right) \quad (4.4)$$

Por último, es necesario recoger la relación entre la matriz de dispersión (A.9) y la RCS, de manera que las componentes de la matriz de dispersión serán:

$$S_{ij} = \frac{\sqrt{\sigma_{ij}}}{4\pi R^2} \quad (4.5)$$

siendo ahora σ un número complejo, con módulo y fase, que, teniendo en cuenta (4.3), se puede redefinir como:

$$\sqrt{\sigma} = \lim_{R \rightarrow \infty} 2\sqrt{\pi} R \frac{\mathbf{E}^{scat}}{\mathbf{E}^{inc}} \quad (4.6)$$

4.2. Metodología de medida

Una vez introducido el concepto de RCS, esta sección se dedica a describir la metodología aplicada para la medida de dicho parámetro mediante BIANCHA. Para ello, se detalla el procedimiento de medida, que, en función de la complejidad del blanco o de las configuraciones necesarias, puede venir concretado en una simple tabla de datos o bien requerir un complejo plan de ensayo. En los casos presentados, tanto los blancos como las configuraciones serán relativamente sencillas, siendo suficiente el uso de una ficha de medida, que se resumirá en una tabla que aparecerá antes de cada resultado mostrado en el apartado correspondiente del presente capítulo.

En cualquier caso, los pasos seguidos para la obtención de los datos han sido los siguientes:

1. *Definición de parámetros de medida:*

- Blanco: Resulta imprescindible conocer las dimensiones del blanco de cara a obtener la frecuencia máxima para la que se cumplirá el criterio de campo lejano, ya que el radio del sistema de medida es fijo. También su forma, para situarlo de manera adecuada sobre la columna de *foam* de modo que, por un lado se sustente sin posibilidad de moverse durante la medida y, por otro, el centro de giro de la instalación se sitúe correctamente en su geometría.
- Tipo de medida y polarización: Hay que definir si la medida será mono y/o biestática y las polarizaciones incluidas. Esto determina los parámetros S a medir, y, por tanto, la configuración de puertos del VNA y el tipo de calibración requerida.
- Barrido angular: El corte a llevar a cabo impone, al trasladarlo al sistema de coordenadas de la instalación, la configuración de movimientos a realizar y la posición del blanco. Así, condicionará el soporte de blanco y la configuración del software de control de la cámara.
- Barrido en frecuencia: Las frecuencias a las que se quieren obtener los resultados determinarán la frecuencia inicial (f_i), la frecuencia final (f_f) y el número de puntos en frecuencia (N) necesarios. De esta manera se fija el ancho de banda ($B = f_f - f_i$) y el paso o resolución en frecuencia ($\Delta_f = B/N$). No obstante, estos parámetros se verán modificados por la ventana utilizada para realizar la medida asociada al *software gating*, según lo recogido en el

apartado correspondiente de A.2.4, en concreto el subapartado 3. Resaltar que, al usar un VNA como elemento transmisor-receptor, la forma de onda utilizada en esta instalación es siempre *stepped-frequency*.

- Patrón de referencia: La medida realizada se debe obtener en unidades absolutas, esto es, en m^2 o dBsm. Por tanto, hay que utilizar la técnica de calibración por sustitución (según lo recogido en el punto 5 de la sección A.2.4) y, por tanto, se debe seleccionar el blanco de referencia óptimo a emplear, asociado al soporte de apoyo necesario para situarlo adecuadamente en la columna de *foam*. Para la selección del patrón de referencia se debe tener en cuenta tanto el valor de RCS esperado, de modo que ambos valores (de blanco y de patrón) sean lo más parecidos posible, como la robustez frente a errores de medida sistemáticos, como puede ser, por ejemplo, el producido por desajuste.
- Margen dinámico: En función del nivel de reflectividad esperado del blanco, se deben fijar distintos parámetros del VNA para minimizar el tiempo de medida manteniendo un margen dinámico suficiente (ver punto 4 del apartado A.2.4). Así, se debe definir:
 - *El ancho de banda instantáneo de medida* o IFBW.
 - *La potencia de salida* del VNA.
 - *El factor de promediado* para uso de integración coherente.

2. Calibración del VNA:

Una vez conocidos los parámetros de medida, estos se deben trasladar a la configuración del VNA para realizar la calibración del equipo (ver apartado A.2.4 - subapartado 1), de modo que se compensen los errores de medida sistemáticos, mejorando de manera ostensible la precisión y repetitividad de medida. Además, se fijará el plano de referencia, y en consecuencia, el cero de fases y tiempos (y por tanto de distancias) del sistema. En este sentido, y para mejorar la estabilidad de las medidas de los patrones de referencia asociados, y por tanto de la calibración, ésta se realiza a la entrada del VNA, de modo que habrá que tener en cuenta la respuesta de los cables en lo relativo a su longitud de cara al cálculo del rango máximo no ambiguo y al centrado de la ventana, ya que el efecto negativo sobre la medida se eliminará por la aplicación de la ventana temporal. Por último, cabe destacar que el equipo de medida tiene una deriva a lo largo del tiempo, por lo

que la calibración debe llevarse a cabo inmediatamente antes de la realización de las medidas. En este caso, se calibra el equipo cada día de ensayo al comienzo de las medidas.

3. *Software gating:*

Tras la calibración del equipo, es el momento de elegir la localización, tamaño y tipo de ventana a aplicar. Para ello se sitúa el blanco bajo prueba en su localización de medida y se obtiene su respuesta en el dominio del tiempo con el VNA. Así, se centra la ventana en la respuesta del blanco y se ajusta el tamaño hasta incluir toda la señal procedente del mismo, más un margen de seguridad. No obstante, hay que prestar especial cuidado a los blancos resonantes, ya que pueden reflejar señal más allá de su tamaño físico debido a múltiples reflexiones en su geometría, que retardan su contribución en el receptor. Una vez determinados los parámetros de ventana, se debe comprobar, mediante las expresiones recogidas en el subapartado 3 de A.2.4, que se respeta, por un lado, la banda de guarda en los extremos de la banda de frecuencia de medida, y, por otro, que el salto en frecuencia es suficiente para que el blanco se localice dentro de la distancia máxima no ambigua.

4. *Realización de las medidas:*

- Medida de *background*: La medida del *background*, o ruido de fondo de la cámara (ver apartado A.2.4, punto 2), es opcional, aunque en el caso que nos ocupa se ha realizado siempre, ya que los niveles de reflectividad medidos son muy bajos. No obstante, su medida se realiza de forma independiente a la del blanco, por lo que se podrá aplicar o no, según se quiera, posteriormente en procesado. Aquí es fundamental realizar la medida incluyendo los soportes de blanco utilizados, para eliminar dentro de lo posible su efecto. Por este motivo, el *background* del patrón de referencia será distinto al del blanco, y habrá que medirlo por separado. Los parámetros de ambas medidas deben ser idénticos, incluyendo el enventanado. Otro factor a tener en cuenta es la estabilidad del entorno, por lo que se recomienda medir el *background* en cada uno de los puntos del barrido geométrico e inmediatamente antes o después de la medida de blanco, de modo que se minimicen los efectos de deriva en tiempo de la señal.

- Medida del patrón de referencia: Como se recoge en el punto 5 del apartado A.2.4, es necesario medir un blanco patrón para dar un valor absoluto de la RCS del blanco. Esta medida se debe realizar en las mismas condiciones previstas para el blanco. No obstante, no es necesario realizar un barrido completo y bastará con ejecutar una medida aislada para una configuración de blanco de la que se conozca de manera precisa su RCS, incluyendo la medida de background con el soporte propio del patrón.
- Medida del blanco: Finalmente se realiza la medida del objeto bajo prueba en las condiciones definidas previamente para su posterior procesado.

5. *Procesado de datos y presentación de resultados*:

Como paso final para obtención de los datos definitivos se deben recopilar todas las trazas capturadas por el software de control de la instalación y procesarlas para extraer la información de RCS. En este sentido, el citado software de control guarda las trazas en ficheros de texto que contienen los parámetros S medidos por el VNA en valores *complejos*, manteniendo la información de módulo y fase. Así, para determinar la RCS de un blanco, habrá que eliminar el background asociado y aplicar la medida del patrón de referencia usando siempre *numéros complejos*:

- a) Se aplica el *background subtraction* sobre los parámetros S capturados tanto del blanco como del patrón:

$$S_{blanco} = S_{blanco_{medido}} - S_{BK_{blanco}} \quad (4.7)$$

$$S_{ref} = S_{ref_{medido}} - S_{BK_{ref}} \quad (4.8)$$

- b) Se calcula el valor absoluto de RCS a partir del valor conocido del patrón (σ_{ref}):

$$\sqrt{\sigma_{blanco}} = \frac{S_{blanco}}{S_{ref}} \sqrt{\sigma_{ref}} \quad (4.9)$$

Este procesado se realiza a posteriori y de manera independiente a la captura de datos mediante un programa gráfico denominado *ProMeCa*. Este software ha sido desarrollado específicamente para ese fin en el entorno de programación científica MATLAB[®], y utiliza funciones para tratamiento de archivos de datos, operaciones matemáticas de procesado y representación gráfica. En este punto cabe resaltar que el autor ha programado parte de esas rutinas en el contexto de las

medidas incluidas en la presente tesis doctoral, y no sólo para las correspondientes a RCS.

4.3. Resultados

Como muestra del potencial de BIANCHA para la medida de la RCS biestática de blancos con materiales y geometrías arbitrarias, se presenta a continuación un ejemplo significativo y poco común en la bibliografía.

En concreto, los resultados mostrados se centra en distintas configuraciones de medida de dos blancos de geometría simple, un cubo metálico y otro dieléctrico. Con este ejemplo sencillo se mostrarán las complejas capacidades de movimiento de la instalación y se comparará una misma geometría canónica realizada en un material conductor y en uno dieléctrico, de modo que se podrán observar de manera palpable las diferencias entre ambas reflectividades debidas al material constitutivo, incluso sobre una geometría tan sencilla como esta.

4.3.1. Cubo metálico y dieléctrico

Como se ha adelantado en el punto anterior, el objetivo de este grupo de medidas es, por un lado, demostrar las amplias capacidades de movimiento de la instalación para la medida de RCS biestática, y por otro, evaluar el efecto de los materiales constitutivos sobre la respuesta del blanco debido al cambio del coeficiente de reflexión.

Los resultados presentados a continuación son una ampliación de los recogidos en [2] y publicados en [163], para incluir estudios de repetitividad y medidas y comparaciones sobre el cubo dieléctrico.

Geometría y materiales

Se ha seleccionado una geometría simple que evite introducir un elemento de distorsión en los resultados debido a la complejidad de sus formas, y que además cumpla con el criterio de campo lejano por dimensiones físicas para la frecuencia de medida. Esto es, dos cubos de 12 cm de lado, uno de ellos realizado en aluminio y el otro en Teflón^{®1}.

¹Teflón es una marca comercial registrada por la empresa Dupont que se usa de forma habitual para designar el politetrafluoroetileno o PTFE, polímero similar al polietileno, en el que los átomos de hidrógeno han sido sustituidos por átomos de flúor.

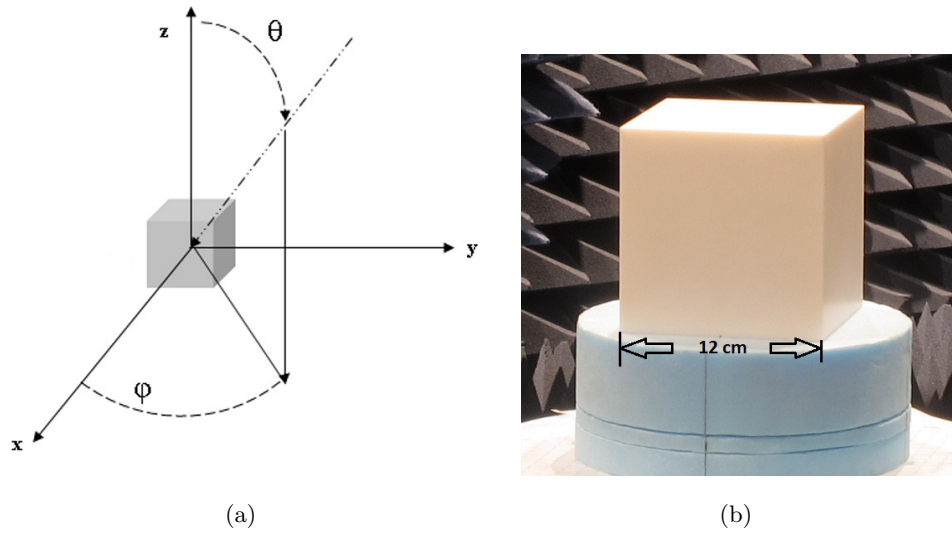


Figura 4.2: *Cubo dieléctrico: (a) Ubicación en los ejes coordenados (b) Dimensiones*

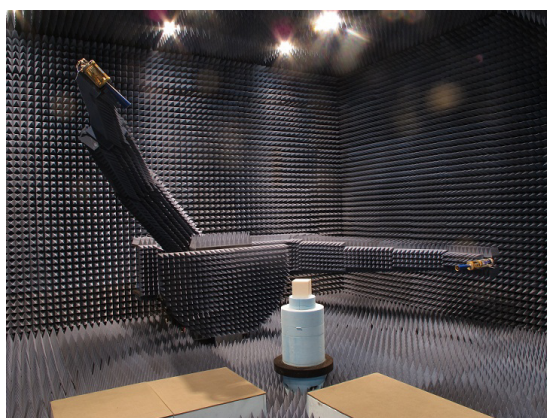
Sus caras y aristas regulares hacen de él un blanco ideal para el propósito fijado. Además, su RCS biestática ha sido medida y presentada en la literatura para distintos tamaños [164, 165], si bien únicamente para el caso de un cubo metálico en el que transmisor, blanco y receptor se encontraban en el mismo plano.

En todas las medidas, tanto en el caso metálico como en el dieléctrico, el cubo se ha situado en el centro del sistema de coordenadas, como muestra la figura 4.2. En las fotografías de 4.3 se puede advertir que, puesto que el origen del sistema está a 88,7 cm y la columna de medida tiene una altura de 75 cm, es necesario usar elementos adicionales de *foam* para colocar el cubo dieléctrico en su posición final. Lo mismo ocurre para el cubo metálico.

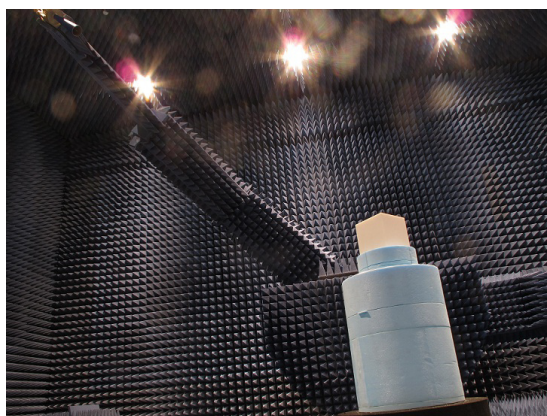
Parámetros de medida

La frecuencia de medida se ha definido en 5,8 GHz para cumplir el criterio de campo lejano según la ecuación (A.6), teniendo en cuenta que la distancia de medida es fija en 1,74 m aproximadamente para esta instalación, y que la mayor dimensión del cubo proyectada sobre el plano perpendicular a la dirección de incidencia es $0,12 \cdot \sqrt{3}$ m.

En todos los resultados presentados a continuación, la iluminación se ha fijado en $\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, para lo que se ha abatido el brazo externo 90° , usando su sonda como transmisora según se puede ver en la figura 4.3(a), mientras que la del brazo interno ha



(a)



(b)

Figura 4.3: Configuración de medida de la RCS biestática del cubo de 12 cm

sido la receptora.

En cuanto a los parámetros de configuración específicos del VNA, hay que reseñar que, si bien se recogen únicamente los utilizados en la configuración definitiva de medida, su selección ha seguido un proceso continuo de mejora hasta conseguir unos resultados adecuados. De esta manera, se ha jugado, por ejemplo, con el punto en el que se realiza la calibración del VNA, el IFBW, el ancho de banda total y el número de puntos en frecuencia, el tamaño de ventana, etc.. Así, finalmente se tienen los parámetros recogidos en la tabla 4.1.

Como blanco de calibración se ha utilizado una esfera de aluminio de 0,19 m de diámetro, calculando su RCS biestática teórica de manera analítica mediante *ProMeCa*

4.3. Resultados

Sondas Tx-Rx	SATIMO SP6000
Calibración	<i>Full-4-port</i>
Kit de calibración	ZV-Z52 automático
Punto de calibración	En los puertos del VNA
Frecuencia	4,8 a 6,8 GHz
Número de puntos	501 puntos
IFBW	100Hz
Integración coherente	No
<i>Software gating</i>	Sí; ventana Bohman de 1,2 m
<i>Background subtraction blanco</i>	Si; en barrido
<i>Background subtraction patrón</i>	Si; punto único
Potencia de salida	15 dBm
Incremento angular en Rx	0,5°

Tabla 4.1: *Parámetros de medida para el cubo*

siguiendo la formulación en series de Mie de [166]. Para posicionar la citada esfera de manera adecuada en el origen de coordenadas del sistema se ha usado un soporte de *foam* específicamente diseñado a tal efecto, de modo que el background será distinto para blanco bajo prueba y para patrón de referencia.

Validación de resultados con simulaciones

Como se ha mostrado en el apartado de antecedentes (2.1), el sistema presenta una flexibilidad y capacidad nada frecuente en la bibliografía, y por tanto, los casos de estudio de este capítulo no pueden ser comparados con resultados de otros sistemas de medida análogos sobre blancos similares.

Por tanto, la única posibilidad para orientar la puesta a punto de las medidas y comparar los resultados obtenidos es mediante el uso de predicciones obtenidas mediante herramientas *software* de simulación electromagnética. En concreto dos, una disponible en el Laboratorio, *HFSS* v13 de *ANSYS, Inc.* [167], basada en *Finite Element Method* (FEM) [168], y que incluye también un módulo denominado *HFSS-IE* que utiliza *Method of Moments* (MoM) [169]. Uno u otro *solver* se ha usado en función de la simulación concreta. La segunda herramienta es *newFASANT* de *NewFasant*

S.L. [170], *spin-off* de la Universidad de Alcalá. En concreto, se ha utilizado el módulo MONURBS, basado en MoM con discretización volumétrica ampliado con el algoritmo de los multipolos multinivel, *Multi-Level Fast Multipole Algorithm* (MLFMA) [171]. Estas últimas simulaciones fueron realizadas por la Universidad de Alcalá en sus equipos de cálculo científico.

Finalmente, hay que tener en cuenta que el objetivo del capítulo no será el de entrar a valorar los detalles de estas simulaciones, sino utilizarlas como referencia. No obstante, las herramientas utilizadas están muy validadas para blancos metálicos y no tanto frente a dieléctricos. Por tanto, cabe señalar que los resultados de simulación también están sujetos a errores (mayores incluso para objetos dieléctricos), aunque los aquí mostrados son convergentes, de modo que el error residual alcanzado es suficientemente pequeño para ser confiables y servir para el propósito concreto en el contexto en el que son usados, que no es otro que para realizar una comparación cualitativa, y no cuantitativa. De cualquier manera, y como veremos posteriormente, ambos resultados, tanto medidas como simulaciones, presentan unos valores numéricos comparables y altamente coincidentes.

Resultados de medida y simulación

1. RCS biestática del cubo metálico. Ajuste de parámetros y repetitividad

Con el fin de demostrar, por un lado, la consistencia en los resultados, y por otro, como afecta la modificación de los parámetros de medida a los resultados finales, se replicaron las medidas sobre el cubo metálico presentadas en [2]. A modo de ejemplo, se presentan dos cortes distintos (recepción en $\phi = 15^\circ$ y en $\phi = 45^\circ$) para distintas polarizaciones (figuras 4.4 y 4.5).

En primer lugar, observando los resultados en su conjunto, se puede afirmar que existe una buena concordancia entre medidas y simulaciones para todos los casos. De este modo, se puede concluir que las medidas son consistentes y presentan resultados adecuados y confiables.

Sin embargo, yendo a los detalles, se puede apreciar que existen diferencias entre las distintas realizaciones de las medidas, que se pueden explicar por la diferencia entre los parámetros del analizador utilizados. Así, la medida 1 es bastante más ruidosa que las otras dos en torno a $\theta = 0^\circ$ para el corte $\phi = 15^\circ$. Esto es coherente con la geometría de medida ya que, para esa posición, el acoplo directo

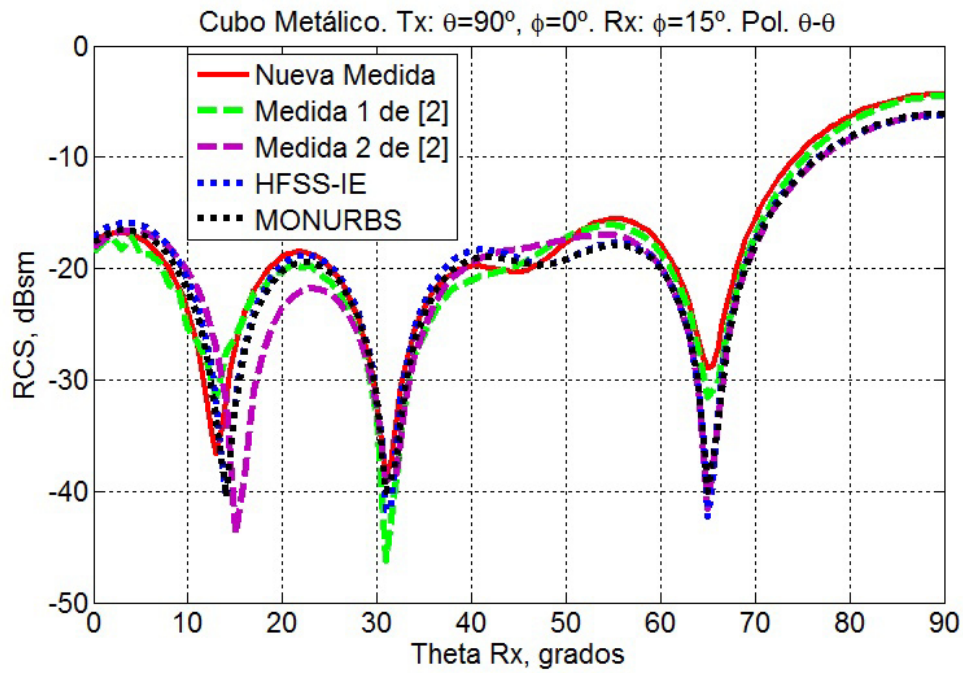


Figura 4.4: Cubo metálico: Consistencia de las medidas. Rx en $\phi = 15^\circ$. Pol. $\theta - \theta$

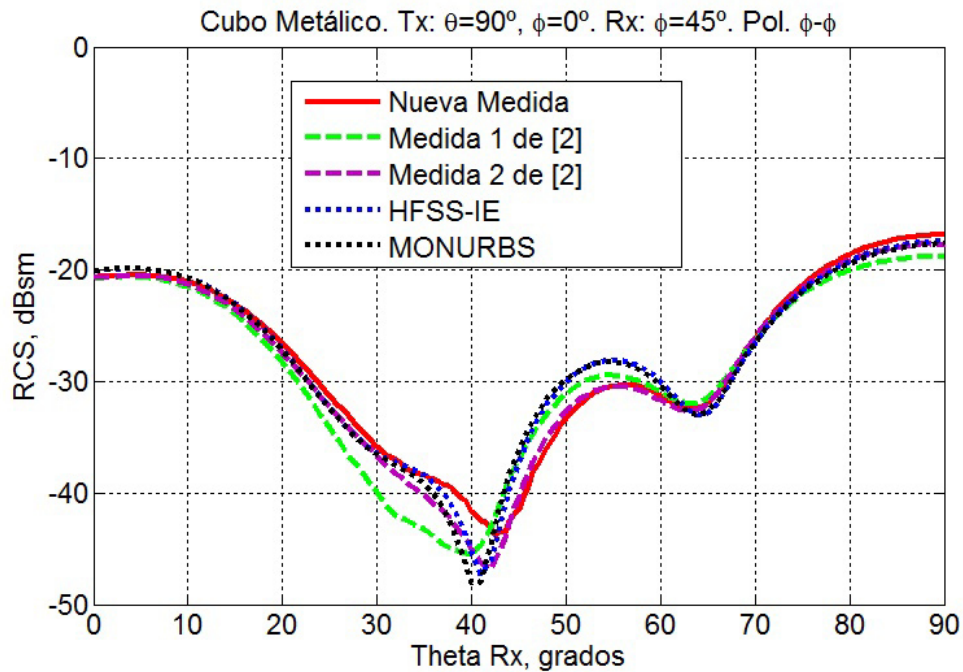


Figura 4.5: Cubo metálico: Consistencia de las medidas. Rx en $\phi = 45^\circ$. Pol. $\phi - \phi$

entre antena transmisora y receptora está más cercano a la señal procedente del blanco que para el resto de posiciones, en las que ambas antenas están más cerca entre sí y el acoplo se produce más alejado de la respuesta del blanco. Por tanto, el *background* será más elevado. Por otro lado, la medida 1 también presenta diferencias apreciables con respecto a las demás medidas (y de estas a su vez con respecto a las simulaciones) para el corte $\phi = 45^\circ$, en el tramo comprendido entre $\theta = 25^\circ$ y $\theta = 55^\circ$ aproximadamente, que es la zona en la que la RCS es más baja, y, por tanto, estamos más cerca del nivel de ruido del sistema (incluso por debajo de él).

La diferencia entre los resultados de la primera realización y los de las otras dos puede explicarse en ambos casos por el hecho de que la medida 1 se ha implementado con un IFBW de 1000 Hz y se ha calibrando en el conector de sonda de los cables de medida, mientras que en las otras dos se tiene un IFBW de 100 Hz y se ha calibrado en los conectores del VNA. Todo esto da lugar a que, por un lado el ruido en recepción sea menor al disminuir el IFBW, y por otro, la calibración, y por tanto la medida tanto de *background* como de blanco, sea más estable al haberla realizado en los conectores del VNA. Así, la resta de *background* será menos efectiva en el primer caso.

2. RCS biestática del cubo dieléctrico

En este apartado se presentan los resultados de la medida del cubo dieléctrico de Teflón[®] para los mismos cortes biestáticos del cubo metálico ($\phi = 15^\circ$ y $\phi = 45^\circ$) y para las mismas polarizaciones (figuras 4.6 y 4.7), y se comparan con las simulaciones realizadas con *HFSS-IE*. En concreto se han obtenido resultados suponiendo dos valores de permitividad eléctrica relativa, ϵ_r , del material². En primer lugar para $\epsilon'_r = 2,10$ y $\tan\delta = 1 \cdot 10^{-4}$ según se recoge en el propio software *HFSS* al seleccionar ese tipo de material, y en segundo lugar para $\epsilon'_r = 2,08$ y $\tan\delta = 1 \cdot 10^{-4}$, que es el valor obtenido mediante comparación de medidas y simulaciones de una placa plana de Teflón[®].

En primer lugar, cabe destacar la poca variación existente entre ambas simulaciones del cubo para distintos valores de permitividad. Esto es coherente con la variación tan ligera de ϵ y permite referenciar las medidas con las simulaciones

²Los parámetros que definen el comportamiento de los materiales en presencia de un campo electromagnético (ϵ , μ , σ) se definen en el apartado correspondiente de la tesis, esto es, el 5.2.1.

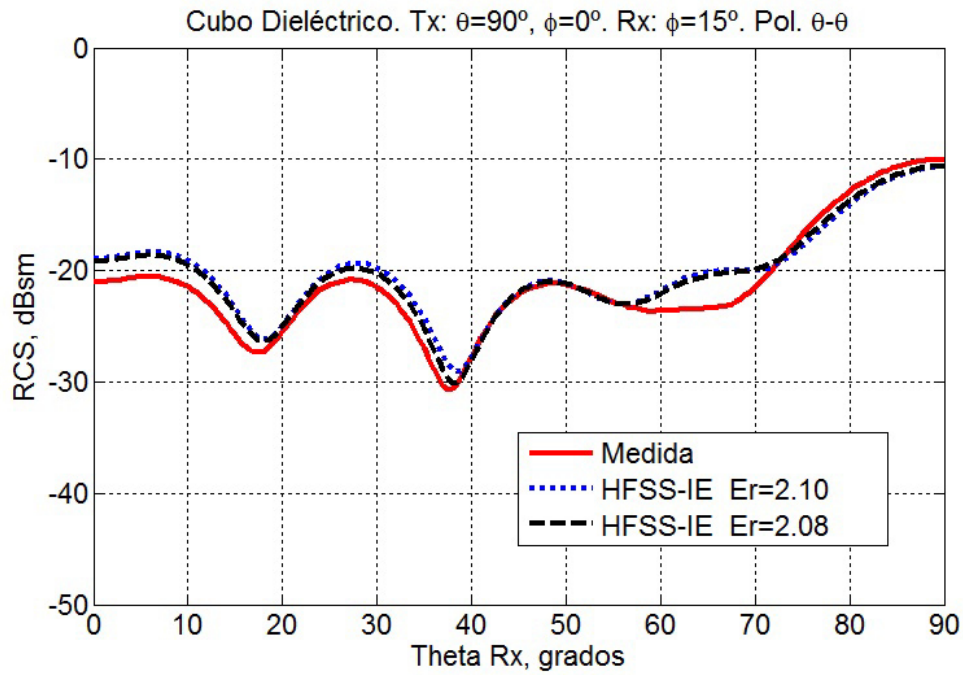


Figura 4.6: Cubo dieléctrico. Rx en $\phi = 15^\circ$. Pol. $\theta - \theta$

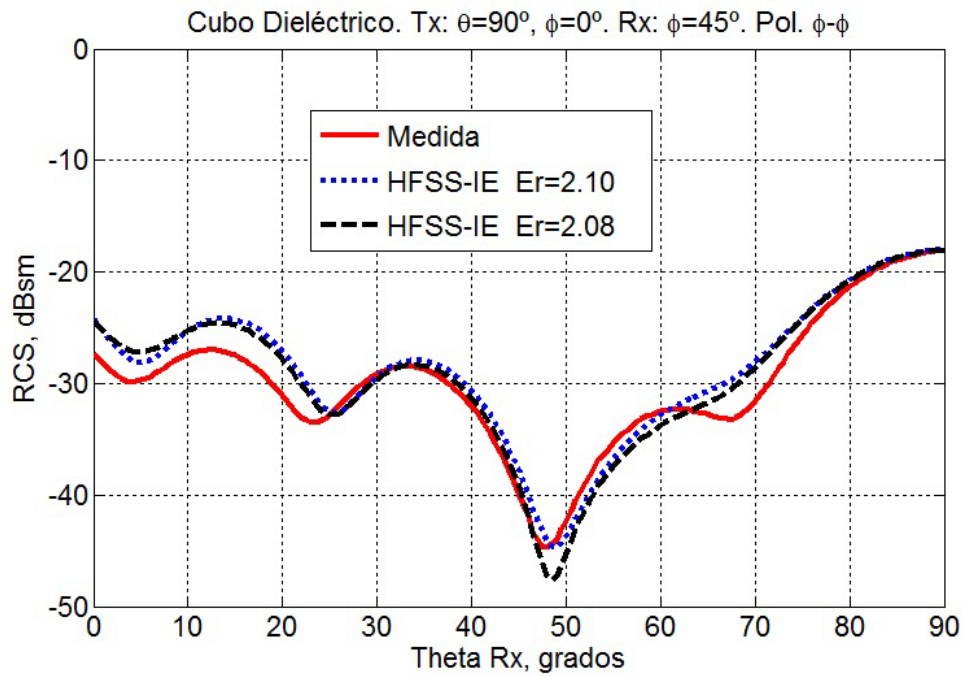


Figura 4.7: Cubo dieléctrico. Rx en $\phi = 45^\circ$. Pol. $\phi - \phi$

sin pérdida de validez.

También se puede apreciar una buena concordancia entre los valores de RCS obtenidos mediante medidas y simulaciones. Ambos resultados son coincidentes para los dos cortes y las dos polarizaciones, en especial para polarización $\theta - \theta$. Esto da lugar a concluir que tanto la metodología de medida como los parámetros de configuración seleccionados son los adecuados para obtener buenos resultados en la medida de RCS.

Por último, en cuanto a la comparación entre cubo metálico y cubo dieléctrico, se puede concluir que el primero presenta unos niveles de RCS más altos y fluctuantes y unos mínimos más acusados que el segundo, en concreto para el corte en $\phi = 15^\circ$ y polarización $\theta - \theta$. Esto es coherente con la diferencia de reflectividades entre un conductor perfecto y un dieléctrico. Así, para el material metálico, la totalidad del campo incidente es reflejado, de modo que no hay transmisión hacia el interior de la geometría. Esto explica obtener valores más altos de RCS. También, y si sumamos el efecto de la geometría de caras planas y grandes aristas, tendremos la explicación a la mayor fluctuación de niveles y a encontrar unos mínimos más acusados para la geometría conductora, ya que las respuestas especulares producen mayor posibilidad de cancelación por sumarse varias de ellas en contrafase. Y más teniendo en cuenta que el fenómeno de difracción en las aristas es mayor para el cubo metálico. Para el corte en $\phi = 45^\circ$ y polarización $\phi - \phi$, y aunque las respuestas sean distintas, las diferencias no son tan visibles en cuanto a niveles y fluctuación, pudiendo apreciar tan sólo un cambio en la posición de máximos y mínimos, si bien los patrones de reflectividad son más similares.

3. Casquete esférico biestático del cubo dieléctrico

En este caso se completan las medidas biestáticas del anterior apartado, realizando un doble barrido en recepción, tanto en θ como en ϕ . Ciertamente este tipo de medidas son poco comunes en la bibliografía, y permiten mostrar de manera clara el potencial de la instalación para la realización de ensayos biestáticos gracias al nuevo concepto de sistema posicionamiento. Así, se conseguirá una imagen en dos dimensiones de la RCS del blanco, que integrará los resultados en varios cortes realizados por meridianos. De esta manera, la iluminación se sigue realizando con el brazo externo y se mantiene en $\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$. En cuanto a la recepción, la mesa se gira para lograr cortes en ϕ constante desde $\phi = 15^\circ$ hasta $\phi = 35^\circ$.

Por cada posición de la mesa, se barre con el brazo interno desde $\theta = 0^\circ$ hasta $\theta = 90^\circ$.

Este movimiento da lugar a un elevado número de medidas, y más si recordamos que los barridos deben realizarse tanto para blanco como para *background*. Por consiguiente, para conseguir un tiempo de medida razonable, se eleva el paso angular tanto en θ como en ϕ hasta los 2° . En este caso también se presentan simulaciones con *HFSS-IE*, si bien, al ser menos costosas en tiempo que las medidas, éstas si se han llevado a cabo con un paso menor, de $0,5^\circ$, tanto en θ como en ϕ .

Los resultados de las medidas del cubo dieléctrico para polarización $\theta - \theta$ se presentan en la figura 4.8, mientras que las simulaciones se pueden encontrar en la 4.9.

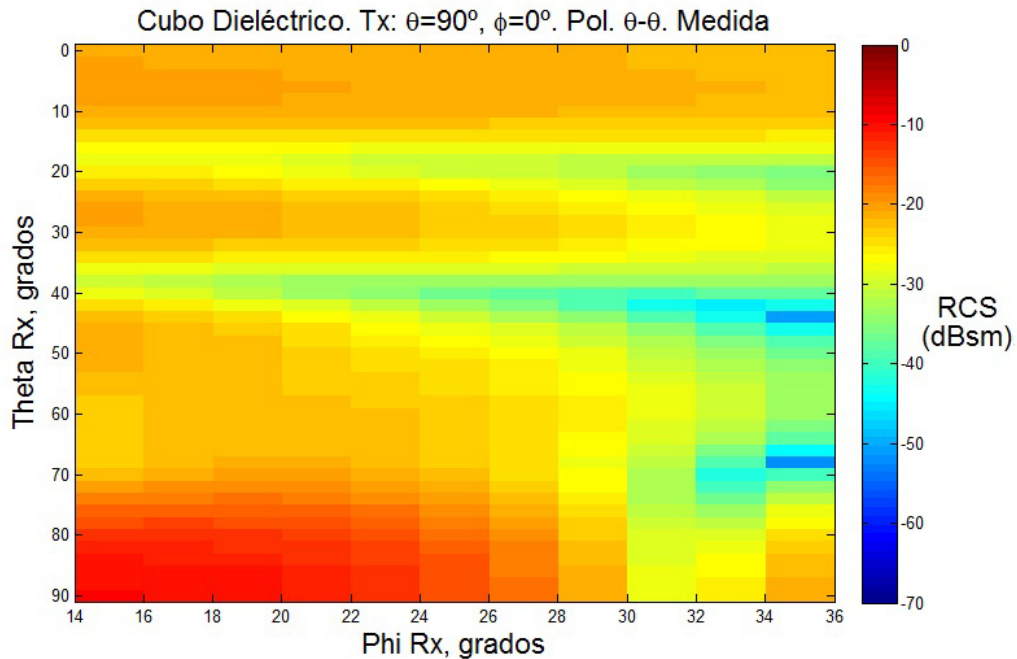


Figura 4.8: *Cubo dieléctrico. Casquete esférico. $\theta - \theta$. Medidas*

Ambas imágenes son muy parecidas, por lo que se puede concluir que, de nuevo, hay una buena concordancia entre medidas y simulaciones.

De modo general, se puede apreciar que, a medida que nos alejamos de la posición de iluminación, esto es, a medida que aumenta ϕ , el nivel medio de RCS dismi-

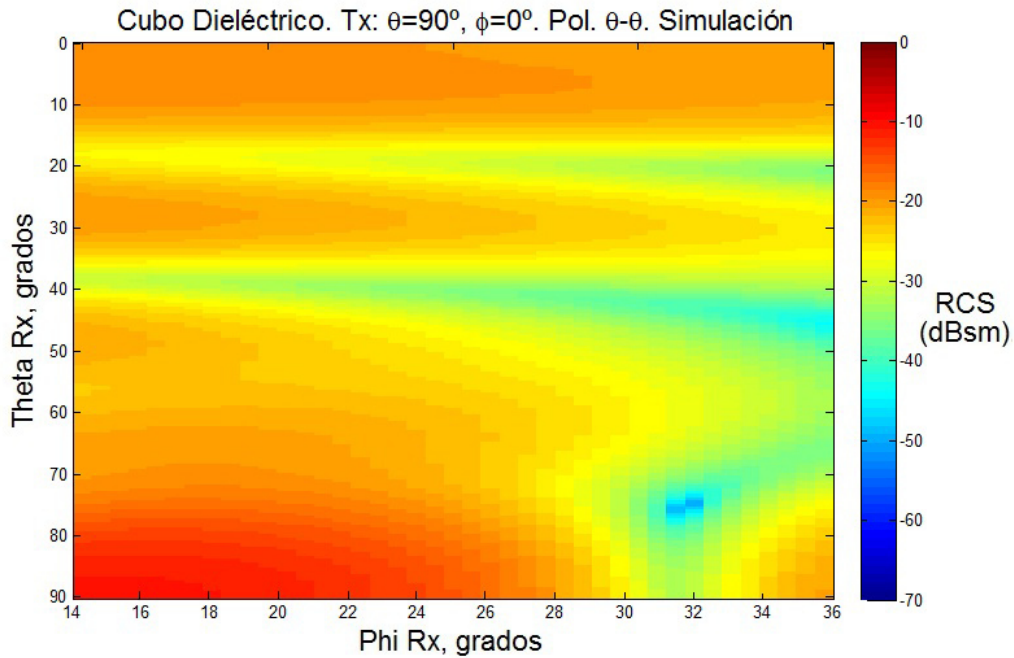


Figura 4.9: *Cubo dieléctrico. Casquete esférico. $\theta - \theta$. Simulaciones HFSS-IE*

nuye. También se puede ver que existen tres valles de señal, que van siendo cada vez más pronunciados a medida que aumenta ϕ . Ambos fenómenos son coherentes con la geometría de transmisión-recepción y se replican de manera similar en las simulaciones. No obstante, la diferencia más apreciable entre medidas y simulaciones se encuentra en el valor y posición de los mínimos, ya que para el primer caso se localizan para una ϕ más elevada y presenta unos valores más bajos que para el segundo.

Con el fin de poder ampliar la comparación de reflectividades entre el cubo dieléctrico y el metálico, se recogen en las figuras 4.10 y 4.11 tanto las medidas como las simulaciones de [2] del casquete esférico del cubo metálico.

Así, las conclusiones resultan similares a las del apartado anterior tras comparar los resultados de la geometría metálica y la dieléctrica. De nuevo, el cubo metálico presenta unos niveles de RCS más elevados y fluctuantes, y unos mínimos más acusados que el dieléctrico. Esto es coherente con la diferencia de reflectividades entre un conductor perfecto y un dieléctrico.

Por último, y por completitud, se muestran a continuación los resultados, tanto

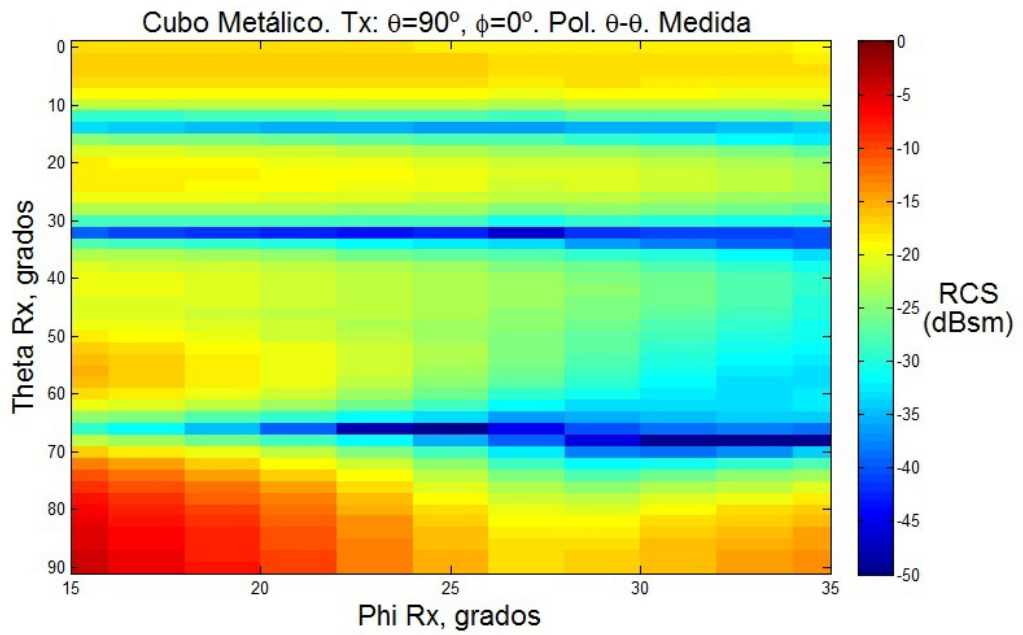


Figura 4.10: Cubo metálico. Casquete esférico. $\theta - \theta$. Medidas

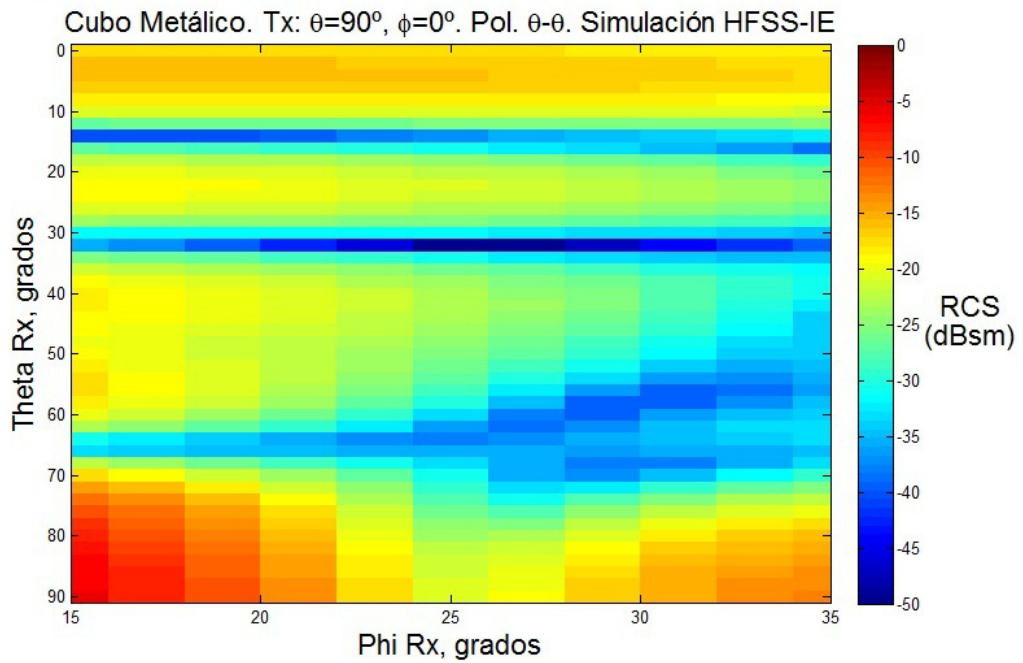


Figura 4.11: Cubo metálico. Casquete esférico. $\theta - \theta$. Simulaciones HFSS-IE

de medidas como de simulaciones, del cubo dieléctrico para polarización $\phi - \phi$ (figuras 4.12 y 4.13).

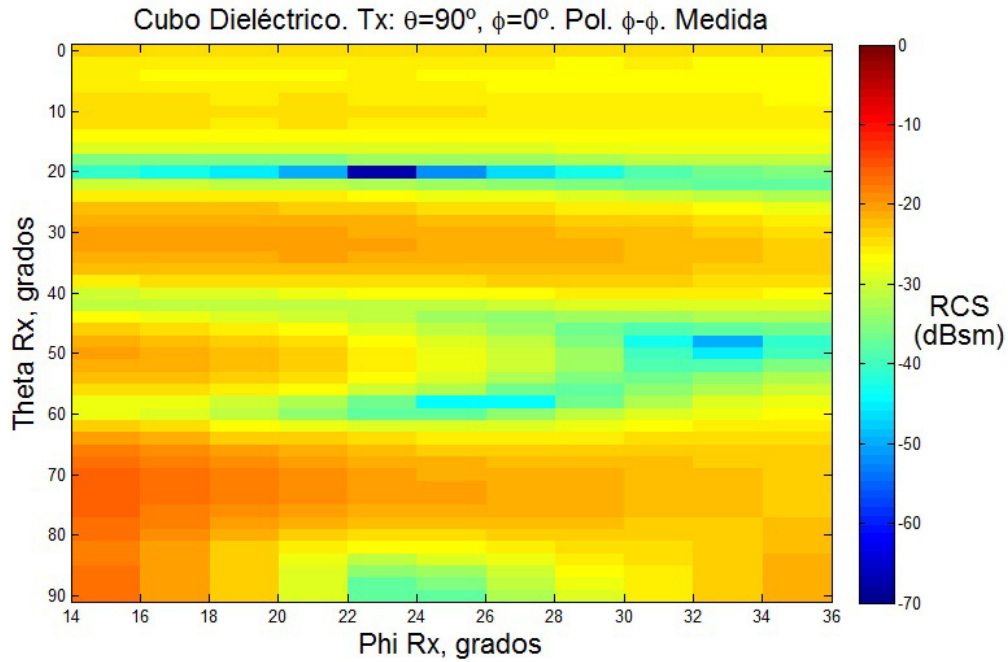


Figura 4.12: *Cubo dieléctrico. Casquete esférico. $\phi - \phi$. Medidas*

Las conclusiones son similares a las obtenidas para la polarización $\theta - \theta$, encontrando pequeñas variaciones entre medidas y simulaciones que no sólo no invalidan, sino que refuerzan las conclusiones de comparaciones previas. En este caso, de modo general, se puede apreciar que, de nuevo, a medida que nos alejamos de la posición de iluminación, esto es, a medida que aumenta ϕ , el nivel medio de RCS disminuye. Si bien, para esta polarización el efecto no es tan acusado ni visible. En este caso existen cuatro valles de reflectividad, que se replican de manera similar en las simulaciones. De nuevo, y aunque ahora los mínimos parecen más similares entre medida y simulación en cuanto a su valor, siguen estando desplazados en cuanto a posición.

4. Reflectividad del cubo dieléctrico en el dominio del tiempo

Se presenta en este apartado la medida del cubo dieléctrico en el dominio del tiempo y su correspondiente *background* asociado, con dos objetivos:

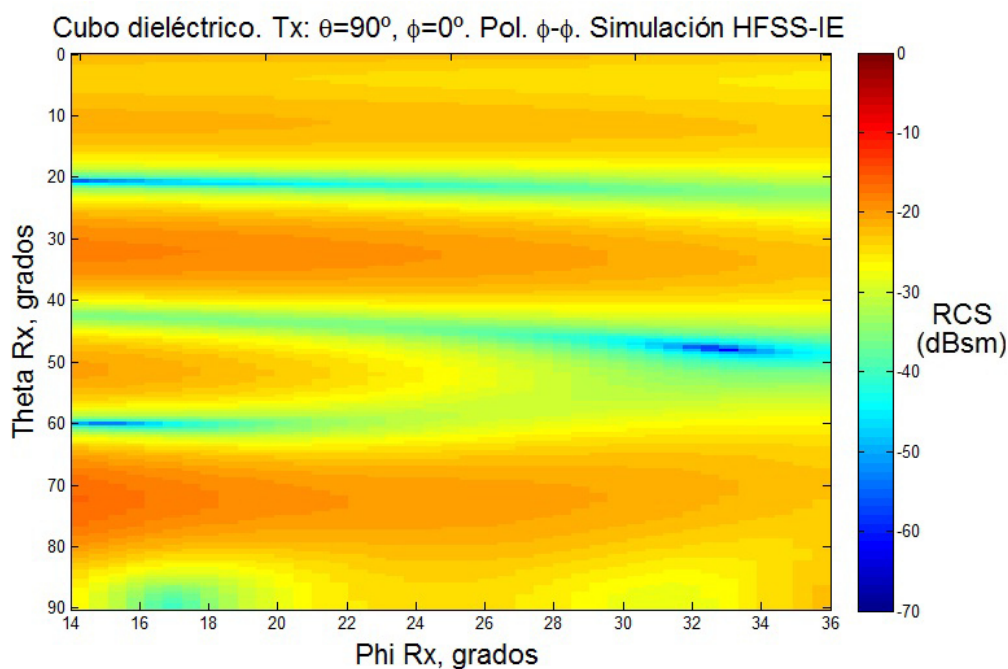


Figura 4.13: *Cubo dieléctrico. Casquete esférico. $\phi - \phi$. Simulaciones HFSS-IE*

- Mostrar un ejemplo de distribución de *background* en la cámara, ya que éste afectará notablemente a la medida y será clave en la selección de los parámetros de configuración del sistema para la medida concreta.
- Descubrir si es posible realizar medidas de *forward scattering* (A.1.3) de un blanco con tan baja reflectividad como el cubo dieléctrico.

Para ello se obtiene la respuesta temporal de la reflectividad del cubo dieléctrico (en dB) para un corte en recepción con $\phi = 0^\circ$ y barriendo con el brazo interno desde $\theta = 86^\circ$ hasta $\theta = -90^\circ$. Esto es, desde una configuración cuási-monoestática, dónde las sondas de transmisión y recepción casi llegan a tocarse, hasta enfrentar una y otra sonda, configuración también conocida como *forward scattering*.

La figura 4.14, muestra el *background* asociado al corte descrito. En él se puede apreciar el acoplo directo entre sondas, que corresponde al valor más elevado y que va modificando su distancia a medida que se mueve el brazo interno y la sonda de recepción se aleja de la de transmisión. Así, se puede concluir que, a pesar de tener el sistema de posicionamiento recubierto de absorbentes y dentro

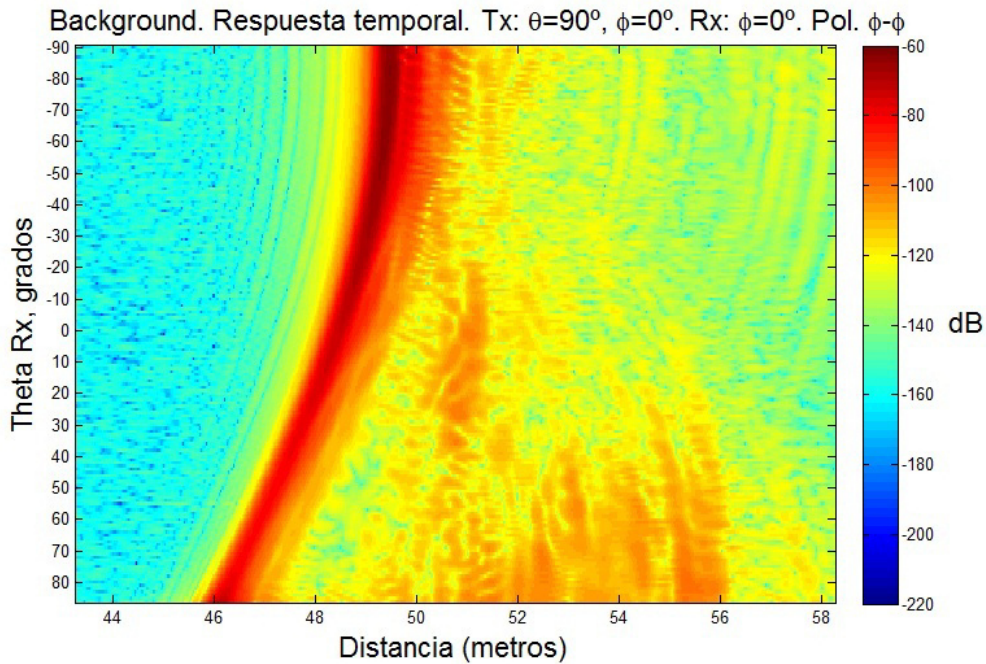


Figura 4.14: Medida de background. Respuesta temporal. $\phi - \phi$

de una cámara anecoica, al medir blancos con niveles de reflectividad muy bajos, el *background* asociado es muy relevante debido principalmente al acoplo directo entre sondas, pudiendo llegar incluso a superponerse y ocultar el eco del objeto bajo prueba, como se verá a continuación.

Efectivamente, según queda recogido en la figura 4.15, al aproximarse la zona de dispersión frontal, en la que ambas sondas están enfrentadas, la ganancia de ambas es máxima, por lo que el nivel de señal también lo será. Y lo más importante, como el sistema está diseñado para que la distancia desde el centro a ambas sondas sea constante, la distancia a la que el acoplo directo se produce coincide con la distancia biestática del blanco, que es siempre constante, superponiéndose ambas respuestas y haciendo que ésta última quede enmascarada.

No obstante, al aplicar la resta de *background* se obtiene la figura 4.16, en la que, si bien se siguen manteniendo residuos del acoplo directo y de la señal procedente de soportes y demás elementos de la cámara, la respuesta del cubo dieléctrico se puede observar claramente en todo el barrido.

De esta manera, se puede afirmar que es posible realizar medidas de *forward*

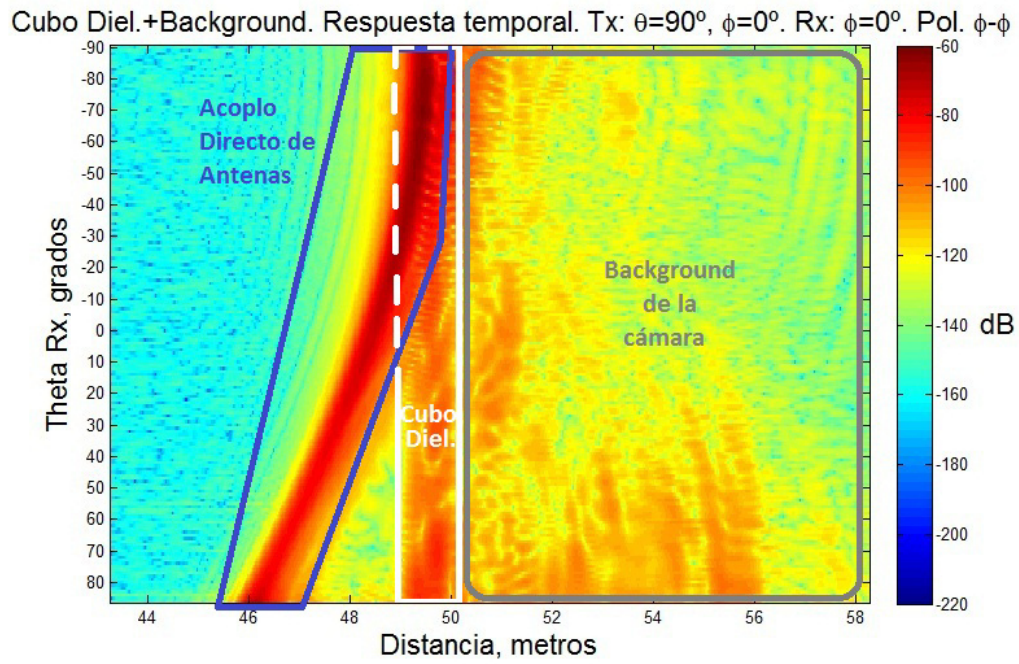


Figura 4.15: *Cubo dieléctrico con background. Respuesta temporal. $\phi - \phi$*

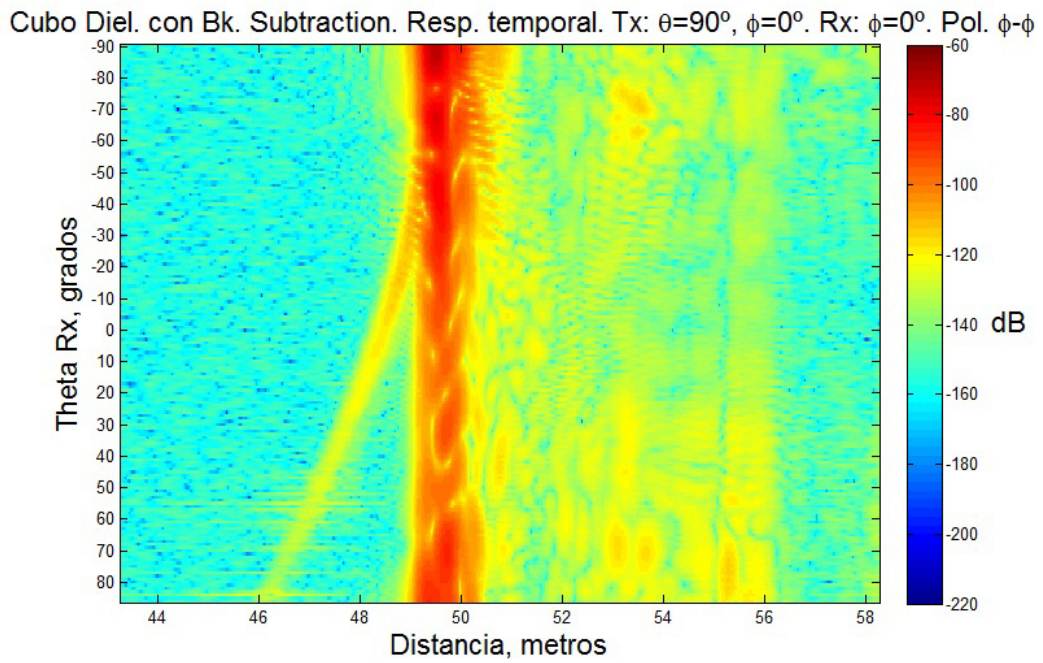


Figura 4.16: *Cubo dieléctrico con background subtraction. Respuesta temporal. $\phi - \phi$*

scattering del cubo dieléctrico, gracias en gran parte a la precisión y repetitividad de movimientos que permiten implementar una resta de *background* muy efectiva, a pesar de que el nivel de reflectividad del cubo dieléctrico es bajo, y esto dificulta su medida.

5. *Forward scattering del cubo dielectrico*

La medida tratada en este apartado es muy relevante para estudiar la reflectividad biestática de un blanco, ya que, como se verá a continuación, los niveles de RCS son especialmente altos para estas direcciones, hecho que se puede utilizar para multitud de aplicaciones prácticas en las que los blancos de interés presenten baja reflectividad o se necesite discernir entre diferentes tipos mediante su RCS, como por ejemplo en la NCTI mediante radar de alta resolución.

Una vez comprobado con los resultados en el dominio del tiempo que la medida del *forward scattering* del cubo dieléctrico es viable, se replica el corte en recepción descrito en el apartado anterior ($\phi = 0^\circ$ y $\theta = [-90^\circ, 86^\circ]$) para obtener su RCS a 5,8GHz.

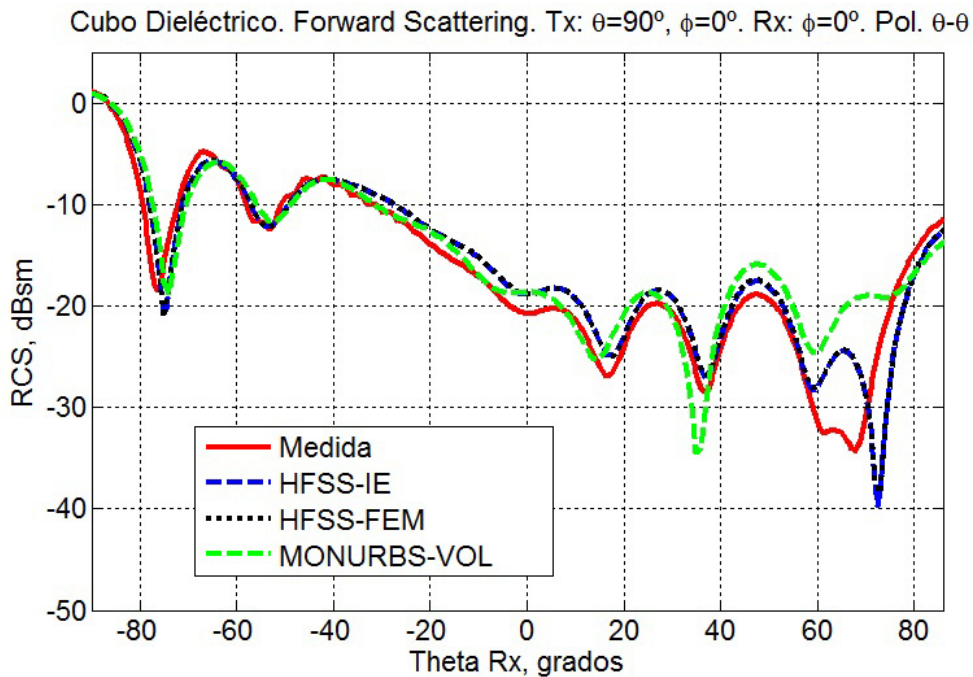


Figura 4.17: *Cubo dieléctrico. Forward scattering. Pol. $\theta-\theta$*

Las figuras 4.17 y 4.18 presentan los resultados para ambas polarizaciones y los

comparan con las simulaciones realizadas mediante HFSS en sus dos realizaciones, MoM (*HFSS-IE*) y FEM (*HFSS-FEM*), y MONURBS en su realización volumétrica (*MONURBS-VOL*).

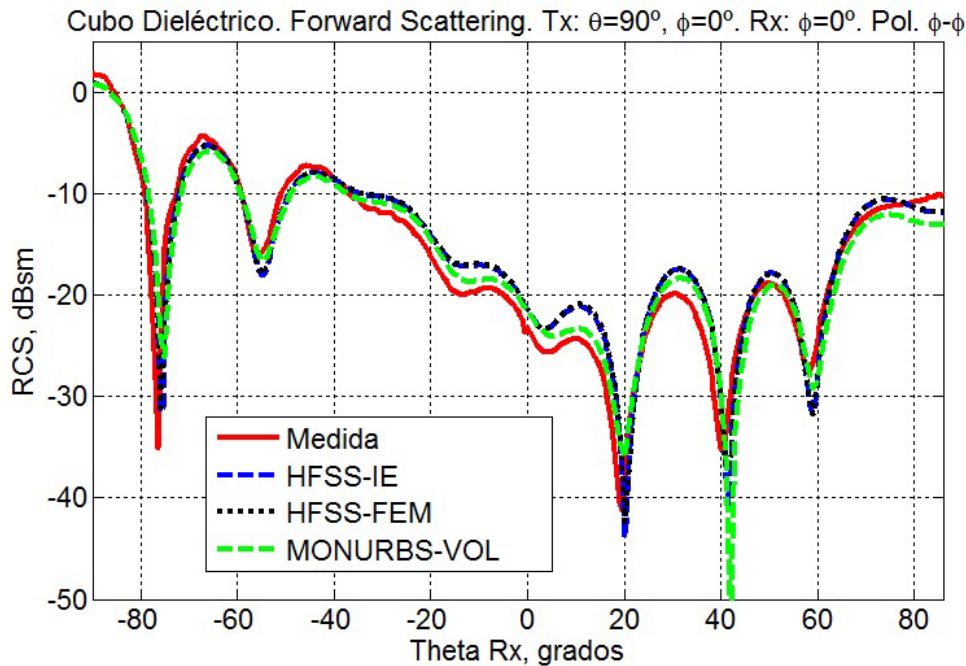


Figura 4.18: *Cubo dieléctrico. Forward scattering. Pol. $\phi - \phi$*

Efectivamente, tras aplicar el algoritmo de resta de *background*, se puede decir que, en general, medidas y simulaciones presentan una gran similitud, incluso en la región cercana a la dispersión frontal, donde curiosamente ambas son prácticamente iguales. Y esto comparando tanto la medida con las simulaciones como las simulaciones entre ellas.

Sin embargo, en la polarización $\theta - \theta$ existe una zona cercana al monoestático, concretamente en el rango $\theta = [60^\circ, 75^\circ]$, en el que la medida se aleja de las simulaciones. No obstante, como estas últimas presentan valores dispersos entre ellas, no se pueden obtener conclusiones definitivas. No obstante, al no encontrarse ningún argumento sólido para no confiar en los resultados de medida, estos se pueden considerar como correctos para esa zona de dispersión. Y más teniendo en cuenta la variabilidad de los datos simulados en función del método numérico utilizado.

Por último, cabe destacar que los niveles más altos de RCS se obtienen en la zona cercana a *forward scattering*. La diferencia con los ángulos cercanos a la configuración monoestática es mucho mayor que para el caso del cubo metálico, según las medidas recogidas en la figura 4.19, obtenida de [2]. Por tanto, el fenómeno de *forward scattering* es, si cabe, más acusado para el cubo dieléctrico que para el metálico, haciendo más reseñable su medida en este caso.

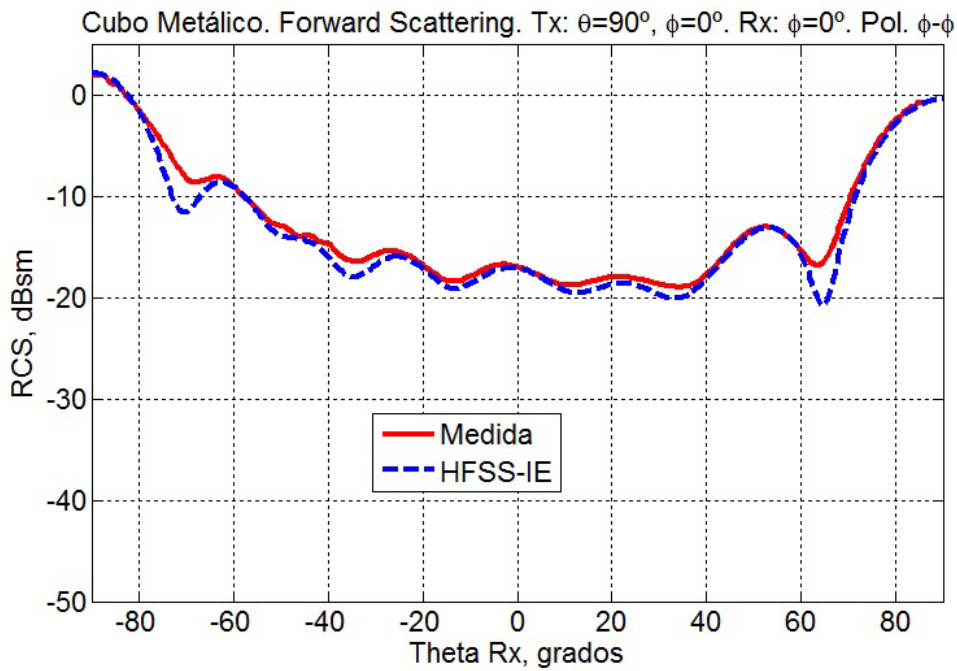


Figura 4.19: Cubo metálico. Forward scattering. Pol. $\phi - \phi$

Capítulo 5

Medida de Materiales

En este capítulo se muestra el uso de la instalación para la medida de materiales, en concreto medidas de absorción, de caracterización electromagnética y, en general, medidas de transmisión y reflexión sobre materiales con características especiales. Como en el capítulo anterior, se comienza con una breve introducción a ese tipo de medidas, para continuar con la descripción de la metodología de ensayo empleada, concluyendo con los resultados obtenidos.

5.1. Introducción

Como se ha puesto de manifiesto en el capítulo 1, las plataformas aeronáuticas, tanto civiles como militares hacen un uso intensivo de los campos electromagnéticos y, por tanto, deben ser capaces de convivir con ellos. En este sentido, los materiales y recubrimientos usados en dichas plataformas evolucionan junto con sus prestaciones (o más bien para obtener mejoras en ellas) y, por tanto, resulta imprescindible caracterizarlos en relación a su comportamiento frente a ellos.

De este modo, es necesario medir su comportamiento para, por ejemplo, conocer la capacidad de un material para absorber la energía electromagnética (en el caso de materiales *Radar Absorbing Material* (RAM)), estimar su *permitividad eléctrica*, ϵ , y *permeabilidad magnética*, μ , o comprobar el efecto de radomos y recubrimientos de antenas en el diagrama de radiación de las mismas.

Así, los tipos de medida recogidos en el presente capítulo tendrán en común su objetivo general, esto es, que pretenden determinar el comportamiento del material bajo estudio frente a un campo electromagnético partiendo de la obtención de su coeficiente

de reflexión o transmisión. Luego, cada uno de ellos se adaptará al parámetro concreto que interese extraer del material en cuestión. Y esto para muestras de material que no tendrán, en general, la forma definitiva con la que se usarán en la aplicación concreta, sino aquella más adecuada al método de medida utilizado.

Dentro de los tipos definidos anteriormente, el último de ellos, esto es la medida de radomos y recubrimientos de antenas se recoge en un capítulo específico de la tesis (capítulo 6) ya que presenta una metodología singular de medida al estar íntimamente relacionada con la medida y caracterización de antenas, que se aleja en cierta forma de los demás ensayos, que tienen que ver con la medida del coeficiente de transmisión y/o reflexión de un material. También se excluye la medida de RCS, recogida en un capítulo específico, el 4, por su relevancia dentro de las plataformas aeronáuticas. Para estos dos últimos casos no sólo es necesario una muestra del material bajo prueba sino contar con la geometría final que se pretende medir.

Así, este capítulo, y sus distintas metodologías, se basarán en la medida del coeficiente de reflexión y/o transmisión que presenta la discontinuidad existente entre dos medios, por un lado el espacio libre, y por otro el material bajo prueba, y todo ello frente a un campo electromagnético incidente propagándose. A partir de ahí se realizará el procesamiento de señal y los cálculos matemáticos necesarios para obtener el parámetro requerido en cada caso (absorción radar, ϵ y μ , etc).

5.2. Tipos de ensayo

A continuación se enumeran los ensayos presentados en este capítulo ordenados por el parámetro final que pretenden determinar. Para cada uno de ellos se hace una breve introducción del contexto y finalidad, que sirve de introducción al resto de apartados del capítulo.

5.2.1. Caracterización electromagnética

Desde hace varias décadas, y en especial durante los últimos años, la extracción de las propiedades electromagnéticas de los materiales ha centrado la atención de numerosos investigadores y ha constituido un problema complejo en multitud de aplicaciones [172].

Este fenómeno es consecuencia de la aplicación de nuevos materiales en campos de la técnica y la producción industrial tan variados como el sector aeroespacial [173], la

industria textil [174], la microelectrónica [175], las microondas [176], etc.

Además, con la utilización masiva de herramientas software de diseño y simulación que permiten la caracterización precisa de componentes y equipos completos sin necesidad de construir un prototipo físico, se ha acrecentado la necesidad de desarrollar nuevos métodos que permitan la caracterización fiable de materiales y componentes mediante el conocimiento preciso de sus parámetros electromagnéticos. Así, para preparar una simulación confiable es necesario conocer con exactitud las propiedades dieléctricas de los medios materiales utilizados. De esta manera, mediante su conocimiento preciso se podrá describir la respuesta del material frente a campos eléctricos y magnéticos externos.

En este contexto, la caracterización de materiales se refiere al conocimiento del comportamiento macroscópico de dichos materiales cuando están inmersos en un campo electromagnético externo. De acuerdo con las ecuaciones de Maxwell (A.1), la respuesta del material a dichos campos queda definida por tres parámetros constitutivos, la permitividad eléctrica ϵ , la permeabilidad magnética μ y la conductividad σ (que para materiales de baja conductividad está relacionado con la permitividad). Estos parámetros determinan hasta qué punto los campos afectan el comportamiento del material a una frecuencia dada. En este punto, es preciso puntualizar que estos parámetros no serán constantes y variarán con diversos parámetros, como son la frecuencia, la temperatura, la orientación espacial y estructura molecular del material, etc. [172].

Así, la permitividad relativa, ϵ_r , que describe la interacción del material con el campo eléctrico, será un término complejo adimensional definido como

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \epsilon'_r - j\epsilon''_r = \epsilon'_r - j\left(\frac{\sigma}{\omega}\right) = \epsilon'_r(1 - j \tan \delta) \quad (5.1)$$

donde $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ Faradios/metro (F/m) es la permitividad de espacio libre, ϵ es la permitividad compleja también en F/m, σ la conductividad en Siemens por metro (S/m), ω la frecuencia angular en radianes por segundo (rad/s) y $\tan \delta = \epsilon''_r/\epsilon'_r$ es la tangente de pérdidas.

De manera similar, la permeabilidad relativa de un material, μ_r , definida como

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} = \mu'_r - j\mu''_r \quad (5.2)$$

está relacionada con su respuesta frente a un campo magnético y será igual a la unidad para materiales no magnéticos. Análogamente, al igual que la permitividad, esta magni-

tud se expresa en relación a la permeabilidad del vacío $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Newton/Amperio² (N/A²).

Normalmente, y por simplicidad, los términos “relativa” se omiten al denominar las constantes electromagnéticas. Así, como resultado de la interacción de un campo electromagnético, los materiales presentan un almacenamiento interno de energía y una disipación de energía. El almacenamiento de energía está relacionado con el intercambio de energía entre el campo y la materia, y viene marcado por la parte real de la permitividad y permeabilidad, mientras que la disipación está relacionada con la energía absorbida por el material representada por las partes imaginarias de ambos parámetros [176] [177].

Si nos centramos en el ámbito aeroespacial, la tendencia en los últimos lustros ha sido la introducción paulatina de materiales no metálicos, en especial materiales compuestos de fibra de carbono o fibra de vidrio, que presentan un rendimiento igual o superior a los materiales metálicos y aleaciones con un peso mucho menor, provocando una mejora sin precedentes en las prestaciones de las plataformas aeroespaciales. Así, partes específicas de las aeronaves, como radomos, *fairings*, *spoilers*, hélices o superficies de control, están construidas íntegramente con materiales compuestos [178] [179]. Y específicamente en los modernos *Unmanned Aerial Vehicle* (UAV) se pueden encontrar fuselajes y alas de última generación diseñadas y construidas casi en su totalidad con dichos materiales, dando lugar a aeronaves mucho más ligeras y eficientes en consumo de combustible.

Sin embargo, desde el punto de vista electromagnético, este hecho ha forzado a los ingenieros y científicos a verificar cómo afectan dichos materiales, por ejemplo, a la respuesta radar de la plataforma, a la respuesta de la antena que protegen o a la electrónica embarcada en términos de compatibilidad electromagnética. Mención especial merece el uso de herramientas de simulación electromagnética, no sólo para el diseño y optimización de las plataformas y equipos, sino como ayuda para la certificación de aeronaves, como propone, por ejemplo, el estándar EUROCAE ED107A [180]. De esta manera se hace indispensable determinar las características electromagnéticas de los materiales utilizados para poder alimentar dichas herramientas y obtener simulaciones confiables.

Por todo esto, la caracterización electromagnética de materiales no metálicos se ha convertido en una necesidad que, sin embargo, todavía no se ha podido resolver de manera global, y por tanto, el interés en el desarrollo de instalaciones y procesos para la caracterización experimental de este tipo de materiales está en alza.

A modo de introducción, los sistemas de caracterización electromagnética se componen de tres elementos básicos [181], esto es:

1. Instrumentos de medida precisos, como pueden ser VNA, analizadores de impedancia y medidores de *Inductancia (L)*, *Capacitancia (C)*, *Resistencia (R)* (LCR).
2. *Test fixtures*, que incluyen soportes para los materiales y sondas o sensores.
3. Software para procesado de datos y extracción y presentación de resultados.

Todos ellos vienen definidos por el método experimental de caracterización elegido, que dependerá de infinidad de factores, entre otros: frecuencia de interés, valores esperados de ϵ_r y μ_r , precisión de medida requerido, propiedades del material bajo prueba (i.e., homogéneo, isotrópico, etc), forma del material (i.e., líquido, polvo, sólido, lámina, etc), restricciones de tamaño en la muestra de ensayo, tipo de ensayo (destrutivo o no destructivo, con contacto o sin contacto), temperatura de ensayo, etc.

Por tanto, y ante tal gama de posibilidades, existe una amplia variedad de métodos [177] [181], que de manera resumida, se pueden clasificar en:

1. *Open-ended coaxial probe method* (OECM) o método de la sonda coaxial abierta: es un método simple y no destructivo para el cálculo de ϵ_r de materiales no magnéticos, isotrópicos y homogéneos que posean un grosor elevado [182]. Es ideal para líquidos y semi-sólidos aunque también puede usarse para sólidos de superficie plana y sin *gaps* de aire en su interior y superficie. Se basa en el uso de una sonda coaxial terminada en abierto [183], o lo que es lo mismo, una sección abierta de una línea de transmisión. Así, se introduce la sonda coaxial en el material, si es líquido o semi-sólido, o se sitúa en su superficie, si es sólido, de manera que los campos electromagnéticos al final de dicha sonda se ven alterados por la presencia del material bajo prueba. Por tanto, a partir del coeficiente de reflexión con el material situado en punta de sonda se puede extraer la ϵ_r . Para ello se utiliza un VNA o un analizador de impedancias conectado a la sonda de medida. El margen de frecuencias en el que puede trabajar es muy amplio, entre 10 MHz y 50 GHz aproximadamente.
2. *Transmission line method* o método de la línea de transmisión [184]: este método es capaz de extraer de forma precisa tanto ϵ_r como μ_r de materiales sólidos mecanizables, ya que deben adaptarse a la forma y dimensiones de la línea de transmisión cerrada en la que se deben alojar. La citada línea de transmisión suele ser

una porción de guía de onda rectangular o de línea coaxial sobre la que se miden los coeficientes de reflexión y/o transmisión mediante un VNA, a partir de los que se extraen ϵ_r y μ_r . Este método posee numerosas ventajas, ya que puede trabajar en un amplio margen de frecuencias (sólo limitado por los tamaños máximo y mínimo de muestras de ensayo mecanizables), puede trabajar sobre materiales de altas o bajas pérdidas (aunque no para muy bajas pérdidas) y puede medir materiales magnéticos y anisótropos. No obstante, presenta ciertas limitaciones en cuanto a la precisión en el tamaño y localización de los materiales dentro de la línea de transmisión (deben llenarla completamente y no dejar *gaps* de aire en las paredes), la forma (deben presentar caras planas de formas suaves y perpendiculares a la dirección de propagación) y la homogeneidad del material bajo prueba.

3. *Free-space method* o método de espacio libre [185] [186]: Este método es similar al anterior, si bien la línea de transmisión se ha sustituido por espacio libre. De hecho, la metodología para medida en reflexión se ha unificado en [187] para ambos métodos. Es capaz de extraer tanto ϵ_r como μ_r de los materiales y presenta la ventaja de no necesitar contacto físico con las muestras, lo que permite realizar las medidas en condiciones de alta temperatura o ambientes hostiles. Además, permite medir materiales semi-sólidos y las muestras de ensayo requieren menos preparación que en el método de la línea de transmisión. No obstante, las citadas muestras deben ser de mayores dimensiones e idealmente presentar caras homogéneas y paralelas. En este caso también se miden los coeficientes de reflexión y/o transmisión mediante un VNA, a partir de los cuales se extrae tanto ϵ_r como μ_r . Esta es la metodología escogida para la presente tesis ya que es la más adecuada para BIANCHA y presenta diversas ventajas frente a los demás métodos, esto es:
 - a) Se realiza en espacio libre, que son las condiciones reales de utilización de los materiales que nos interesa caracterizar para los proyectos y aplicaciones del Laboratorio.
 - b) Es un método sin contacto y no destructivo, muy adecuado para materiales aeronáuticos.
 - c) Se utilizan muestras de material no muy elaboradas en cuanto a forma y tamaño, idealmente de caras planas y paralelas, condiciones favorables para los materiales aeronáuticos bajo estudio y la forma en que se fabrican.

- d) Es capaz de tratar adecuadamente materiales no homogéneos a lo largo de su estructura, característica que presentan los materiales compuestos, ya que suelen estar formados por varias capas distintas.
- e) Tiene un gran margen de frecuencias de medida, de nuevo aspecto básico para los objetivos del Laboratorio.
- f) El Laboratorio posee los equipos y la experiencia necesaria para llevar a cabo los ensayos correspondientes de una manera adecuada.

En apartados posteriores se detalla la formulación empleada y el algoritmo de extracción implementado.

4. Resonant cavity method o método de la cavidad resonante: Es un método muy preciso para la extracción de ϵ_r a partir de la medida de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad, Q, de una cavidad resonante, ya que ambos parámetros se ven afectados por la insercción de una muestra del material bajo prueba dentro de la citada cavidad. Es el método ideal para materiales de bajas pérdidas y requiere muestras de ensayo pequeñas. El principal inconveniente radica en el hecho de que la permitividad sólo se calcula para un número muy limitado de frecuencias, esto es, a la frecuencia de resonancia de la cavidad y unos pocos múltiplos de esta. No obstante, el margen de frecuencias es muy amplio, desde 1 GHz hasta mas allá de los 60 GHz en función de la cavidad utilizada. En este caso se usa un VNA conectado a la citada cavidad, la cual puede adoptar distintas configuraciones dependiendo del método específico empleado. Por ejemplo, se tiene el *split cylinder method* [188], el *split post dielectric resonator* [189] o el *cavity perturbation method* [190].
5. Parallel plate capacitor method o método de la capacidad en placas paralelas: Es un método preciso para la extracción de ϵ_r a partir de la medida de la capacitancia de la estructura formada por dos electrodos entre los que se coloca una lámina delgada del material, sólido o líquido, bajo prueba [191]. Para ello se usa un analizador de impedancias o un medidor de LCR. Este método es adecuado para baja frecuencia, esto es, desde 0 Hz hasta 1 GHz.
6. Inductance measurement method o método de la medida de inductancia [192]: Es un método preciso y simple para la extracción de μ_r a partir de la autoinductancia

de un núcleo de material que tiene enrollado un hilo conductor sobre el que se mide la inductancia del conjunto mediante un analizador de impedancias. Requiere la fabricación de una estructura toroidal del material bajo prueba y se utiliza para baja frecuencia, entre 1 *Kilohercios* (KHz) y 1 GHz.

5.2.2. Medida de absorción

Con el auge en el uso de los campos electromagnéticos y, en especial, del desarrollo del radar, se hizo necesario el diseño y construcción de materiales capaces de absorber parte de la energía que posee un campo electromagnético incidente. A estos materiales se les denomina materiales absorbentes o RAM. Las primeras investigaciones en este tipo de materiales comenzaron durante la segunda guerra mundial y fueron desarrolladas por los alemanes en respuesta al éxito aliado en el despliegue de los primeros equipos radar [193]. Los alemanes desarrollaron una pintura basada en ferritas que puede considerarse como el primer material RAM concebido artificialmente. A partir de ahí se produjo un rápido desarrollo basado en la búsqueda de soluciones para el diseño y construcción de aeronaves *stealth*. Se trataba de minimizar la distancia de detección de las plataformas aéreas por parte del radar enemigo, y en estos diseños los materiales RAM jugaron un importante papel, junto con el denominado *shaping*, para la disminución de la RCS de las plataformas aéreas.

En la actualidad, el uso de RAM se ha extendido a campos de la ciencia y la tecnología tan diversos como pueden ser el aeroespacial, para la protección frente a campos electromagnéticos procedentes de fenómenos naturales como rayos u otras interferencias intencionadas [194] [195], protección frente a campos radiados de alta intensidad [196], apantallamiento para aceleradores de partículas [197], apantallamiento a nivel de equipos y componentes [198], cámaras anecoicas [199], disminución de la exposición a campos electromagnéticos en humanos [200], etc.

Así, en el ámbito de las microondas y el radar en el que se sitúa la presente tesis, se tienen también multitud de aplicaciones. Algunos ejemplos concretos pueden ser:

- Como se ha adelantado, para reducción de firma radar, o RCS, de aviones y plataformas militares denominadas *stealth*.
- Para reducir, en general, reflexiones indeseadas procedentes de objetos y dispositivos. Por ejemplo, para mejorar el rendimiento de sistemas radar colocados en plataformas móviles o edificios que dificultan su operación.

- Para la mejora del diagrama de radiación de antenas.
- Para el diseño de dispositivos de microondas, en el sentido de mejorar sus prestaciones o de permitir que cumplan criterios de EMC, por ejemplo.
- Para mejoras en el apantallamiento de cámaras y recintos cerrados mediante juntas de material absorbente.
- Para recubrir instalaciones de medida y convertirlas en cámaras anecoicas, de manera que se puedan realizar ensayos en condiciones de espacio libre en entornos cubiertos controlados.
- Para conseguir cargas *dummy*, tanto terminación equivalente a espacio libre o terminación de guías de onda o líneas de transmisión coaxiales.

Con esta cantidad de aplicaciones no es de extrañar que existan multitud de RAM desarrollados o en desarrollo, cada uno con materiales constituyentes y diseños específicos [201] que los dotan de características determinadas para que puedan adaptarse a la aplicación concreta. En cuanto a los materiales constituyentes se tiene, a modo de ejemplo:

- Carbono: En absorbentes piramidales para cámara anecoica, compuestos de carbono disperso en *foam*, por ejemplo.
- Metales y partículas de metal dispersas en materiales dieléctricos.
- Polímeros conductores incluidos en materiales que lo dotan de una forma determinada. En este grupo destacan los compuestos de polipirrol, como por ejemplo compuestos poliméricos con polipirrol, tejidos y fibras con polipirrol, etc. Otros polímeros destacados son las polianilinas y las fibras de polianilina.
- Tubos y filamentos.
- Nanotubos y nanomateriales conductores o semiconductores.
- Materiales quirales.
- Arcillas conductoras.

Dentro de ellos, los mecanismos de absorción pueden ser diversos y dependerán del tipo de material, esto es de sus características electromagnéticas y composición, y de la configuración geométrica principalmente. Así, se pueden clasificar en [201]:

1. Materiales magnéticos o con constantes dieléctricas iguales: Se basan en el uso de materiales cuya permeabilidad magnética compleja y permitividad eléctrica compleja son esencialmente iguales. Así, la reflexión para incidencia normal desde el aire a este otro medio debería ser muy próxima a cero. El ancho del material debe ser suficiente para disipar la mayor parte de la energía contenida en el campo electromagnético. Dentro de este tipo de materiales se encontró que las ferritas tenían un buen comportamiento en este sentido. Sin embargo, sus constantes electromagnéticas varían muy rápido con la frecuencia. Así, son apropiados únicamente para absorción en bajas frecuencias, normalmente desde 30 MHz hasta 1 GHz.
2. Materiales resonantes: también llamados sintonizados o absorbentes en $\lambda/4$. Incluyen los materiales tipo *Dallenbach layers*, *Salisbury screen* y *Jaumann layers*. Presentan un ancho de banda limitado ya que se basan en producir una reflexión interferente en la superficie del material con respecto a la reflexión principal proveniente de la superficie metálica, situada a $\lambda/4$ de la primera.
 - *Dallenbach layers*: Están formados por una capa homogénea absorbente colocada sobre la superficie conductora, de modo que su grosor, permitividad y permeabilidad se ajusta para minimizar la reflectividad del conjunto para una longitud de onda concreta. Así, la reflectividad del primer y segundo interfaz se anulan mutuamente en la superficie del conjunto.
 - *Salisbury screen*: Es también un absorbente resonante pero se basa en el uso de una lámina de material resistivo situada por delante del material metálico a proteger, a una distancia tal que es un número impar de $\lambda/4$. De nuevo su ancho de banda es limitado.
 - *Jaumann layers*: Derivan de la anterior y buscan aumentar el ancho de banda de absorción. En general, los materiales *Jaumann* multicapa consisten en colocar capas de material dieléctrico de bajas pérdidas separando láminas de material de baja conductividad, de modo que las láminas presentan una conductividad más elevada a medida que se sitúan más cerca del metal. Por

tanto, se trata de pantallas de Salisbury colocadas una sobre otra antes del metal y optimizadas para ampliar el margen de uso en frecuencia.

3. *Impedance matching absorbers*: También llamados *graded absorbers*, se caracterizan por cambiar gradualmente su impedancia desde el espacio libre hasta el metal que protegen a la vez que van absorbiendo de manera progresiva la energía del campo electromagnético incidente, minimizando el cambio de impedancia y, por tanto, la energía reflejada. Presentan un gran ancho de banda de uso pero necesitan, en general, grosores elevados. Existen tres tipos principales de realizaciones:

- *Material layer taper*, en los que el material está constituido por sucesivas capas de materiales distintos, que van desde capas con bajas pérdidas en la superficie hasta capas con altas pérdidas cerca del metal.
- *Material property taper*, en el que el material es único pero presenta un gradiente de pérdidas, desde bajas pérdidas en la cara anterior hasta altas pérdidas en la posterior.
- *Physical taper*, en los que se modela geoméricamente el material para producir el cambio de impedancia. Un ejemplo muy extendido de este tipo son los materiales piramidales utilizados en las cámaras anecoicas.

4. *Otros*: existen materiales absorbentes basados en los tipos anteriores que modifican ligeramente alguna característica para aportar propiedades novedosas. Entre ellos, podemos encontrar:

- *Circuit analog materials*, que son RAM basados en configuraciones resonantes (*Salisbury* y *Jaunman*) que utilizan capas de materiales no sólo resistivos sino también capacitivos e inductivos, de modo que hacen uso de distintos mecanismos para producir las pérdidas, mejorando el ancho de banda y los niveles de atenuación. Y todo ello en estructuras más delgadas. En este grupo se pueden encontrar los materiales magnéticos artificiales (o *artificial magnetic materials*) o las superficies selectivas en frecuencia (o FSS). Debido a sus especificidades de uso (no suelen estar ubicados sobre una capa metálica, por ejemplo), presentan también especificidades en su medida. Por eso, se ha reservado un apartado diferente de este capítulo para describir la metodología de medida de este tipo especial de RAM (apartado 5.2.3).

- RAM adaptativos, que son aquellos capaces de modificar sus características de absorción dinámicamente y de forma controlada, variando, por ejemplo, su resistencia superficial. También se pueden encontrar casos de materiales tipo *circuit analog* en los que es posible modificar la capacidad y la resistencia de las diferentes capas para adaptarla a la radiación incidente en cada caso. Y todo ello de diversas formas, como por ejemplo mediante dispositivos mecánicos que modifiquen la separación entre capas, o dispositivos electro-mecánicos que modifiquen los patrones formados por las zonas conductoras de una capa determinada, y, por tanto, su capacidad y resistencia superficial.

Ante tal variedad de materiales, y teniendo en cuenta la importancia de caracterizar de manera precisa su comportamiento, se hace necesario desarrollar ensayos capaces de determinar cómo de eficaz es el material a la hora de absorber y en qué frecuencias es capaz de hacerlo. En este contexto nacen las medidas de absorción, que engloban los ensayos conducentes a determinar la cantidad de energía que un material determinado es capaz de sustraer del campo electromagnético que incide sobre él, de manera que disminuya la energía reflejada. Y todo esto en función de la frecuencia de trabajo.

En este sentido, se podría decir que es un subconjunto de los ensayos de caracterización electromagnética descritos en el apartado anterior, ya que si se conocen tanto la permitividad como la permeabilidad compleja de un material, es inmediato obtener el coeficiente de transmisión y reflexión del material y, por tanto, su absorción. Si embargo, debido por un lado a la importancia de los materiales RAM, y por otro, a la mayor simplicidad de estos ensayos frente a los de caracterización, se pueden considerar como ensayos independientes.

Los tipos de ensayo más relevantes dedicados a la medida de absorción se resumen brevemente a continuación. Para un estudio más en profundidad de estos métodos, el lector puede consultar [202].

- Sistemas de medida en espacio libre: Se caracterizan por utilizar antenas de transmisión y recepción e iluminación de la muestra de ensayo mediante campos electromagnéticos radiados en condiciones de espacio libre. Existen dos métodos básicos de medida que se describen brevemente a continuación.
 - *NRL arch o método del arco*: es el método más extendido en la industria para medida de reflectividad de materiales. Desarrollado originalmente en

el *Naval Research Laboratory* estadounidense (de ahí su nombre), el método del arco permite la medida rápida, repetitiva y no destructiva de materiales absorbentes en un amplio margen de frecuencias. En este caso concreto, la absorción se define como la reducción en la potencia reflejada idealmente por un conductor perfecto producida por la introducción del material absorbente. Esta potencia reflejada por un conductor perfecto es aproximada de manera adecuada por la potencia reflejada por una placa metálica plana de dimensiones conocidas. Como se puede ver en la figura 5.1, el sistema de medida se compone de una antena transmisora y otra receptora situadas en un arco y orientadas hacia una placa metálica. Las antenas pueden ser colocadas en cualquier punto del arco para permitir la medida de absorción del material bajo prueba en cualquier ángulo distinto a incidencia normal, con la única limitación práctica de ser capaces de separar la respuesta del material de la señal procedente del acoplo entre antenas.

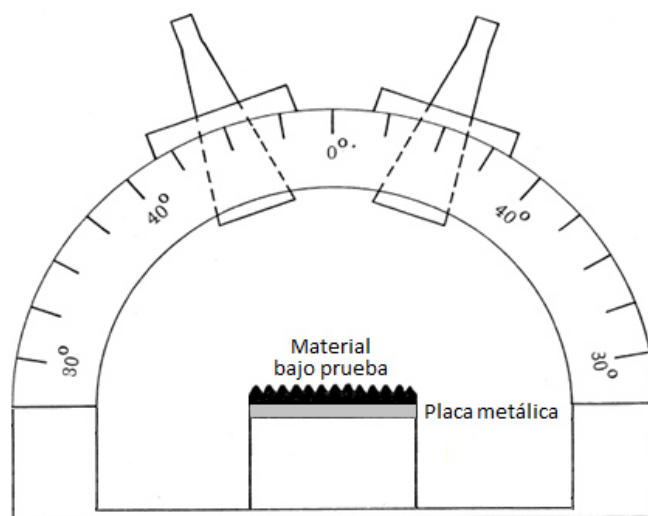


Figura 5.1: Sistema del arco para medida de absorción de materiales RAM

En general, se utiliza un VNA como equipo de medida para generar la señal transmitida y compararla con la recibida. Como se verá en el apartado 5.3.2, se utiliza como referencia la reflectividad de una placa plana metálica de dimensiones iguales a la muestra del material bajo prueba, estableciendo el nivel de absorción cero. El tamaño del material y la distancia de medida vienen definidos por el rango de frecuencias a las que se quiera medir, te-

niendo en cuenta que la condición de campo lejano (ecuación (A.6)) no tiene porqué cumplirse y, por tanto, la distancia antena-muestra de ensayo puede ser menor a la establecida por la citada condición. No obstante, el tamaño del material bajo prueba está relacionado con la frecuencia de medida de tal manera que, para frecuencias bajas (mayor longitud de onda), las dimensiones del material y la distancia antena-placa deben ser mayores. Lo contrario para frecuencias altas, pero estando como mínimo en zona de campo cercano radiante, nunca en zona reactiva. Se trata de buscar una solución de compromiso en el tamaño de muestra y la distancia de medida de tal manera que el sistema tenga un tamaño razonable a la vez que toda la radiación procedente de la antena incida sobre el material y se minimize el efecto de bordes.

- *Método de RCS*: también llamado método de onda plana, es probablemente el método más natural para medir la absorción de un material. Su validez se basa en el hecho de asumir que el ratio entre la respuesta del conjunto material+placa y placa en solitario es igual a la reflexión en espacio libre del material. El setup de medida es muy similar al utilizado para la obtención de la RCS de un blanco genérico, ya que se mide, por un lado, la RCS del material bajo prueba terminado en una placa metálica y, por otro, la RCS de la placa metálica en solitario. Posteriormente se comparan ambas medidas para obtener la absorción. Por tanto, debido a la propia definición de RCS, estas medidas deben realizarse en condiciones de campo lejano (ecuación (A.6)), de modo que la iluminación de ambos blancos se realiza mediante onda plana, lo que conlleva que el efecto de bordes será mayor que para el método del arco. En cualquier caso, salvo pequeñas diferencias, ambos métodos son muy similares, utilizándose el de RCS principalmente para sacar partido de las instalaciones de medida dedicadas a la obtención de este parámetro. Por tanto, normalmente van a ser medidas monoestáticas.
- Sistemas de medida cerrados: En este caso se utilizan medios conducidos para transmitir y recibir el campo electromagnético y situar el material bajo prueba. Se tienen los siguientes tipos:
 - *Medidas en guía de onda*: la medida de absorción puede realizarse en el interior de una guía de onda, de tal manera que el material bajo prueba se

mecaniza para situarlo dentro de la citada guía delante de un plano de masa, de modo que la absorción es calculada por comparación con la reflexión sin material. La guía más utilizada es la rectangular, por simplicidad de mecanizado y disponibilidad de este tipo de equipamiento. Normalmente la guía rectangular se va ensanchando progresivamente hasta convertirse en una sección cuadrada cuyas dimensiones permiten la medida del material (*flared waveguides*). La razón principal para ensanchar la guía es la de convertir el modo de propagación fundamental de la guía en una distribución de campo comparable a onda plana. El problema es que se pueden generar modos de propagación de orden superior, lo que introduciría errores en la medida. Otro de los principales problemas es que el material bajo prueba debe ser mecanizado de manera adecuada para ajustarse a las dimensiones de la guía y situarse dentro de ella de forma precisa.

- *Medidas en línea de transmisión coaxial*: Debido a los modos de propagación de orden superior que pueden generarse en las guías ensanchadas y al hecho de que el campo no simula completamente las condiciones de espacio libre, se utilizan sistemas de medida basados en líneas de transmisión coaxiales. No obstante, los sistemas de este tipo sólo pueden ser utilizados para materiales uniformes en la dirección transversal a la propagación. Además, no pueden ser utilizados para ensayos en producción ya que el material debe ser mecanizado para adaptarse a las dimensiones internas del coaxial, por lo que esta metodología presenta todos los inconvenientes asociados a este hecho, y por tanto son ensayos destructivos.

Todos los sistemas descritos anteriormente tienen sus ventajas e inconvenientes, aunque, en general, los métodos en espacio libre son más utilizados debido a que son ensayos no destructivos, de gran ancho de banda, rápidos y repetitivos. No obstante, para baja frecuencia (VHF o inferiores), los sistemas abiertos pueden presentar inconvenientes que limitan su utilidad, como por ejemplo, que las muestras deben tener un tamaño muy elevado para minimizar el efecto de bordes, con lo que es preferible realizar las medidas en sistemas cerrados.

En cualquier caso, para las aplicaciones y frecuencias típicamente utilizadas en el ámbito que nos ocupa en la tesis, los métodos de espacio libre son los más adecuados, de ahí que se haya llevado a la práctica en BIANCHA el método del arco.

5.2.3. Medidas de transmisión y reflexión

Finalmente, existe una serie de materiales y estructuras de las que se pretende conocer su comportamiento en presencia de un campo electromagnético más allá de conocer la atenuación que producen respecto a la reflexión en un metal, pero sin llegar a ser caracterizados completamente mediante su permitividad y permeabilidad complejas. De ellos se quiere medir el porcentaje de energía incidente que se refleja en su superficie y el que se transmite al otro lado del material. Por tanto, únicamente se necesita determinar su comportamiento en reflexión (sin estar acabados en metal) y su comportamiento en transmisión, y todo esto para el mayor rango de frecuencias posible.

Así, en este apartado se presentan las metodologías de medida del coeficiente de reflexión y del coeficiente de transmisión de materiales o estructuras.

A modo de ejemplo, el presente capítulo se centrará en la caracterización de superficies selectivas en frecuencia o FSS, por tener un uso muy extendido en la actualidad. Este tipo de estructuras constituye un ejemplo real que permite describir la metodología de medida desarrollada y presentar sus detalles de implementación en BIANCHA.

También en este caso, y siguiendo la filosofía general de la tesis, no se pretende ser exhaustivo en la descripción de los diferentes tipos de materiales y estructuras para los que se puede aplicar este tipo de medidas. Únicamente se pretende dar una visión de la versatilidad de la instalación, completando los tipos de medida implementados hasta el momento para incluir los relativos a los coeficientes de reflexión y transmisión.

Así se tiene que, por un lado, las metodologías de medida del coeficiente de reflexión están basadas en las usadas típicamente para medir absorción o RCS, ya que todas ellas persiguen determinar en cierta forma un parámetro del mismo fenómeno físico.

En cuanto a las correspondientes al coeficiente de transmisión en espacio libre, en general, suelen estar muy condicionadas por el tipo de material o estructura a medir y por las condiciones específicas de la instalación utilizada. Por tanto, es difícil clasificar los distintos métodos y, desde luego, difícilmente se puede hallar una metodología tan extendida como la del arco en el caso de absorción.

En cualquier caso, se pueden encontrar distintas metodologías en la bibliografía que se describen a continuación:

- *Medida sin utilizar una cámara anecoica* [203]: Este sistema se caracteriza por colocar dos antenas de medida a ambos lados de un muro metálico en el que se ha practicado una apertura con el mismo tamaño que la muestra de material

a medir. Éste se medirá situándolo en la apertura realizada. Esta metodología presenta el problema de que los resultados dependen en gran medida del entorno en el que se sitúa el plano metálico y las antenas. Por tanto, entornos en los que haya señales radiadas o en el que haya personas moviéndose cerca podrán modificar los resultados de medida, resultando en una baja repetitividad general de la metodología.

- *Plano metálico dentro de cámara anecoica* [204]: Es similar al sistema anterior, pero en este caso se utiliza una cámara anecoica para eliminar la influencia del entorno. No obstante, la pared conductora en la que se sitúa el material bajo prueba debe ser lo suficientemente grande para garantizar que la señal transmitida llegue a la antena receptora sólo a través del hueco practicado en ella. Sin embargo, es la solución más flexible y fácil de implementar de las que se mostrarán aquí ya que utiliza la cámara anecoica según esta diseñada para hacerlo. Por tanto, los recursos presentes se usarán aportando su mejor rendimiento (absorbentes, equipos de posicionamiento, equipos de transmisión-recepción, etc.). Como se verá posteriormente, existen técnicas de medida y procesado capaces de minimizar los problemas inherentes a este tipo de sistemas.
- *Cámara anecoica dividida en dos subcámaras por una pared metálica* [205]: Para evitar el problema del campo transmitido que llega a la antena receptora por un camino distinto al de la apertura en la pared metálica, se propone dividir la cámara anecoica en dos subcámaras mediante un muro metálico, asegurando de esta manera que toda la señal recibida provenga de la apertura practicada en el citado muro. El problema de esta solución radica en el hecho de que es difícil de implementar en una instalación multipropósito que va a ser usada para otro tipo de medidas.
- *Cámara anecoica con transmisión desde fuera a través de la puerta de acceso* [204]: En este caso, la antena receptora se sitúa dentro de la cámara para que las posibles reflexiones y el entorno electromagnético no alteren la medida. Sin embargo la antena transmisora se coloca fuera de la cámara, enfrentada a la puerta de la instalación, en la que se ha situado un panel metálico con una apertura en el centro para colocar el material o estructura bajo prueba. Este panel metálico está recubierto de material absorbente. El setup propuesto se debe instalar y

desinstalar cada vez que se realiza un ensayo, pero no presenta gran dificultad en el proceso y no requiere una modificación de los absorbentes de la cámara.

En BIANCHA se sigue el esquema del segundo de los sistemas descritos anteriormente, esto es, utilizaremos un plano metálico dentro de la cámara anecoica. No obstante, dicho plano sólo deberá ser del tamaño de la muestra bajo prueba y no tendrá que ser mecanizado para practicar una apertura en él. Por tanto, se tendrán todas las ventajas inherentes a esta metodología, pero además, y gracias por un lado a las capacidades de la instalación presentada en cuanto a directividad de sondas, precisión de apuntamiento, técnicas de postprocesado (*background subtraction* y *gating*), etc., y por otro a las modificaciones en la metodología de medida desarrolladas en el Laboratorio, se podrán minimizar los puntos negativos de la citada metodología hasta obtener unos valores comparables (e incluso mejores en la mayoría de los casos) a los recogidos en la bibliografía en cuanto a exactitud y fiabilidad.

5.3. Metodología de medida

Para todos los tipos de ensayo recogidos en este capítulo, la metodología de ensayo será igual a la aplicada a la obtención de la RCS de un objeto (monoestática o biestática). Esto es debido a que medir la RCS de un objeto no es más que medir su coeficiente de reflexión en unas condiciones concretas. Por tanto, la metodología empleada en estos casos será paso por paso la recogida en el apartado 4.2. Las únicas variaciones se encontrarán en el posicionamiento de las muestras de ensayo respecto al plano de referencia de la medida, en el patrón de referencia utilizado en cada caso (y su posicionamiento respecto al plano de referencia de la medida) y en el procesado final de datos para obtener el parámetro deseado en cada caso.

Mención especial merece la caracterización electromagnética, para la que se describirá de manera detallada la formulación teórica seguida, esto es la *Metal-Backed Free Space Methodology* (MBFS) y su implementación práctica adaptada a BIANCHA.

También es de reseñar que en este apartado se describirá no sólo la medida del coeficiente de reflexión sino también la del coeficiente de transmisión de materiales y estructuras no metálicas.

5.3.1. Metodología de caracterización

Como se ha adelantado en el apartado anterior al describir los distintos métodos de caracterización, la metodología seleccionada y empleada para BIANCHA ha sido la de espacio libre, en su realización MBFS o de espacio libre terminada en placa metálica.

En concreto, el procedimiento utilizado se basa en los desarrollos de Ghodgaonkar et al. en [206] y ha sido utilizado en una gran variedad de trabajos ampliamente recogidos en la literatura, por ejemplo, en [207] o en [208].

Este procedimiento ha sido adaptado a BIANCHA y se basa en la medida del coeficiente de reflexión del conjunto formado por una placa plana del material bajo prueba a la que se ha unido por detrás una placa metálica que actúa como una discontinuidad material-conductor perfecto.

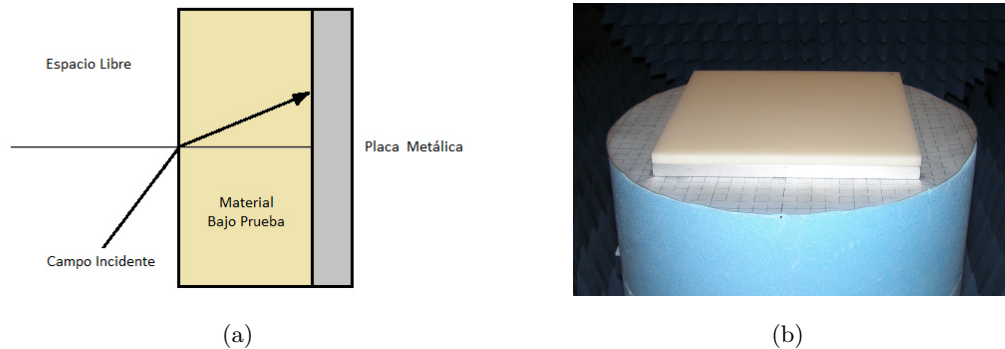


Figura 5.2: Geometría de caracterización de materiales para MBFS: (a) Esquema teórico (b) Ejemplo de material a caracterizar con placa metálica adosada

Así, y de una manera resumida, aplicando la teoría de las líneas de transmisión a las tres discontinuidades que encuentra la onda electromagnética cuando incide sobre el conjunto de material y placa metálica, se puede relacionar el coeficiente de reflexión del conjunto con la ϵ_r y μ_r del material bajo prueba de la siguiente manera:

A partir de la estructura compuesta por tres medios con diferentes impedancias intrínsecas Z_1 , Z_2 y Z_3 (figura 5.3), teniendo el medio 2 un espesor d , esto es, el grosor del material bajo prueba, y suponiendo incidencia normal, el coeficiente de reflexión equivalente se puede expresar en función de los coeficientes de reflexión de cada capa

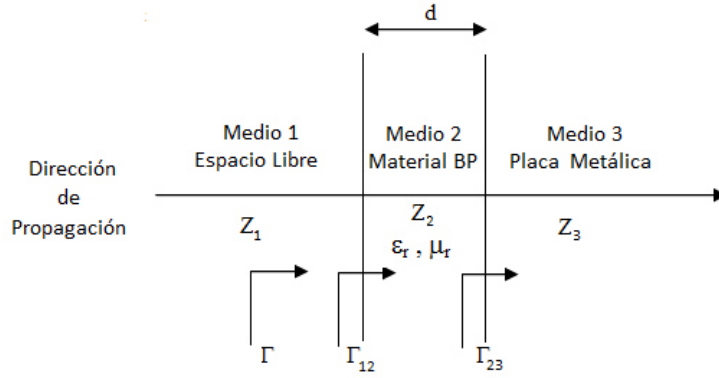


Figura 5.3: Medio multicapa para caracterización electromagnética en reflexión

según la ecuación (5.3).

$$\Gamma = \frac{\Gamma_{12} + \Gamma_{23}e^{-2\gamma d}}{1 + \Gamma_{12}\Gamma_{23}e^{-2\gamma d}} \quad (5.3)$$

donde $\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}$ es la constante de propagación y Γ_{12} es el coeficiente de reflexión entre la capa 1 y la capa 2 calculado según la ecuación (5.4).

$$\Gamma_{12} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (5.4)$$

Como el material 3 es conductor perfecto, entonces el coeficiente de reflexión entre las capas 2 y 3 es $\Gamma_{23} = -1$, de modo que el coeficiente de reflexión equivalente se puede expresar según (5.5).

$$\Gamma = \frac{\Gamma_{12} - e^{-2\gamma d}}{1 - \Gamma_{12}e^{-2\gamma d}} \quad (5.5)$$

Sustituyendo (5.4) en (5.5) y simplificando se obtiene (5.6).

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_2}{Z_1} \tanh(\gamma d) - 1}{\frac{Z_2}{Z_1} \tanh(\gamma d) + 1} \quad (5.6)$$

La expresión (5.6) es válida para cualquier tipo de material. No obstante, para el caso de materiales con bajas pérdidas (o sin pérdidas), la expresión se puede simplificar hasta obtener (5.7).

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_2}{Z_1} \tan(\beta d) - 1}{\frac{Z_2}{Z_1} \tan(\beta d) + 1} \quad (5.7)$$

Si la incidencia sobre la estructura multicapa es oblicua (figura 5.4), aparecen dos tipos de coeficientes de reflexión dependiendo de la polarización del campo incidente sobre el plano de incidencia: polarización perpendicular ó TE y polarización paralela ó TM.

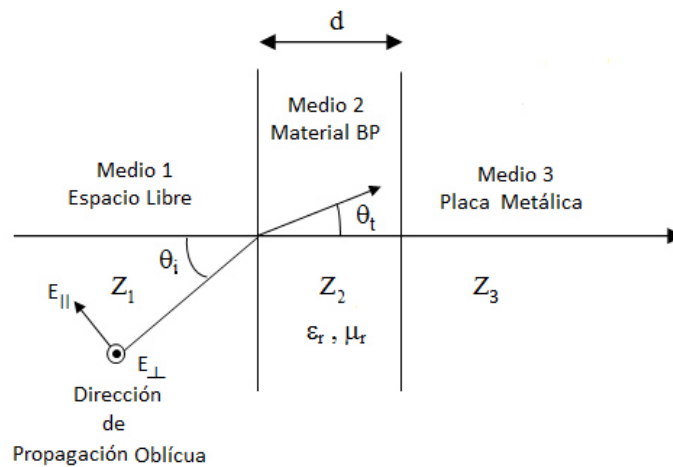


Figura 5.4: Medio multicapa para caracterización electromagnética con incidencia oblicua

De modo que, si el campo incidente presenta polarización perpendicular, la expresión de las impedancias intrínsecas de los medios así como la constantes de propagación incluyen el ángulo de propagación en cada medio según la figura 5.4 y las ecuaciones (5.8), (5.9) y (5.10).

$$Z_{1\perp} = \frac{Z_1}{\cos(\theta_i)} \quad (5.8)$$

$$Z_{2\perp} = \frac{Z_2}{\cos(\theta_t)} \quad (5.9)$$

$$\gamma_{\perp} = \gamma \cos(\theta_t) \quad (5.10)$$

Si la polarización es paralela, las expresiones de las impedancias intrínsecas y la constante de propagación quedarían según (5.11), (5.12) y (5.13).

$$Z_{1\parallel} = Z_1 \cos(\theta_i) \quad (5.11)$$

$$Z_{2\parallel} = Z_2 \cos(\theta_t) \quad (5.12)$$

$$\gamma_{\parallel} = \gamma \cos(\theta_t) \quad (5.13)$$

De modo que, sustituyendo en (5.6) las expresiones desde la (5.8) a la (5.13), y teniendo en cuenta que $\frac{Z_2}{Z_1} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$ y $\gamma = jk_0 \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$, se puede relacionar el coeficiente de reflexión para incidencia oblicua de un material bajo prueba arbitrario, esto es, con ϵ_r y μ_r distintas de 1, según las ecuaciones (5.14) y (5.15).

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cos(\theta_i) \tanh(jk_0 d \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \cos(\theta_t)) - \cos(\theta_t)}{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cos(\theta_i) \tanh(jk_0 d \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \cos(\theta_t)) + \cos(\theta_t)} \quad (5.14)$$

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cos(\theta_t) \tanh(jk_0 d \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \cos(\theta_t)) - \cos(\theta_i)}{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cos(\theta_t) \tanh(jk_0 d \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \cos(\theta_t)) + \cos(\theta_i)} \quad (5.15)$$

donde Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} son los coeficientes de reflexión perpendicular y paralelo del campo sobre la discontinuidad entre espacio libre y material bajo prueba, d es el grosor de la muestra de material bajo prueba, $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el número de onda, θ_i es el ángulo de incidencia, θ_t es el ángulo transmitido (fig. 5.4) y ϵ_r y μ_r son la permitividad relativa compleja y la permeabilidad relativa compleja respectivamente.

Como consideración final, a efectos prácticos, θ_i vendrá definido por la configuración de medida, y θ_t se obtendrá en función del primero partiendo de la ley de refracción de Snell (ecuación (5.16)) según la ecuación (5.17).

$$\gamma_1 \sin(\theta_i) = \gamma_2 \sin(\theta_t) \quad (5.16)$$

$$\cos(\theta_t) = \sqrt{1 - \frac{\gamma_1 \sin(\theta_i)}{\gamma_2}} \quad (5.17)$$

No obstante, a efectos de los resultados contenidos en la presente tesis, para simplificar las medidas y los cálculos, y como no resta validez a las conclusiones, se ha utilizado una configuración con incidencia normal sobre la muestra de ensayo y se han medido únicamente materiales dieléctricos ($\mu_r = 1$), que son los más comúnmente usados en las plataformas aeronáuticas de nueva generación.

Teniendo en cuenta ambas condiciones, las ecuaciones (5.14) y (5.15) son idénticas y se pueden simplificar hasta obtener la expresión (5.18).

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \tanh(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sqrt{\epsilon_r}) - 1}{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \tanh(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sqrt{\epsilon_r}) + 1} \quad (5.18)$$

Llegados a este punto, encontrar una solución de ϵ_r a partir del coeficiente de reflexión medido en la cámara anecoica no es un asunto trivial. Las soluciones desarrolladas se basan en métodos de *root-finding* o algoritmos de optimización para encontrar los ceros de la función de *fitness* descrita en la ecuación (5.19). Así, el problema consistirá en encontrar el valor óptimo de ϵ_r que minimiza la diferencia entre el valor del coeficiente de reflexión medido (Γ_{med}) y el estimado teóricamente ($\Gamma_{est}(\epsilon_r)$) para un margen de valores de búsqueda determinado a priori.

$$f(\epsilon_r) = |\Gamma_{est}(\epsilon_r) - \Gamma_{med}| \quad (5.19)$$

Numerosos algoritmos han sido utilizados en la bibliografía a lo largo de los años para extraer ϵ_r en este tipo de problemas. Entre ellos, el método de *Newton-Raphson* y el algoritmo de *Müller* con deflación son los más populares [206] [207]. No obstante, presentan la desventaja de que, para converger adecuadamente, necesitan una buena estimación a priori del valor buscado, esto es, un valor inicial próximo al valor solución.

En este caso, al tratarse de materiales novedosos de composición compleja, la estimación a priori de ϵ_r resulta bastante difícil. Por tanto, realizar la búsqueda con este tipo de algoritmos resultaría una laboriosa tarea. Es por eso por lo que se han buscado métodos alternativos de optimización. A lo largo de los años, el laboratorio ha venido

probando diversos métodos [127], algoritmos genéticos y redes neuronales, por ejemplo. No obstante, debido a su habilidad para buscar en espacios de solución amplios, su baja carga computacional y su rápida convergencia, se ha seleccionado el algoritmo del enjambre de partículas o *Particle Swarm Optimization algorithm* (PSO) como método de búsqueda.

El PSO fue desarrollado por Kennedy y Eberhart [209] y aplicado por primera vez al ámbito del electromagnetismo por Robinson y Rahmat-Samii [210]. Se basa en el movimiento y la inteligencia de un enjambre de partículas, por ejemplo, una colmena de abejas. Así, se tienen M partículas formando un enjambre situadas aleatoriamente en un espacio N -dimensional y dotadas, además, de una velocidad inicial, también aleatoria, para cada dimensión. En cada iteración del algoritmo, cada partícula se mueve en el espacio de solución con las siguientes premisas: recuerda la localización de su mejor solución (p_{best}) y la localización de la mejor solución global del conjunto de partículas que forman el enjambre (g_{best}), ambas en el citado espacio N -dimensional.

A partir de estas definiciones, el algoritmo se desarrolla de la siguiente manera:

Paso 0 Se definen:

- La función de *fitness*, en nuestro caso la ecuación (5.19).
- El espacio de solución N -dimensional, fijando para ello el valor máximo y mínimo de cada dimensión y la condición de frontera (paredes absorbentes, paredes reflectantes o paredes invisibles) [210].
- Los parámetros del algoritmo, esto es, la población M , la inercia de las partículas w , la memoria individual c_1 y colectiva c_2 de las partículas y el incremento temporal Δt en cada iteración.

Paso 1 Se inicializa el array de M partículas con posiciones y velocidades aleatorias en el espacio N -dimensional.

Paso 2 Para cada una de las partículas de la colmena, se evalúa la función de *fitness* y se actualiza su mejor solución tanto local como global en el espacio N -dimensional. Esto es, p_{best}^n y g_{best}^n respectivamente, para $n = 1, \dots, N$.

Paso 3 Se actualiza la velocidad de cada partícula para cada una de las dimensiones ($n = 1, \dots, N$) de acuerdo con las posiciones relativas de p_{best}^n y g_{best}^n según la

ecuación 5.20.

$$v_{k+1}^n = w \cdot v_k^n + c_1 \cdot r_1(p_{best,k}^n - x_k^n) + c_2 \cdot r_2(g_{best,k}^n - x_k^n) \quad (5.20)$$

donde el subíndice k define el número de iteración, v_k^n la velocidad de la partícula asociada a la dimensión n y la iteración k , x_k^n la posición de la partícula en la dimensión n para la iteración k , c_1 y c_2 son factores de escala, donde c_1 , o memoria individual, define la influencia relativa de la mejor posición local sobre la velocidad de la partícula y c_2 , o memoria colectiva, la influencia de la mejor posición global de la colmena sobre la citada velocidad; r_1 y r_2 son números aleatorios entre 0 y 1, y w es el *peso inercial* o *inercia* ($0 < w < 1$) y define hasta qué punto cada partícula continua con su trayectoria original olvidándose de la influencia de p_{best} y g_{best} .

Paso 4 Se actualiza la posición de cada partícula, x_k^n , en el espacio N -dimensional de acuerdo con la ecuación (5.21) en función de su velocidad

$$x_{k+1}^n = x_k^n + v_{k+1}^n \cdot \Delta t \quad (5.21)$$

donde $n = 1, \dots, N$

Paso 5 Se repite el proceso desde el paso 2 hasta que se cumple el criterio de finalización del algoritmo, que típicamente se produce cuando se llega a un número máximo de iteraciones o cuando se consigue un valor mínimo de la función de fitness.

El PSO ha sido implementado en MATLAB[®]. Si no se especifican los parámetros del algoritmo en los sucesivos resultados presentados, los valores genéricos que adoptan para la obtención de una ϵ_r óptima son los definidos en la tabla 5.1.

En este punto cabe destacar que, aunque hay que definir ciertos parámetros previos a la ejecución del PSO, no son tan restrictivos como los necesarios para los algoritmos de *Newton* o *Müller*. De hecho, si estos últimos algoritmos convergen, lo hacen siempre a la solución obtenida por PSO. Por tanto, y aunque el tiempo de cálculo es mayor para PSO, la probabilidad de una estimación apropiada es mayor para este algoritmo por no necesitar una estimación inicial de ϵ_r tan cercana al valor buscado.

A partir de aquí, y una vez definidos los conceptos previos necesarios de la metodología MBFS, se trata de definir los aspectos prácticos de la medida del coeficiente de

Número de partículas M	30
Número de dimensiones N	2 dimensiones $\rightarrow (\epsilon'_r, \epsilon''_r)$
Rango de búsqueda ϵ'_r	1 a 35
Rango de búsqueda ϵ''_r	1 a 5
Función de <i>fitness</i>	$f(\epsilon_r) = \Gamma_{est}(\epsilon_r) - \Gamma_{med} $
Número de iteraciones max.	200
Inercia de las partículas w	Lineal decreciente desde 0.9 a 0.1
Memoria individual c_1	2
Memoria colectiva c_2	2
Velocidad máxima (V_{max}^n)	Margen dinámico de la dimensión correspondiente
Incremento temporal Δt	1
Condición de frontera	<i>Paredes invisibles</i>

Tabla 5.1: *Parámetros de PSO genéricos*

reflexión del conjunto formado por el material bajo prueba unido a la placa metálica en BIANCHA.

Como se ha adelantado en el presente capítulo, el procedimiento seguido será paso a paso el descrito en el apartado 4.2 para la medida de RCS. Las únicas variaciones se encontrarán en la definición del blanco a medir y su posicionamiento, en el patrón de referencia y su posicionamiento, y en el procesado de datos y posterior extracción de resultados. Todas ellas se detallan a continuación. Para el resto, basta con consultar el citado apartado 4.2.

1. *Blanco bajo prueba y posicionamiento:*

En caracterización, el objeto bajo prueba sobre el que se calcula el coeficiente de reflexión es siempre el formado por una muestra del material a caracterizar, en nuestro caso de dimensiones 20x20 cm y grosor conocido, d , unida a una placa de igual tamaño y grosor de 1 cm. La posición debe ser tal que la onda incidente llegue a la muestra con el ángulo especificado en la definición del ensayo (fig. 5.5).

2. *Patrón de referencia y posicionamiento:*

Será siempre la placa plana metálica utilizada en la medida del material, esto es, una plancha de aluminio, en nuestro caso de dimensiones 20x20 cm y 1 cm de grosor. La posición debe ser tal que el plano de referencia y la placa estén situados

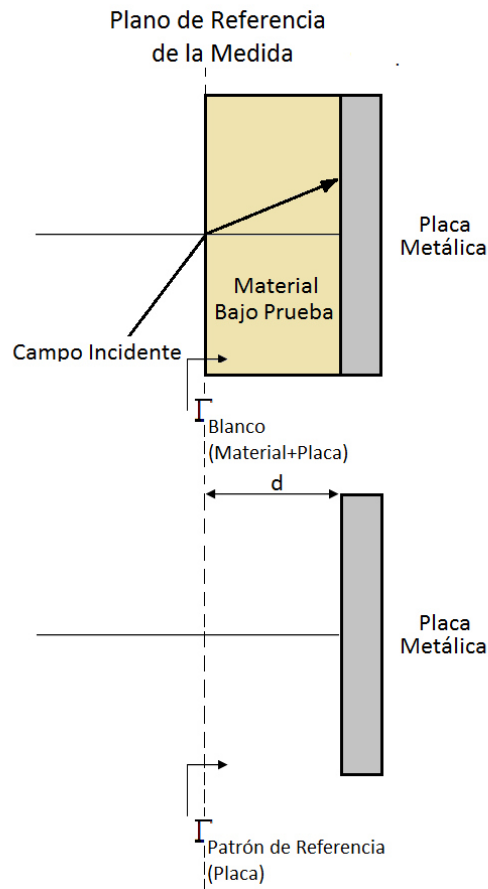


Figura 5.5: Configuración de medida en BIANCHA para caracterización MBFS

según la figura 5.5.

3. Procesado de datos y extracción de resultados:

Como paso final para la obtención de los datos definitivos, se debe posprocesar la medida capturada por el software de control de la instalación para extraer la información del coeficiente de reflexión y aplicar posteriormente el algoritmo de búsqueda, en este caso el PSO. En este sentido, el citado software de control guarda las trazas en ficheros de texto que contienen los parámetros S medidos por el VNA en valores *complejos*, manteniendo la información de módulo y fase. Así, para determinar la Γ del conjunto material+placa habrá que eliminar el background asociado, si se hubiera medido, ya que es muy habitual no hacerlo para este tipo de medidas, y aplicar la medida del patrón de referencia, usando

siempre *numeros complejos*:

- a) Se aplica *background subtraction*, si procede, sobre los parámetros S capturados (blanco y patrón):

$$S_{mat+placa} = S_{mat+placa_{medido}} - S_{BK} \quad (5.22)$$

$$S_{placa} = S_{placa_{medido}} - S_{BK} \quad (5.23)$$

- b) Se calcula Γ del conjunto:

$$\Gamma_{mat+placa} = \frac{S_{mat+placa}}{S_{placa}} \cdot (-1) \cdot e^{-2jk_0d} \quad (5.24)$$

donde $\Gamma_{placa_{teorico}} = -1$ y e^{-2jk_0d} es el término de corrección por medir la placa metálica a una distancia d del plano de referencia sobre el que se calcula Γ , siendo $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$, con λ la longitud de onda del campo incidente.

Al igual que para RCS, este procesado se realiza a posteriori mediante *ProMeCa* y de manera independiente a la captura de datos. A partir de aquí se aplica el PSO mediante el programa específico que lo implementa.

5.3.2. Metodología para medida de absorción

Como ya se ha dicho anteriormente al describir los distintos métodos de medida de absorción, la metodología seleccionada y empleada para BIANCHA ha sido la de espacio libre, en concreto el método del arco, o *NRL arch*. Así, el procedimiento ha sido adaptado a las especificidades de BIANCHA y se basa en la medida del coeficiente de reflexión del conjunto formado por una placa plana del material RAM bajo estudio a la que se ha unido por detrás una placa metálica que actúa como una discontinuidad material-conductor perfecto.

A partir de aquí se tratan de describir los aspectos prácticos de la medida en BIANCHA. Así, al igual que ocurría para caracterización, el procedimiento seguido será paso a paso el descrito en el apartado 4.2 para la medida de RCS. Las únicas variaciones se encontrarán en la definición del blanco a medir y su posicionamiento, en el patrón de referencia y su posicionamiento, y en el procesado de datos y posterior extracción de resultados. Todas ellas se detallan a continuación. Para el resto, se remite al lector a consultar el citado apartado 4.2.

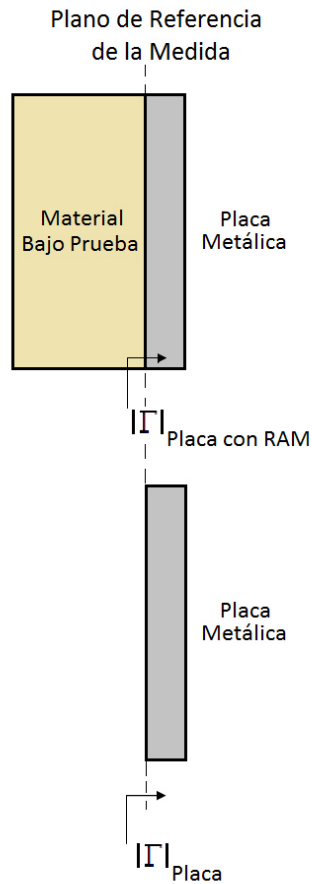


Figura 5.6: Configuración de medida en BIANCHA para ensayo de absorción

1. *Blanco bajo prueba y posicionamiento:*

En absorción, de manera idéntica a caracterización, el objeto bajo prueba sobre el que se calcula el coeficiente de reflexión es siempre el formado por una muestra del material RAM, en nuestro caso de dimensiones 20x20 cm, unida a una placa metálica de igual tamaño y grosor de 1 cm. La posición debe ser tal que la onda incidente llegue a la muestra con el ángulo especificado en la definición del ensayo, utilizando como referencia de la medida el plano definido en la figura 5.6.

2. *Patrón de referencia y posicionamiento:*

Al igual que en caracterización, será siempre la placa plana metálica utilizada en la medida del material, esto es, una plancha de aluminio, en nuestro caso de dimensiones 20x20 cm y 1 cm de grosor. La posición debe ser tal que el plano de

referencia y la placa estén situados según la figura 5.6.

3. *Procesado de datos y extracción de resultados:*

Como paso final para la obtención de los resultados de absorción se debe pos-procesar la medida capturada por el software de control de la instalación para extraer la información de amplitud del coeficiente de reflexión. En este sentido, el citado software de control guarda las trazas en ficheros de texto que contienen los parámetros S medidos por el VNA en valores *complejos*, manteniendo la información de módulo y fase. Primero se eliminará el background asociado, si se hubiera medido, ya que dependiendo de la configuración de medida puede ser que no interese implementarlo para este tipo de ensayos. Posteriormente se debe aplicar la medida del patrón de referencia de la siguiente manera:

- a) Se aplica *background subtraction*, si procede, sobre los parámetros S capturados (blanco y patrón):

$$S_{RAM+placa} = S_{RAM+placa_{medido}} - S_{BK} \quad (5.25)$$

$$S_{placa} = S_{placa_{medido}} - S_{BK} \quad (5.26)$$

- b) Se calcula la absorción del material como:

$$Absorcion_{RAM} = \frac{|S_{RAM+placa}|}{|S_{placa}|} \quad (5.27)$$

Al igual que para RCS, este procesado se realiza mediante *ProMeCa*, a posteriori y de manera independiente a la captura de datos.

5.3.3. Metodología para medidas de transmisión y reflexión

A la hora de realizar este tipo de medidas sobre una muestra de material o estructura determinada, de nuevo nos encontraremos con una metodología muy similar a la de RCS. Así, la medida del coeficiente de reflexión se asemeja a la medida de la RCS monoestática de un blanco, en este caso el material o estructura, mientras que la medida del coeficiente de transmisión sería similar a la medida de la RCS biestática del citado espécimen, con la especificidad de tener, salvo en casos poco comunes, la antena transmisora, la estructura y la antena receptora en el mismo plano, estando ambas antenas enfrentadas entre sí.

Por tanto, el presente apartado trata de describir los aspectos prácticos de la medida de ambos coeficientes en BIANCHA. Así, de manera similar a lo que ocurría para caracterización o absorción, el procedimiento seguido será paso a paso el descrito en el apartado 4.2 dedicado a RCS. Las únicas variaciones se encontrarán en la definición del blanco a medir y su posicionamiento, en el patrón de referencia y su posicionamiento, y en el procesado de datos y posterior extracción de resultados. En este caso, además, es obligado realizar la medida sin el material bajo prueba (sólo con los soportes de blanco) ya que los datos obtenidos serán usados como *background* para el coeficiente de reflexión y como referencia para el coeficiente de transmisión.

Estos aspectos diferenciales serán los que se detallen a continuación. El resto deben ser consultados en el apartado 4.2.

1. *Blanco bajo prueba y posicionamiento:*

En este caso, el objeto bajo prueba sobre el que se calcula el coeficiente de reflexión o transmisión es siempre el formado por una muestra del material o estructura sin añadir ningún otro elemento al conjunto (S_{Mat}). La posición debe ser tal que la onda incidente llegue a la muestra con el ángulo especificado en la definición del ensayo, utilizando como referencia de la medida el plano definido en la figura 5.7:

- Coeficiente de reflexión: Exactamente igual que para medida de RCS monoestática.
- Coeficiente de transmisión: Igual que para RCS biestática teniendo en cuenta que la antena transmisora, la estructura y la antena receptora estarán siempre en el mismo plano, y ambas antenas deben estar enfrentadas la una a la otra (salvo casos excepcionales).

2. *Patrón de referencia y posicionamiento:*

En este caso será distinto para cada coeficiente:

- Coeficiente de reflexión: Similar al utilizado para absorción, el patrón debe ser una placa plana metálica de dimensiones iguales a las del material o estructura bajo prueba (S_{Placa}). La posición debe respetar el plano de referencia según la figura 5.7.
- Coeficiente de transmisión: En este caso el patrón de referencia (o coeficiente

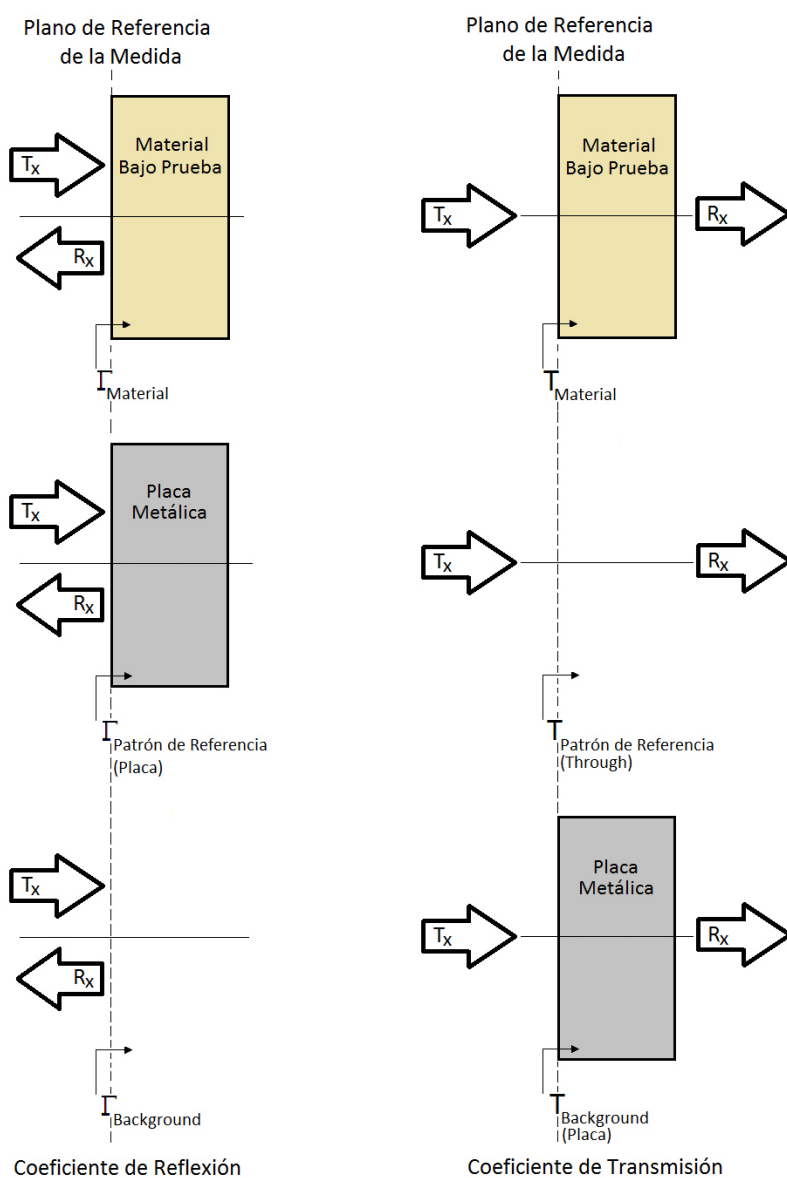


Figura 5.7: Configuración de medida en BIANCHA para ensayos de reflexión y transmisión

de transmisión igual a la unidad) es la medida de la señal directa colocando únicamente los soportes de blanco ($S_{Through}$).

3. *Background*: Como se ha adelantado, el concepto de *background* cambia en función de si se mide uno u otro coeficiente:

- Coeficiente de reflexión: Idéntico al utilizado para RCS o absorción. Se mide

la reflexión en la instalación cuando únicamente se tienen los soportes de blanco situados en el posicionador de blanco (S_{BK}).

- Coeficiente de transmisión: En este caso el '*background*' será la señal procedente de la antena transmisora que llega a la receptora cuando se sitúa una placa metálica de las mismas dimensiones que el material bajo prueba (S_{Placa}).

Por tanto, para el caso de transmisión la medida de la placa metálica y el *background* cambian su rol respecto al caso de reflexión, como quedará palpable en el postprocesado.

4. *Procesado de datos y extracción de resultados:*

Finalmente habrá que posprocesar las medidas capturadas por el software de control de la instalación para extraer los coeficientes de reflexión y transmisión del objeto bajo prueba. Como siempre, el citado software almacena las trazas en ficheros de texto con los parámetros S medidos por el VNA en valores *complejos*, manteniendo la información de módulo y fase.

- Coeficiente de reflexión:
 - a) Se aplica *background subtraction* sobre los parámetros S capturados (blanco y patrón):

$$S_{Mat} = S_{Mat_{medido}} - S_{BK} \quad (5.28)$$

$$S_{Placa} = S_{Placa_{medido}} - S_{BK} \quad (5.29)$$

- b) Se calcula el coeficiente de reflexión Γ del material como:

$$\Gamma_{Mat} = \frac{S_{Mat}}{S_{Placa}} \cdot (-1) \quad (5.30)$$

donde $\Gamma_{Placa_{teorico}} = -1$

- Coeficiente de transmisión:
 - a) Se aplica *background subtraction* sobre los parámetros S capturados (blanco y patrón):

$$S_{Mat} = S_{Mat_{medido}} - S_{Placa_{medido}} \quad (5.31)$$

$$S_{Through} = S_{Through_{medido}} - S_{Placa_{medido}} \quad (5.32)$$

b) Se calcula el coeficiente de transmisión T del material como:

$$T_{Mat} = \frac{S_{Mat}}{S_{Through}} \cdot (1) \quad (5.33)$$

donde $T_{Through_{teorico}} = 1$

Al igual que para los restantes ensayos, este procesado se realiza mediante *ProMeCa*, a posteriori y de manera independiente a la captura de datos.

5.4. Resultados

A continuación, y con el único objetivo de mostrar las capacidades de BIANCHA, se presentan varios ejemplos de resultados de medida para cada uno de los ensayos propuestos en este capítulo. Por tanto, no se pretende ser exhaustivo en la tipología y variedad de muestras de materiales, sino únicamente ilustrar los tipos de ensayos propuestos y la viabilidad de realizarlos con la instalación.

5.4.1. Resultados de caracterización

En este apartado se presentan distintos ejemplos de medida de materiales dieléctricos y los resultados correspondientes obtenidos mediante la metodología descrita en el apartado 5.3.1. Se comenzará por distintos materiales de constante dieléctrica conocida y se concluirá mostrando resultados sobre materiales aeronáuticos reales.

Material dieléctrico ECCOSTOCK[®] HiK500F K=4

En primer lugar se muestran los resultados de caracterización realizados sobre una muestra de material dieléctrico de permitividad conocida fabricado por la empresa *Emerson & Cumming*, el *Eccostock HIK 500F* [211]. Se trata de un material plástico sólido de bajas pérdidas, que puede aguantar altas temperaturas y puede ser fabricado para distintas ϵ'_r , en concreto tabuladas entre 3 y 30, con una precisión de $\pm 3\%$ para $\epsilon'_r < 16$ y $\pm 10\%$ para $\epsilon'_r \geq 16$. La tangente de pérdidas especificada para toda la gama es de $\tan\delta < 0,0005$ para frecuencias de hasta 10 GHz [211].

Estos materiales pueden ser utilizados para aplicaciones espaciales por su baja absorción de agua y su bajo *outgassing*. Además, pueden ser mecanizados utilizando cuchillas de diamante refrigeradas por agua. Aplicaciones típicas son, por ejemplo, para la reducción del peso total de una guía de onda mediante el incremento de su constante

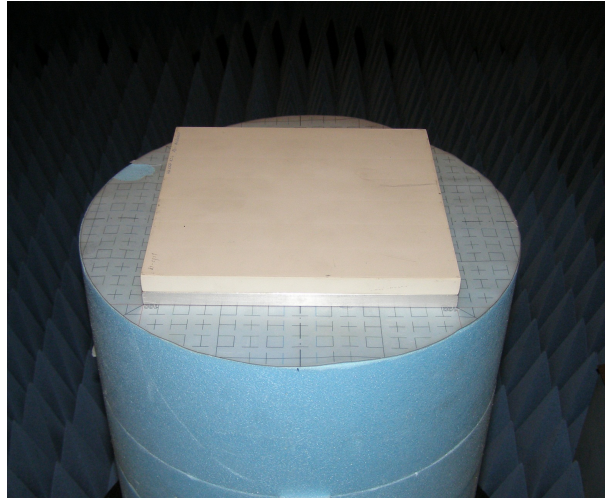


Figura 5.8: *ECCOSTOCK[®] HiK500F K=4*

Sondas Tx-Rx	SATIMO SP6000
Calibración	<i>Full-4-port</i>
Kit de calibración	ZV-Z52 automático
Punto de calibración	En los puertos del VNA
Frecuencia	9 a 11 GHz
Número de puntos	501 puntos
IFBW	100Hz
Integración coherente	No
<i>Software gating</i>	Sí; ventana de Bohman de 0,3 m
<i>Background subtraction blanco</i>	Si; punto único
<i>Background subtraction patrón</i>	Si; punto único
Potencia de salida	10 dBm
Incidencia	Normal sobre la muestra de material

Tabla 5.2: *Parámetros de medida para el material ECCOSTOCK[®] HiK500F K=4*

dieléctrica, en antenas de parche, para fabricación de piezas dieléctricas de soporte, etc.

En concreto se ha medido una probeta cuadrada de $20 \times 20 \text{ cm}$ y $1,27 \text{ cm}$ (1/2 pulgada) de grosor, del material denominado K=4, esto es, para constante dieléctrica $\epsilon'_r = 4$ (figura 5.8). La configuración de medida es la que aparece en la tabla 5.2.

Una vez medido el coeficiente de reflexión en BIANCHA y aplicado el PSO con los parámetros definidos en la tabla 5.1, para un rango de búsqueda limitado a $1 \leq \epsilon'_r \leq 8$ y $0 \leq \epsilon''_r \leq 8$, se obtienen unos resultados en consonancia con los valores nominales.

Como se puede ver en las figuras 5.9 y 5.10, los valores de ϵ'_r y ϵ''_r obtenidos mediante MBFS están dentro de las especificaciones del fabricante para las frecuencias estudiadas, y esto para una ventana de medida no muy restrictiva, en concreto de 0,3 m.

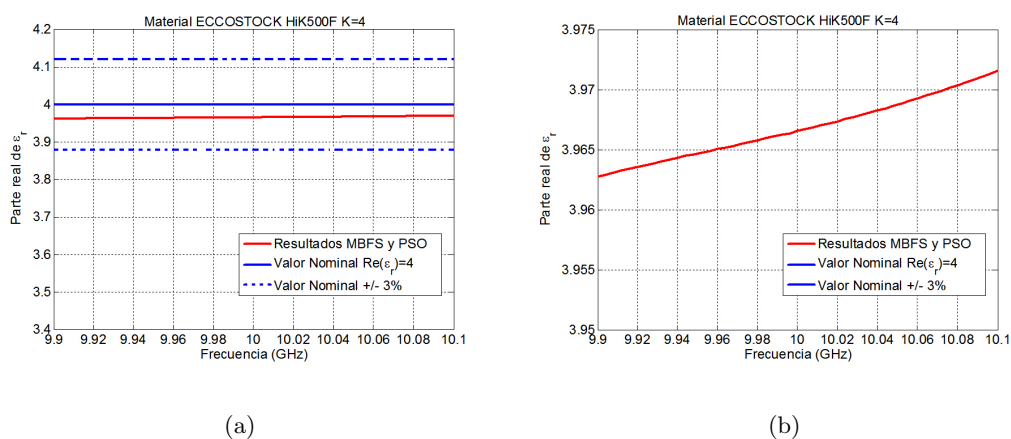


Figura 5.9: Resultados de ϵ'_r de ECCOSTOCK[®] HiK500F K=4: (a) Comparación con especificaciones (b) Resultados en detalle

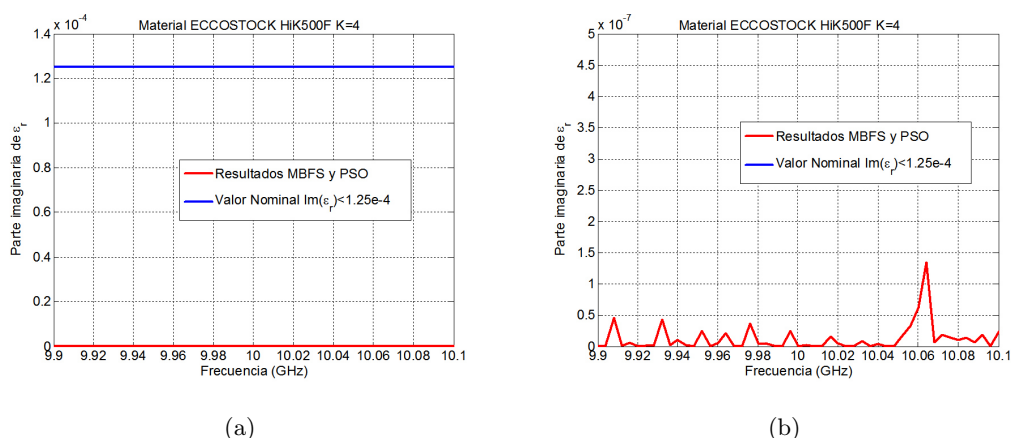


Figura 5.10: Resultados de ϵ''_r de ECCOSTOCK[®] HiK500F K=4: (a) Comparación con especificaciones (b) Resultados en detalle

Teflón®

A continuación se presentan los resultados de caracterización obtenidos para una probeta cuadrada de $20 \times 20 \text{ cm}$ y 1 cm de grosor fabricada en Teflón® (ver apartado 4.3.1), mostrada en la figura 5.11.

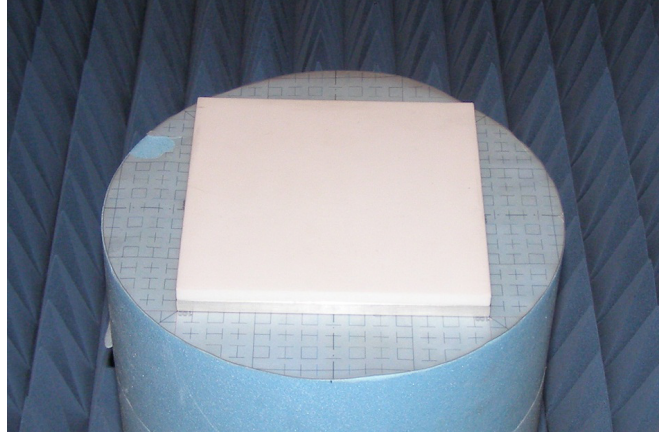


Figura 5.11: *Probeta de Teflón® durante su caracterización*

Este material ha sido ampliamente utilizado en la bibliografía para un sinnúmero de aplicaciones, por lo que ha sido caracterizado en el pasado en reiteradas ocasiones y su permitividad teórica está definida, por ejemplo según [172], como constante en un amplio margen de frecuencias con valores de $\epsilon'_r \approx 2,1$ y $\tan\delta \approx 1 \times 10^{-4}$.

En este caso, se han usado nuevamente los parámetros de configuración de la tabla 5.2, si bien se ha ampliado el margen de frecuencias de medida para obtener resultados del coeficiente de reflexión en un rango de 9,5 a 12,5 GHz.

De manera análoga al caso anterior, se midió en BIANCHA el coeficiente de reflexión del conjunto formado por la placa de Teflón® y la placa metálica. A partir de ahí, se aplica PSO una vez más con los parámetros básicos definidos en la tabla 5.1. En este caso, al tener una especificación de ϵ''_r con valores muy pequeños (material con muy bajas pérdidas), y con el objetivo de ser más precisos en la determinación de este parámetro, se presentan los resultados para un rango de búsqueda limitado a $1 \leq \epsilon'_r \leq 3$ y $0 \leq \epsilon''_r \leq 1$.

Como se puede ver en las figuras 5.12 y 5.13, hay una gran similitud entre los valores medidos mediante MBFS y el valor teórico de ϵ'_r . Sin embargo, para ϵ''_r , se puede concluir que el método MBFS, aunque presente valores acordes con las pérdidas del material, no tiene suficiente precisión para dar una solución ajustada a los valores teóricos.

5. Medida de Materiales

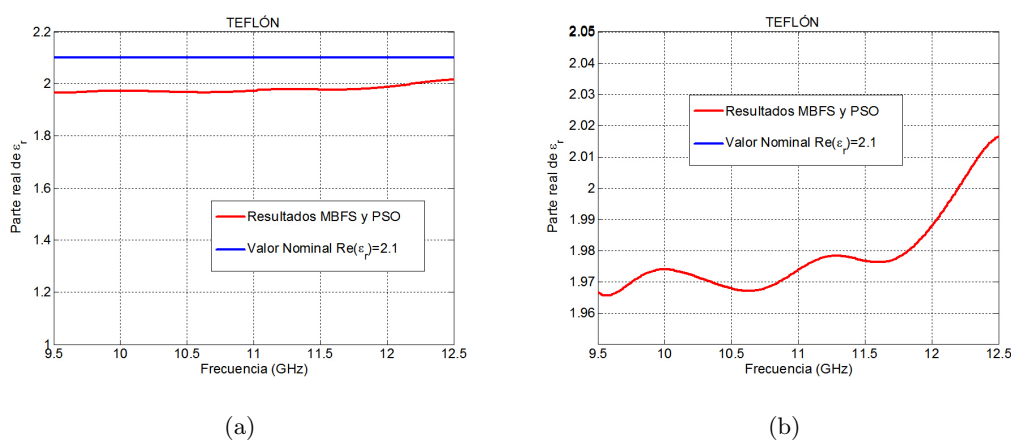


Figura 5.12: Resultados de ϵ_r' de Teflón[®]: (a) Comparación con especificaciones (b) Resultados en detalle

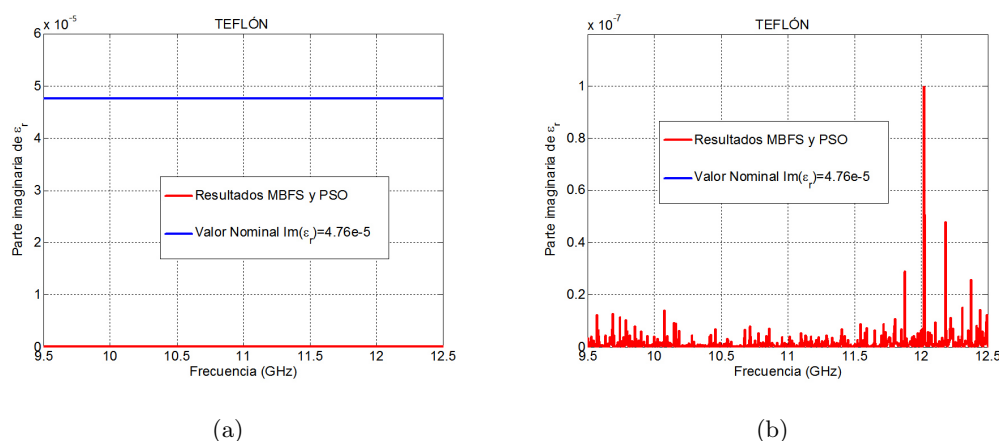


Figura 5.13: Resultados de ϵ_r'' de Teflón[®]: (a) Comparación con especificaciones (b) Resultados en detalle

En este punto, cabe destacar que este hecho ya se adelantó al describir las distintas metodologías de caracterización (apartado 5.3.1), ya que existen otros métodos más adecuados para la caracterización de materiales con muy bajas pérdidas. No obstante, para las aplicaciones en las que se prevee utilizar estos valores de caracterización, las precisiones obtenidas tanto en ϵ_r' como en ϵ_r'' con la metodología expuesta son suficientes.

Material CuClad[®] 250GX

Para los ensayos mostrados a continuación se ha utilizado una probeta de dimensiones $20 \times 20 \text{ cm}$ compuesta por un laminado de fibra de vidrio usado habitualmente como sustrato para la fabricación de circuitos impresos de microondas. Su nombre comercial es CuClad[®] y está fabricado por la empresa ARLON.

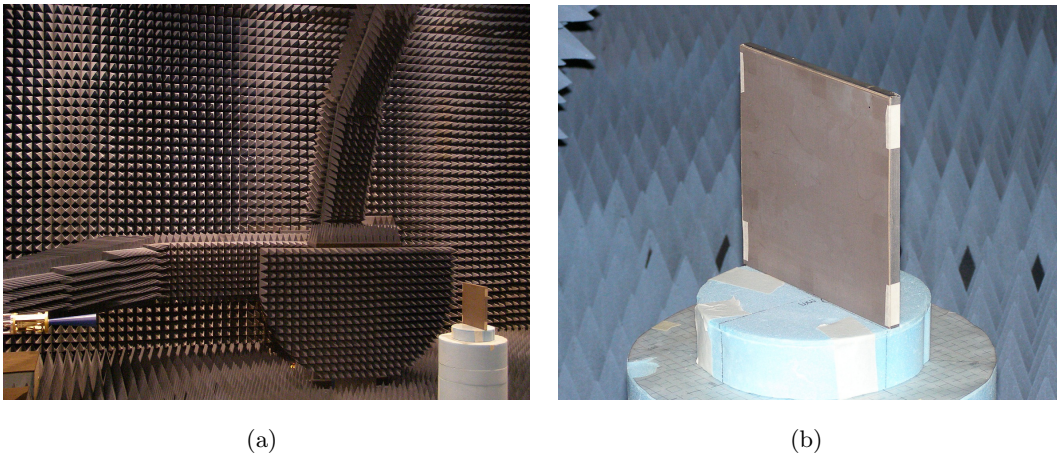


Figura 5.14: *Probeta de material CuClad[®] 250GX durante su caracterización: (a) Configuración de medida (b) Detalle de la probeta*

Se trata de un material compuesto formado por un tejido fabricado en fibra de vidrio y *Politetrafluoroetileno* (PTFE), de modo que, controlando con precisión el ratio fibra/PTFE, ofrece un amplio rango de permitividades. Desde constantes dieléctricas y tangentes de pérdidas muy bajas hasta laminados reforzados para estabilidad dimensional mejorada. Además, este gran control sobre las fibras produce un laminado con permitividades muy uniformes. Estas características lo hacen ideal para el diseño de filtros, acopladores y amplificadores de bajo ruido.

En concreto, el material utilizado para la prueba es el CuClad[®] 250GX, cuyas especificaciones a 10 GHz son: $2,40 \leq \epsilon'_r \leq 2,60$ y $\text{tg } \delta \approx 0,0022$. Su grosor nominal es de $d = 1,575 \text{ mm}$. No obstante, como para esta prueba se ha tenido que eliminar la capa metálica presente en el sustrato, se ha utilizado un grosor de $d = 1,589 \text{ mm}$, que es la media de los grosores medidos a lo largo de la probeta.

Al igual que en los casos anteriores, de nuevo se han usado tanto los parámetros de configuración de la tabla 5.2, para la medida del coeficiente de reflexión, como los de la tabla 5.1 para la ejecución del PSO. En este caso se ha medido un rango de frecuencias

en torno a la frecuencia a la que el fabricante aporta las especificaciones, esto es 10 GHz. En concreto, se ha ampliado hasta cubrir toda la banda X, esto es, de 8 a 12 GHz.

El rango de búsqueda se ha definido de nuevo en $1 \leq \epsilon'_r \leq 3$ y $0 \leq \epsilon''_r \leq 1$.

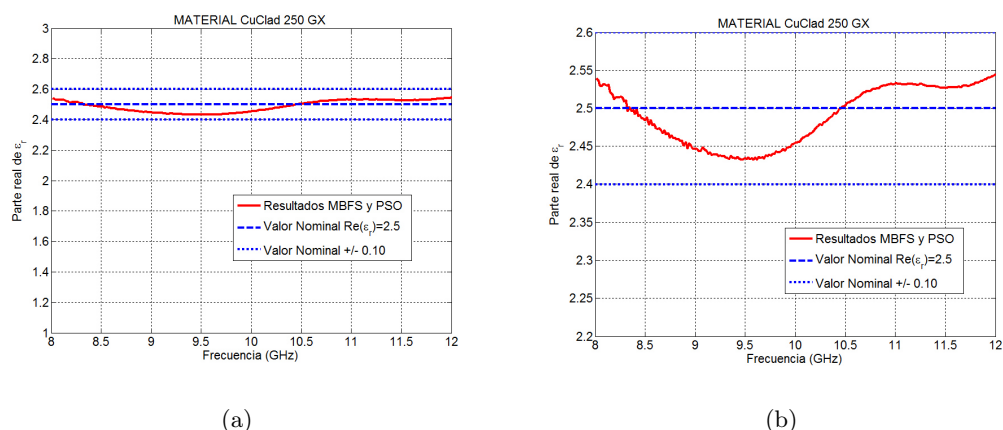


Figura 5.15: Resultados de ϵ'_r de material CuClad[®] 250GX: (a) Comparación con especificaciones (b) Resultados en detalle

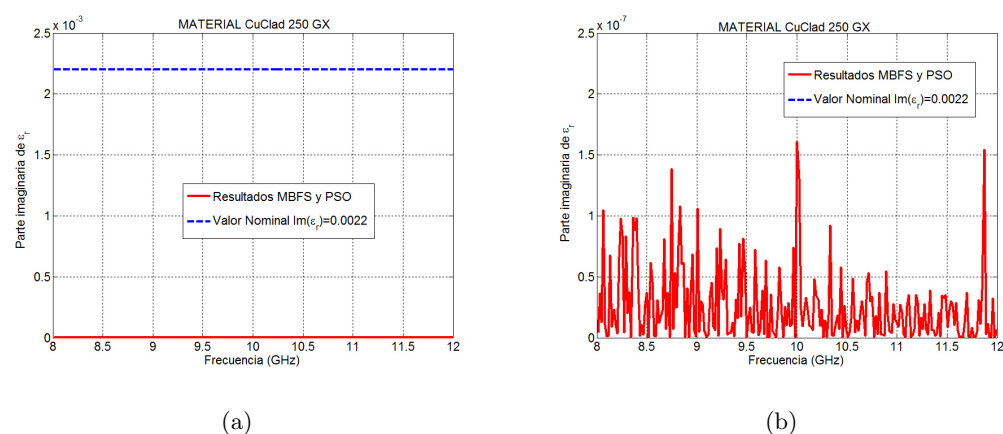


Figura 5.16: Resultados de ϵ''_r de material CuClad[®] 250GX: (a) Comparación con especificaciones (b) Resultados en detalle

Los resultados obtenidos, y presentados en las figuras 5.15 y 5.16, ratifican las conclusiones de los anteriores materiales. Esto es, hay una gran similitud entre los valores medidos mediante MBFS y el valor teórico de ϵ'_r . Sin embargo, para ϵ''_r , el

método MBFS no tiene suficiente precisión para dar una solución ajustada a los valores teóricos, pero sí un valor suficientemente bueno para las aplicaciones en las que se usarán los datos.

Materiales aeronáuticos reales

Finalmente se muestran los resultados de caracterización obtenidos sobre distintas probetas de material compuesto aeronáutico utilizado para la construcción del fuselaje de un UAV, en concreto un avión blanco o *dron* denominado SCRAB-II utilizado en campañas de ensayos en vuelo por el INTA. Este *dron* ha sido diseñado y construido por la empresa española Sistemas de Control Remoto S.L. (SCR) [212]. Este trabajo ha sido publicado recientemente en [213].



Figura 5.17: *Probetas de material compuesto aeronáutico caracterizadas*

En concreto, se han medido cuatro probetas de fibra de vidrio con núcleo de espuma y distinta composición mostradas en la figura 5.17. El margen de frecuencias de interés se sitúa en el rango de 8 a 16 GHz.

Se ensayan, por tanto, cuatro muestras planas tipo *sandwich* de dimensiones $20 \times 20 \text{ cm}$ y con distintos grosores (ver tabla 5.3), de las que se desconoce su constante dieléctrica. Únicamente se sabe que son no magnéticos ($\mu_r = 1$) y no presentan conductividad eléctrica. Como consecuencia de esto se va a caracterizar únicamente su ϵ_r y se esperan bajas pérdidas.

En este caso, los valores de permitividad son desconocidos, por lo que para la verificación de los resultados obtenidos se va a utilizar un kit comercial para medida de

Nombre del material	Tamaño (cm)	Grosor (mm)
SCRAB 4	20x20	6,3
SCRAB 9	20x20	4
SCRAB 10	20x20	2,3
SCRAB 13	20x20	9
Teflón	20x20	10
HiK500F k=30	20x20	12,7

Tabla 5.3: *Materiales aeronáuticos bajo prueba. Dimensiones*

materiales dieléctricos denominado *DAK - Dielectric Assessment Kit* [214], comercializado por la empresa Suiza SPEAG. Este kit está basado en el OECP (ver apartado 5.2.1), y la sonda coaxial de medida se muestra en la figura 5.18.

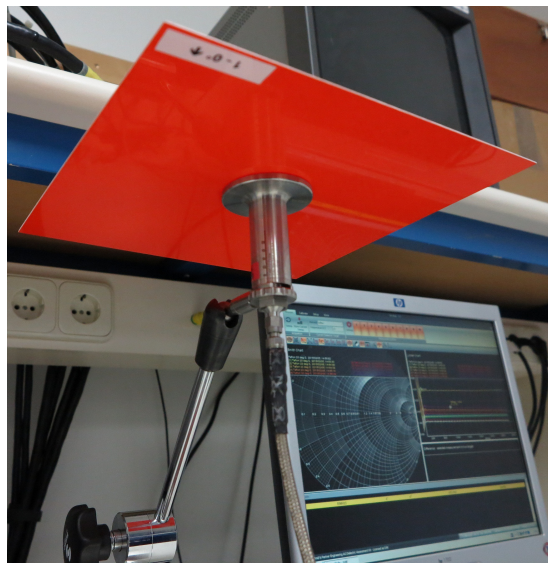


Figura 5.18: *Probeta de material compuesto SCRAB-II caracterizada mediante OECP*

En este sentido, y para intercomparación de métodos y resultados, se van a utilizar dos muestras de material con constante dieléctrica conocida, esto es, el Teflón[®], con $\epsilon'_r = 2,1$, y el ECCOSTOCK[®] HiK500F K=30 con $\epsilon'_r = 30$. Las dimensiones de ambas probetas se recogen en la tabla 5.3.

Así, y como primer paso para comprobar la validez de ambos métodos, los primeros resultados obtenidos son para la plancha de Teflón[®] y se muestran en las figuras 5.19

5.4. Resultados

y 5.20.

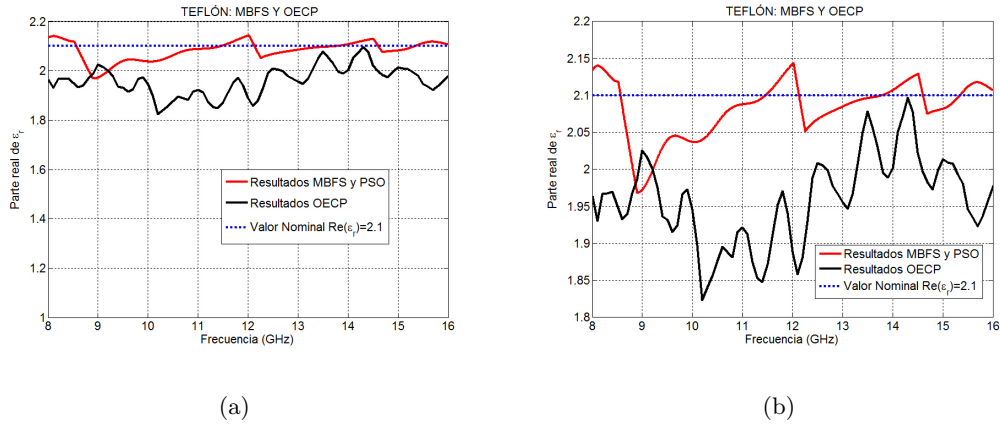


Figura 5.19: Resultados de ϵ_r' de Teflón[®] con MBFS y OECP: (a) Comparación con especificaciones (b) Resultados en detalle

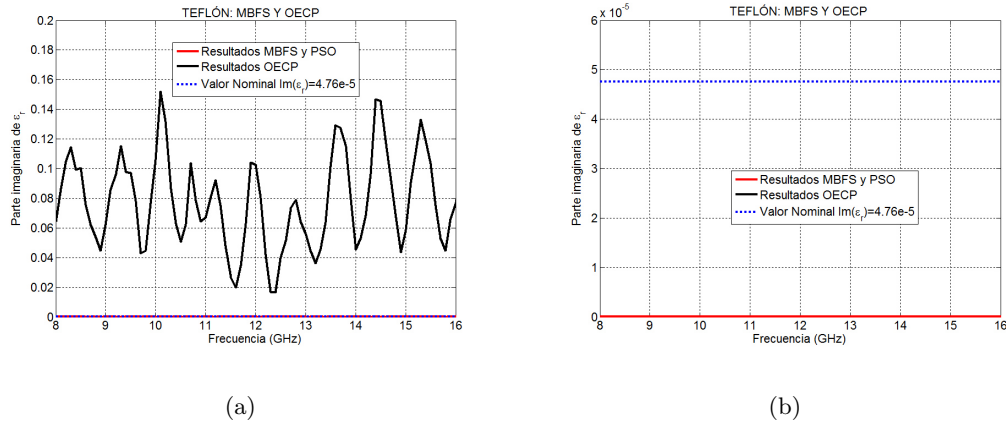


Figura 5.20: Resultados de ϵ_r'' de Teflón[®] con MBFS y OECP: (a) Comparación con especificaciones (b) Resultados en detalle

Como cabía esperar, ambos métodos presentan unos resultados similares y coherentes con las ventajas e inconvenientes de ambas metodologías. Por un lado, la parte real de la permitividad es estimada correctamente mediante ambos métodos, si bien, el MBFS con PSO presenta resultados más ajustados al valor teórico. En lo relativo a la parte imaginaria, esto es ϵ_r'' , el MBFS-PSO presenta unos valores prácticamente nulos, y mucho menores que los valores teóricos. Sin embargo, el OECP presenta unos valores mucho más altos que el valor teórico y variables entre 0,002 y 0,15. Por tanto, se con-

firman los inconvenientes de ambos métodos frente a los materiales de bajas pérdidas a la hora de estimar ϵ_r'' . No obstante, de nuevo el valor de MBFS-PSO, sin ser preciso, si es más adecuado para las aplicaciones del Laboratorio y obtiene valores utilizables en dichas aplicaciones.

En segundo lugar se miden los cuatro materiales de fibra de vidrio y se obtienen los resultados mostrados en las figuras 5.21 y 5.22 para ambos métodos. Para mayor claridad a la hora de interpretar los resultados, en la tabla 5.4 se recogen los valores numéricos medios en todo el rango de frecuencia para cada material y para ambas metodologías.

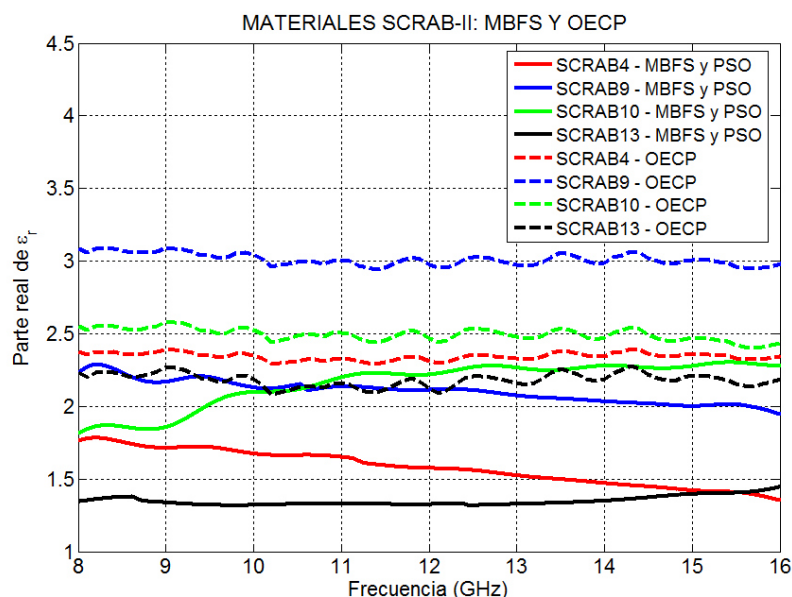


Figura 5.21: Resultados de ϵ_r' de materiales aeronáuticos del SCRAB-II con MBFS y OECP

Como se puede apreciar en las gráficas y en la tabla de resultados, los valores de ϵ_r' obtenidos con OECP difieren en gran medida de los obtenidos mediante MBFS-PSO. Únicamente el material denominado SCRAB10, el más estrecho y compacto de las cuatro muestras, presenta valores similares mediante ambas técnicas, pero en el resto de casos OECP resulta en valores más altos de ϵ_r' que MBFS-PSO. Para el caso de ϵ_r'' , al igual que ocurría con la muestra de Teflón[®], OECP siempre presenta valores más elevados que MBFS-PSO, confirmando las conclusiones extraídas del caso de prueba.

Con el fin de evaluar qué conjunto de soluciones, las obtenidas mediante OECP

5.4. Resultados

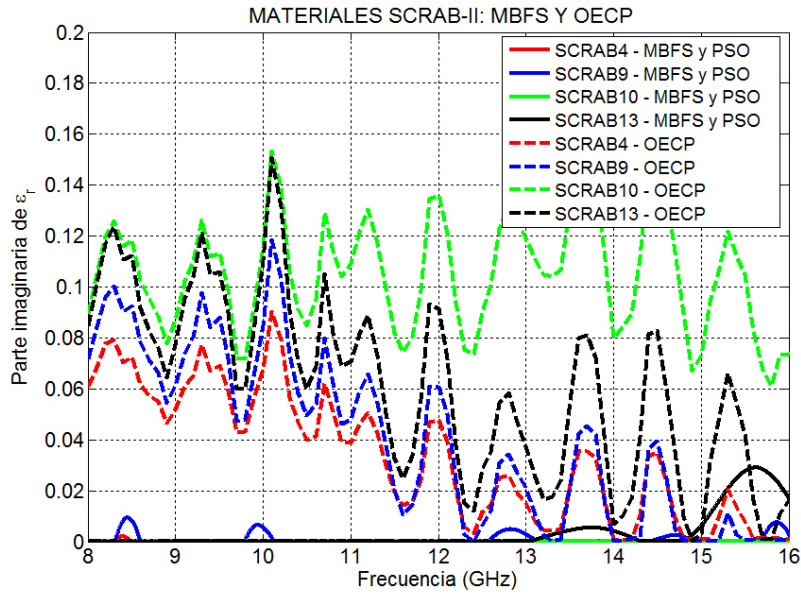


Figura 5.22: Resultados de ϵ''_r de materiales aeronáuticos del SCRAB-II con MBFS y OECP

Material	OECP - ϵ'_r	OECP - ϵ''_r	MBFS - ϵ'_r	MBFS - ϵ''_r
SCRAB 4	2,34	$3,4 \times 10^{-2}$	1,58	$3,6 \times 10^{-5}$
SCRAB 9	3,01	$3,9 \times 10^{-2}$	2,10	$9,4 \times 10^{-4}$
SCRAB 10	2,49	$10,6 \times 10^{-2}$	2,15	$2,3 \times 10^{-12}$
SCRAB 13	2,18	$6,1 \times 10^{-2}$	1,35	$3,0 \times 10^{-3}$
HiK500F k=30	22,89	$2,0 \times 10^0$	31,83	$5,0 \times 10^{-1}$

Tabla 5.4: Materiales SCRAB-II: Resultados de permitividad media ($f=8-16$ GHz) para MBFS y OECP

o mediante MBFS, son más ajustadas a la realidad de los materiales aeronáuticos, se realiza una nueva comprobación con el material tabulado ECCOSTOCK[®] HiK500F K=30, con $\epsilon'_r = 30 \pm 3\%$ y $\text{tg } \delta \leq 0,0005$ hasta 10 GHz.

La figura 5.23 presenta los resultados de ϵ'_r obtenidos para ambas metodologías. En el caso de ϵ''_r , de nuevo, al ser un material de bajas pérdidas, MBFS presenta valores sin la necesaria precisión y OECP presenta valores exageradamente altos. No obstante, ambos valores son muy distintos entre sí, siendo el resultado de MBFS, aún sin tener la precisión suficiente, más cercano al valor nominal real (tabla 5.4).

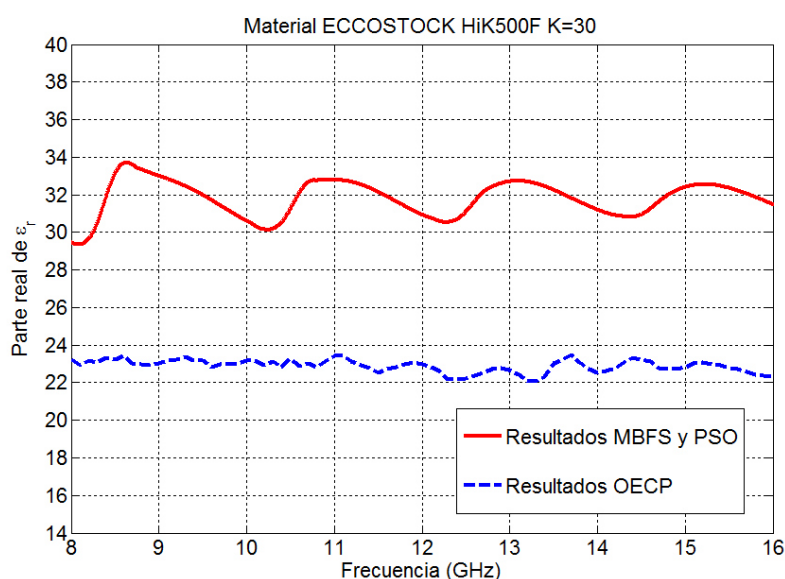


Figura 5.23: Resultados de ϵ'_r de material ECCOSTOCK[®] HiK500F K=30 con MBFS y OECP

Para el caso de ϵ'_r también existen diferencias apreciables entre ambos valores obtenidos. Sin embargo, en este caso OECP no cumple con el valor nominal dado por el fabricante y además se encuentra fuera del rango de variación especificado, mientras que el resultado para MBFS sí está dentro de especificaciones. Por tanto, se puede concluir que el método MBFS-PSO es más fiable que el OECP para este tipo de materiales.

Estas conclusiones se pueden corroborar con el siguiente estudio: Se calcula teóricamente el coeficiente de reflexión de la muestra de material medida, esto es ECCOSTOCK[®] HiK500F K=30, con un grosor de $d=12,7$ mm y terminada en una placa metálica, mediante la ecuación (5.18). Para estos cálculos se hace variar la parte real de la permitividad entre 1 y 35 y la parte imaginaria entre 0 y 1,5. El coeficiente de reflexión teórico obtenido se muestra en la figura 5.24, donde el eje x representa el valor absoluto de la permitividad.

En ella se pueden apreciar los nulos del módulo del coeficiente de reflexión en función de la variación de frecuencia y permitividad. Además, en la figura 5.25 se muestra el coeficiente de reflexión medido del material bajo prueba en espacio libre y el estimado usando ambas metodologías, esto es, MBFS-PSO y OECP. Según la citada gráfica, el módulo del coeficiente de reflexión tiene, en el margen de frecuencias bajo estudio, cua-

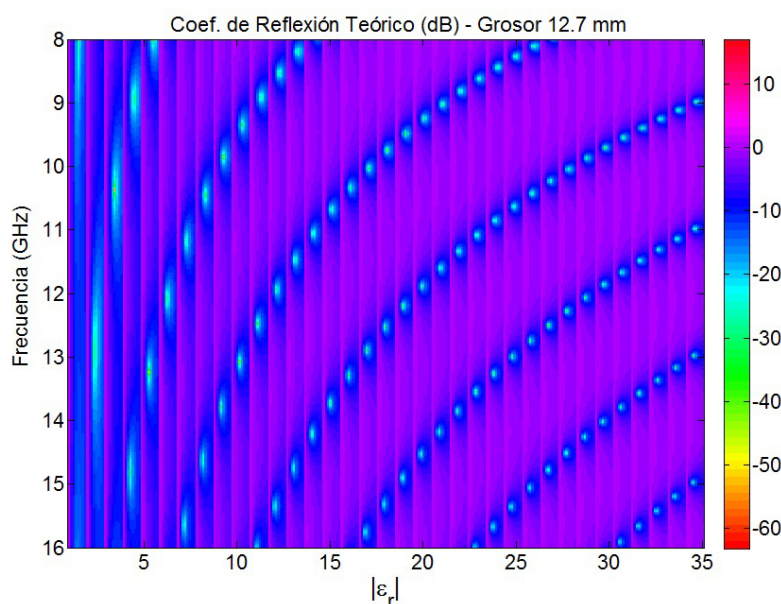


Figura 5.24: Coeficiente de reflexión teórico para un material con grosor $d=12,7$ mm

tro valles muy pronunciados en los que las reflexiones internas del campo al propagarse dentro del material causan una interferencia destructiva y, por tanto, un coeficiente de reflexión muy bajo. Estos mínimos se encuentran en 9,5 GHz, 11,5 GHz, 13,5 GHz y 15,5 GHz aproximadamente, coincidiendo con una fase igual a 180° . Observando la gráfica del coeficiente de reflexión teórico (figura 5.24), se puede ver que un material con grosor aproximado de $d = 12,7$ mm y con una ϵ'_r entre 30 y 35 proporciona un $|\Gamma|$ con cuatro nulos a esas mismas frecuencias. Por tanto, la permitividad extraída debe estar dentro de ese margen.

Así, los cálculos realizados mediante MBFS resultan en una permitividad de valor medio $\epsilon_r = 31,83 - j0,5$, y como se puede apreciar en la figura 5.25, el coeficiente de reflexión estimado mediante PSO sigue fielmente el medido, y esto para módulo y fase, con la excepción de las frecuencias para las que el módulo supera los 0 dB, para las que se ha truncado por corresponder a errores propios de la medida (error en el VNA, desapuntamiento antena-probeta, etc). Por el contrario, el estimado mediante OECP y el medido no se superponen y los nulos no coinciden, resultado anticipado por el valor medio de permitividad relativa obtenido, esto es, $\epsilon_r = 22,89 - j2$.

Tras concluir la evaluación de este segundo material de referencia, el ECCOSTOCK[®]

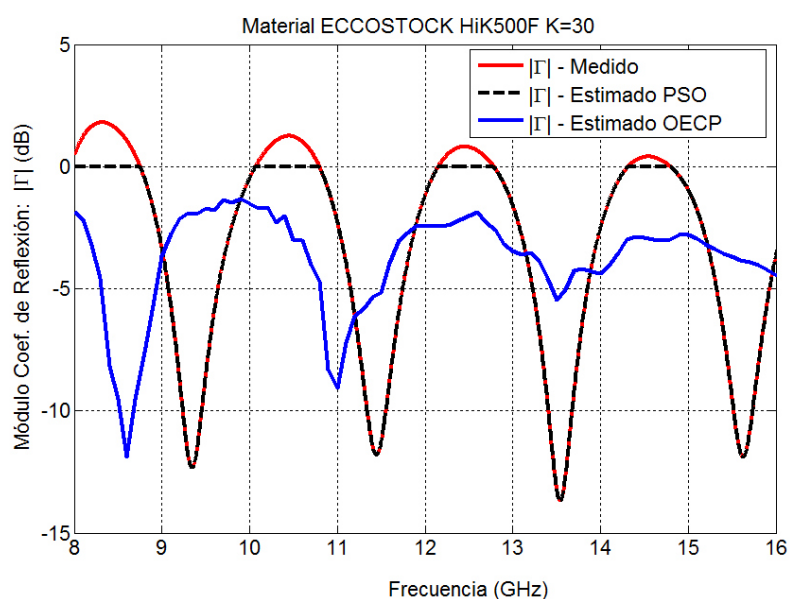


Figura 5.25: Coeficiente de reflexión medido y estimado para ECCOSTOCK[®] HiK500F K=30

HiK500F K=30, con ambas metodologías se puede afirmar que, en lo referente a materiales aeronáuticos de fibra de vidrio con núcleo de espuma tipo sandwich y de bajas pérdidas, el método MBFS-PSO presentado en la tesis es más adecuado y fiable que el OECP, a pesar de que este último es comercial y ha sido ampliamente probado para otro tipo de aplicaciones y materiales. Estos resultados son razonables si tenemos en cuenta las características de la sonda, ya que una pequeña rugosidad en la superficie del material bajo prueba puede dar lugar a un mal contacto entre sonda y probeta que produzca errores en la medida. Otro inconveniente se puede encontrar en el hecho de que el OECP realiza las medidas en un punto concreto de la superficie del material y tiene en cuenta la composición del mismo en ese punto y los alrededores más próximos. Sin embargo, materiales tipo sandwich presentan diferentes capas de material y además inhomogeneidades de un punto a otro debidas al proceso de fabricación. Por tanto, si la distribución de campo producido por la sonda no es capaz de atravesar todas las capas o de medir las inhomogeneidades correctamente, el método obtendrá valores erróneos.

Por contra, el MBFS se basa en la medida de coeficiente de reflexión de la estructura completa formada por material y placa metálica. Por tanto, será capaz de medir la influencia de todas las capas internas del material y tendrá en cuenta las posibles inhomogeneidades y/o burbujas de aire presentes en el material, dando lugar a una

estimación mucho más acertada y cercana a la realidad.

5.4.2. Resultados de absorción

A continuación se presentan, a modo de ejemplo, los resultados de medida de absorción de un material RAM del que se desconoce su composición y aplicación. En cualquier caso, esta información no es relevante para el propósito de este apartado, que no es otro que mostrar un ejemplo de los resultados de medida obtenidos aplicando el procedimiento descrito en 5.3.2, y demostrar con ello la capacidad de BIANCHA para realizar este tipo de ensayos.

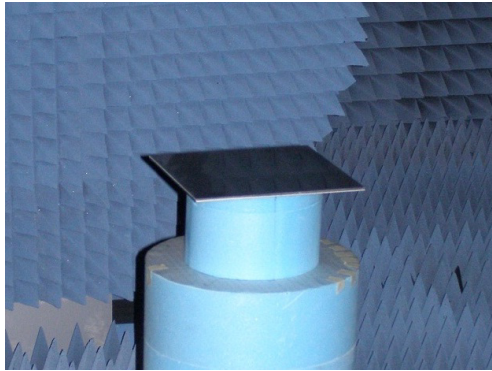


Figura 5.26: *Material RAM bajo prueba en BIANCHA sobre placa de referencia*

En este caso concreto se dispone de una muestra de material RAM (figura 5.26) de dimensiones 25x25 cm que se puede colocar de manera adecuada y sin dejar ningún *gap* de aire sobre una de las placas de referencia disponibles en el Laboratorio, realizada en este caso concreto en aluminio y con unas dimensiones de 25x25 cm y 0,5 cm de grosor.

Gracias a la flexibilidad de BIANCHA, el material bajo prueba puede ser medido fácilmente tanto en incidencia normal, con configuración monoestática (figura 5.27(a)), como en incidencia oblicua para distintos ángulos de incidencia, con configuración bies-tática (figura 5.27(b)).

Con el fin de simplificar los resultados presentados y clarificar las conclusiones, y teniendo en cuenta que ambas configuraciones son equivalentes, se mostrarán en detalle únicamente los resultados para incidencia oblicua.

La muestra de material se coloca centrada en el origen de coordenadas y tomando como referencia una marca realizada cerca de uno de los vértices del material, situándola

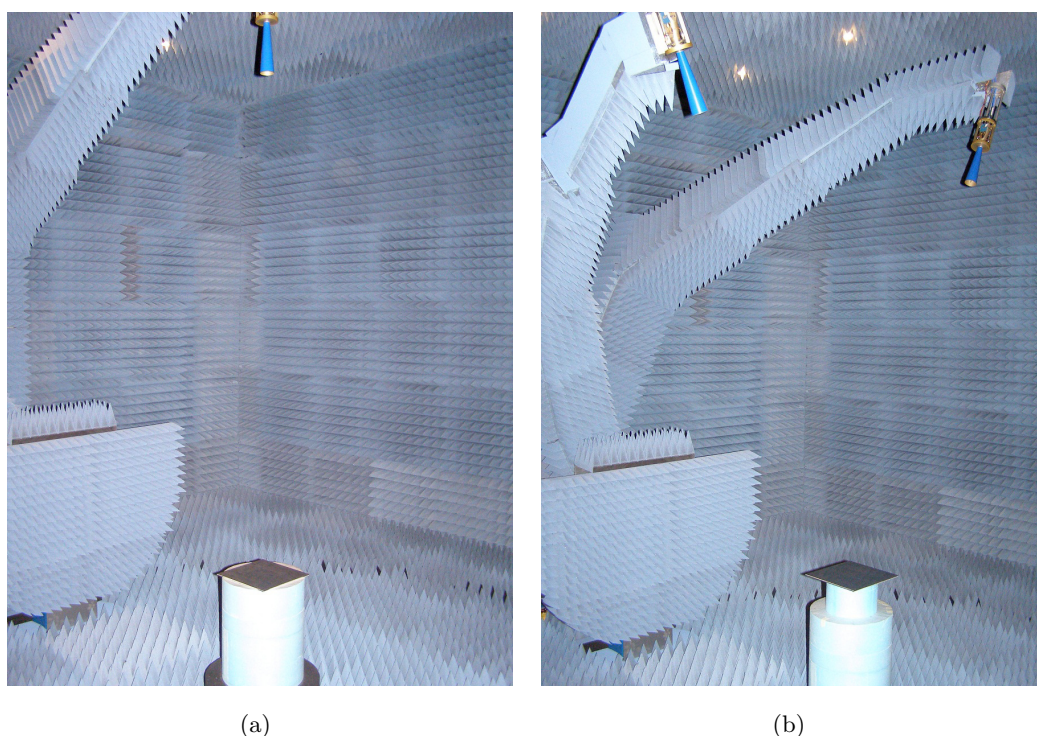


Figura 5.27: Configuraciones para medida de RAM: (a) Incidencia normal. Configuración monoestática (b) Incidencia oblicua. Configuración Biestática

siempre en la cara opuesta a la dirección de incidencia y dentro del primer cuadrante (XY). De esta manera, el material se sitúa siempre en la misma posición, de modo que se garantiza una referencia para los ángulos de medida y las polarizaciones.

Así, los ensayos se llevaron a cabo en configuración biestática especular en el cenit, esto es, el plano de incidencia, formado por la antena transmisora, la normal a la muestra y la antena receptora, era el plano XZ, y una incidencia de θ_i supone que la antena transmisora se encuentra a θ_i grados de la normal de la muestra de ensayo, y la receptora a $\theta_r = \theta_i$ grados en sentido contrario. Con esta disposición, la polarización vertical se corresponde con la polarización ϕ del sistema y la polarización horizontal con la polarización θ .

En cuanto al margen de frecuencias, se presentan a continuación los resultados de absorción de 6 a 16 GHz.

En la tabla 5.5 se recogen en detalle los parámetros de medida utilizados. Como puede observarse, los parámetros de configuración específicos del VNA se han seleccio-

5.4. Resultados

Sondas Tx-Rx	SATIMO SP6000
Calibración	<i>Full-4-port</i>
Kit de calibración	ZV-Z52 automático
Punto de calibración	En los puertos del VNA
Frecuencia	4 a 18 GHz
Número de puntos	2801 puntos
IFBW	100Hz
Integración coherente	No
<i>Software gating</i>	No gating (NG) y ventana Bohman de $G_1 = 1$ m y $G_2 = 0,5$ m
<i>Background subtraction blanco</i>	Se mide en barrido
<i>Background subtraction patrón</i>	Se mide un punto único
Potencia de salida	18 dBm
Barrido angular	de $\theta = 5^\circ$ a $\theta = 55^\circ$
Incremento angular	$\Delta\theta = 10^\circ$
Polarización	$\theta - \theta$ y $\phi - \phi$

Tabla 5.5: *Parámetros de medida de absorción*

nado para permitir los distintos análisis de datos que se presentan a continuación. Por ejemplo, se han realizado las medidas con y sin *gating* para permitir el análisis de los resultados para ambos tipos de procesado. También se ha medido el *background* para todas las configuraciones para permitir el análisis con y sin *background subtraction*.

Cabe destacar que, para posicionar tanto el material como la placa de referencia de manera adecuada en el origen de coordenadas del sistema, se ha usado un soporte de *foam* específicamente diseñado a tal efecto.

Nivel de señal y margen dinámico

El primer paso es estudiar el nivel de señal en recepción existente, no sólo de la referencia y del conjunto material+placa, sino también del *background* de la cámara para todas las configuraciones de medida. De esta manera se podrá ver si el margen dinámico es suficiente para medir los valores de absorción del material para cada uno de los ángulos de medida.

Así, en la figura 5.28 se muestran los niveles de señal medidos para los distintos ángulos biestáticos, sin enventanado y para polarización $\theta - \theta$. Y todo esto tanto

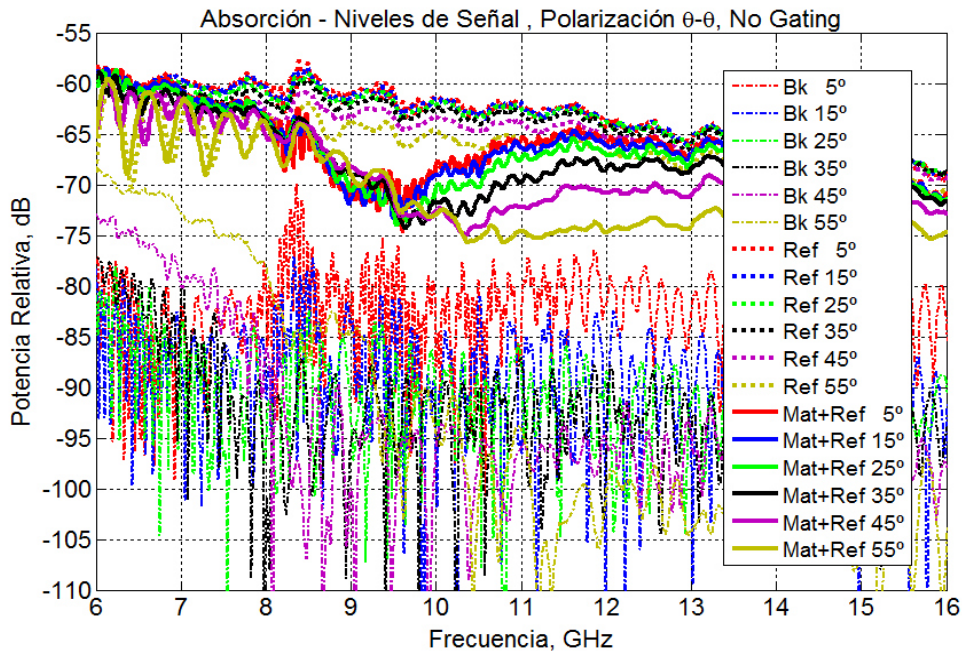


Figura 5.28: Niveles de señal para medidas de absorción. No gating. Pol. $\theta - \theta$

para el *background* de la cámara como para la placa de referencia y el conjunto material+referencia.

Se puede apreciar que la curva correspondiente a material+placa está siempre por encima del *background*. Por tanto, se puede concluir que hay margen dinámico suficiente para medir la absorción del material.

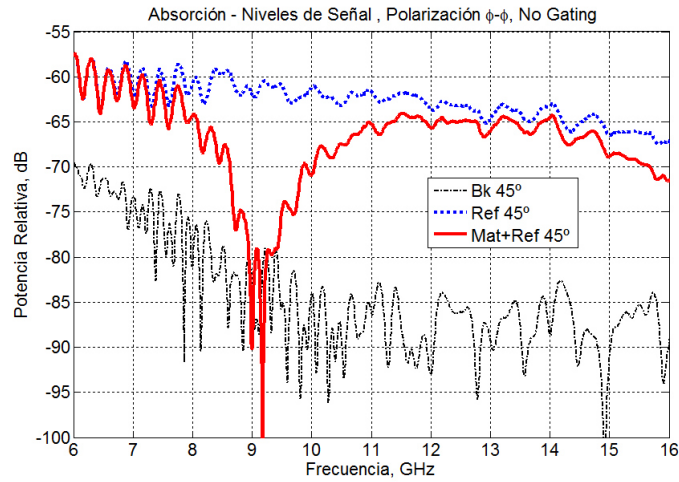
No obstante, para polarización $\phi - \phi$ y para incidencia en $\theta = 45^\circ, 55^\circ$ (figura 5.29), se puede apreciar que en el pico de atenuación, en torno a 9 GHz, los niveles de señal están a la altura de los niveles de *background*, por lo que el valor de absorción puede verse algo alterado ya que el margen dinámico está comprometido. No obstante, como se verá más adelante, mediante *gating* y *background subtraction* se mejorará ese margen y se obtendrán resultados adecuados también para esas configuraciones.

Análisis de *background subtraction*

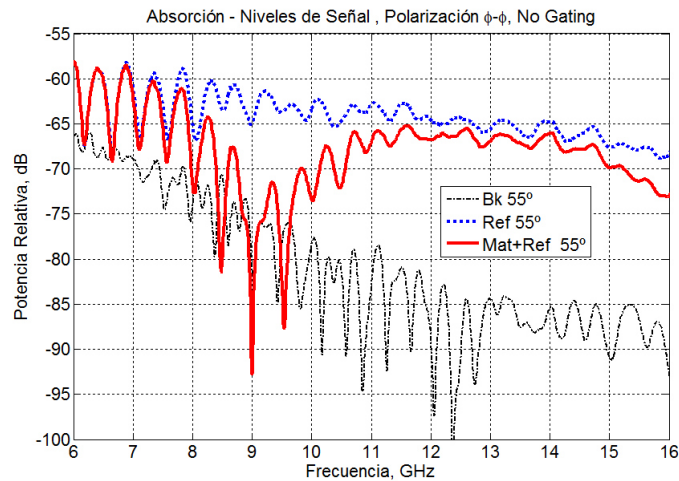
El siguiente paso es analizar cómo afecta la resta de *background* a la medida de absorción para configuración de cenit.

A modo de ejemplo, en la figura 5.30 se presentan los resultados de absorción con

5.4. Resultados



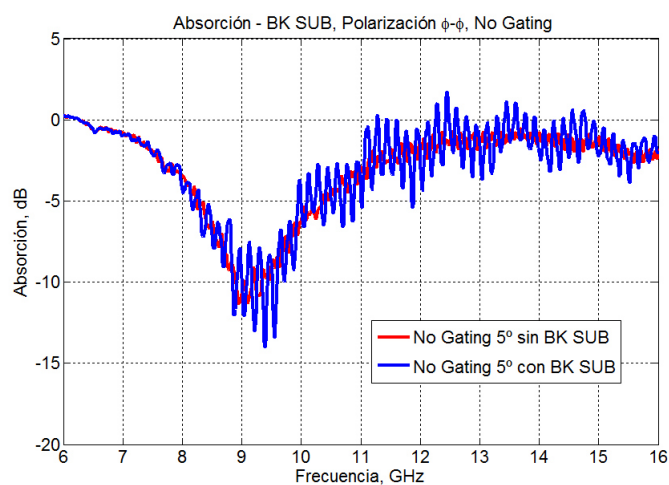
(a)



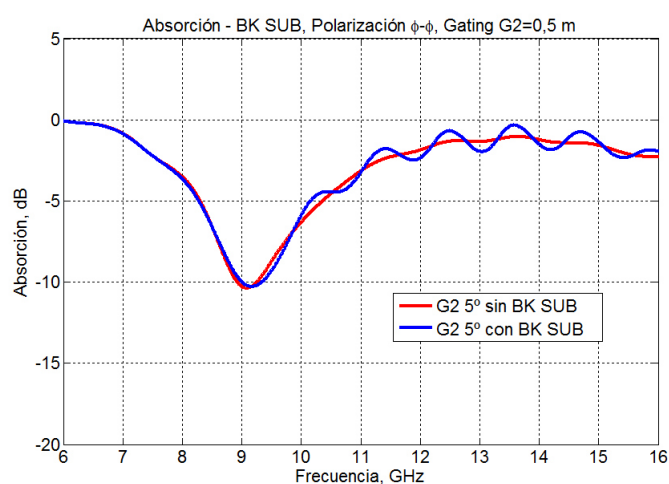
(b)

Figura 5.29: Niveles de señal para medidas de absorción. No gating. Pol. $\phi - \phi$: (a) $\theta = 45^\circ$ (b) $\theta = 55^\circ$

y sin resta de *background* para $\theta = 5^\circ$, sin utilizar enventanado y utilizando la ventana $G_2 = 0,5$ m. Se puede apreciar que restando *background* se obtienen peores resultados. Esto es debido a que la placa metálica oculta el *background* procedente del soporte de foam y del suelo de la cámara. Por tanto, al restar el fondo de ruido estamos restando algo que no se ve en la medida del material y de la referencia. Este hecho es coherente con el empeoramiento de los resultados y ocurre en cualquier ángulo θ y para cualquier



(a)



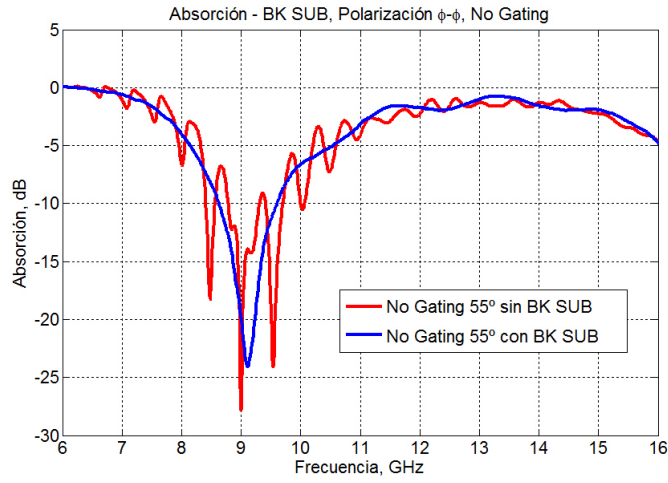
(b)

Figura 5.30: Absorción. Estudio de background subtraction. $\theta = 5^\circ$. Pol. $\phi - \phi$: (a) Sin gating (b) Con gating $G_2 = 0,5\text{m}$

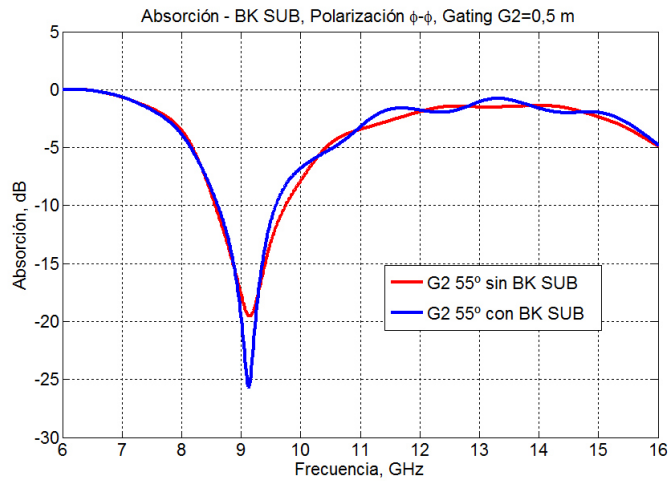
polarización, aunque lógicamente es más acusado para ángulos de medida menores.

En este sentido cabe destacar que, para los ángulos de medida $\theta = 45^\circ, 55^\circ$, la resta de *background* si puede llegar a mejorar el resultado final de absorción en cierto grado y para configuraciones sin *gating* (figura 5.31). Esto vuelve a ser coherente con la geometría de medida, ya que una parte del soporte de *foam* sí está presente tanto en la medida del fondo de ruido como en la de la referencia y la del conjunto material+referencia. Es

5.4. Resultados



(a)



(b)

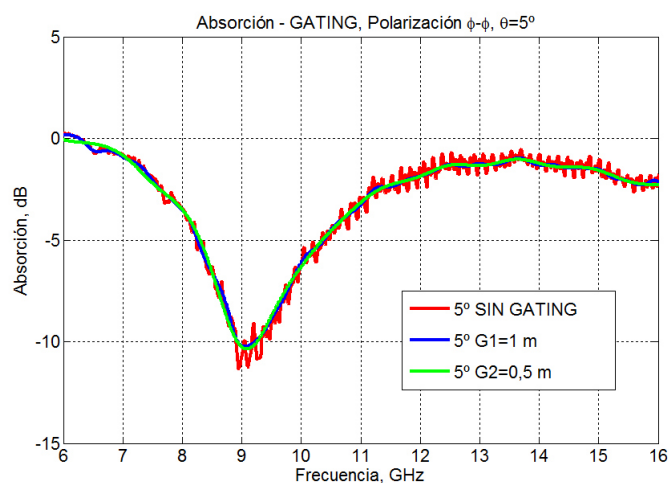
Figura 5.31: Absorción. Estudio de *background subtraction*. $\theta = 55^\circ$. Pol. $\phi-\phi$: (a) Sin gating (b) Con gating $G_2 = 0,5m$

reseñable que afecta también al valor numérico de absorción en el pico máximo, siendo más fiable el obtenido con resta de *background* ya que mejora el margen dinámico de medida para configuraciones sin *gating*.

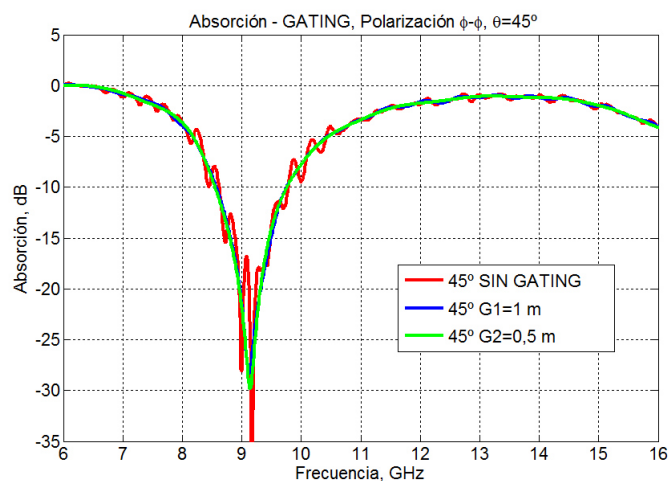
Como conclusión final se puede decir que para la configuración de cenit se recomienda no restar *background* salvo para ángulos de iluminación muy elevados.

Análisis de *gating*

En este punto se analiza la influencia en los resultados de absorción de realizar o no *gating* sobre las medidas y del tamaño de ventana elegido.



(a)



(b)

Figura 5.32: Absorción. Estudio de *gating*. Pol. $\phi - \phi$: (a) $\theta = 5^\circ$ (b) $\theta = 45^\circ$

Como cabía esperar, y según se puede ver en la figura 5.32, el *gating* mejora la relación *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) y produce resultados de absorción con menor ruido. En cuanto a la comparación de distintos tamaños de ventana, $G_1 = 1\text{ m}$ y

$G_2 = 0,5\text{m}$, todos ellos dan lugar a resultados similares, con menor rizado a medida que disminuye el tamaño de la ventana.

No obstante, en la figura 5.32(b) se puede observar que la variación más apreciable se puede ver en el pico de absorción máxima para ángulos elevados, esto es para $\theta = [45^\circ, 55^\circ]$, cuyo nivel se ve influenciado por el gating. Este hecho se debe a que la medida del conjunto referencia+material está cerca del *background* del sistema de medida, cuyo nivel ciertamente está muy condicionado por la ventana utilizada. En teoría, a menor tamaño de ventana menor influencia del *background* y mejor medida. Este es el comportamiento en la práctica.

Repetitividad de los resultados

Para concluir, en este apartado se comparan los resultados para medidas del material realizadas en distintos días siguiendo el mismo procedimiento y utilizando los mismos parámetros de medida. Esto es, se estudia la repetitividad de las medidas.

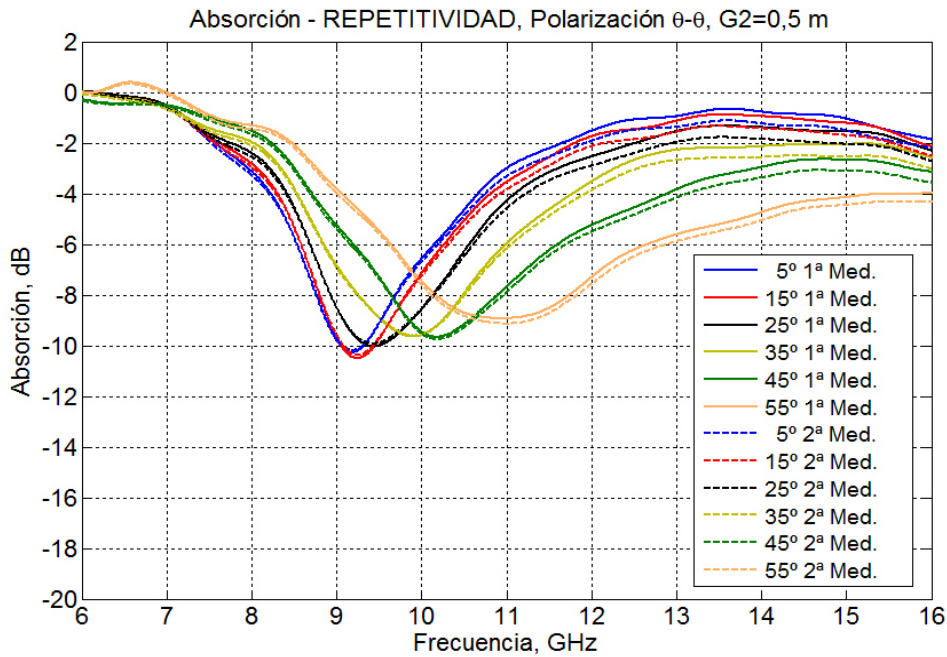
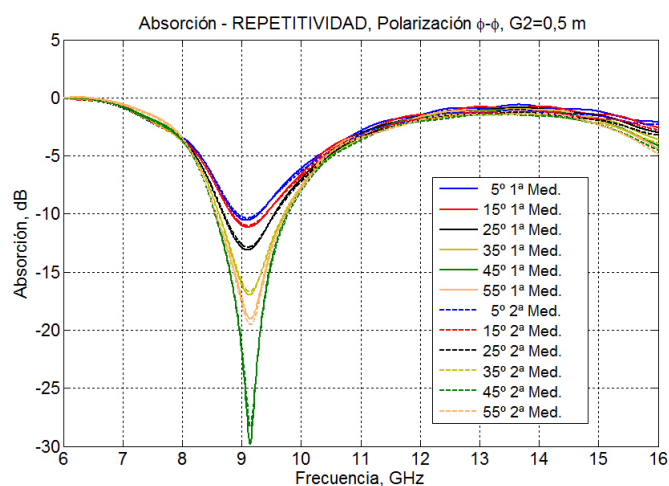


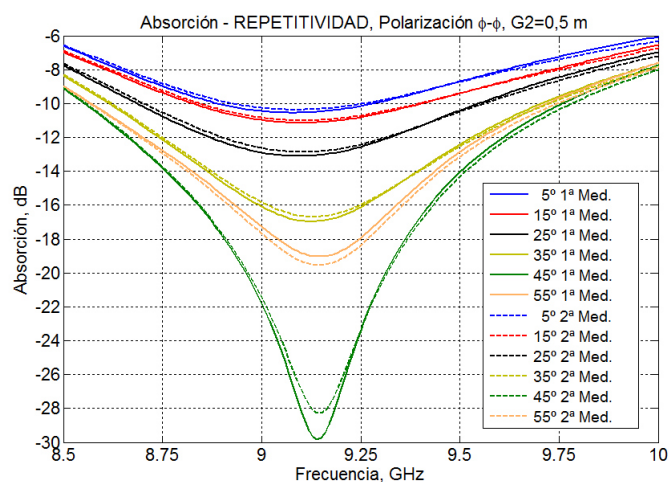
Figura 5.33: Repetitividad para medidas de absorción. Gating $G_2 = 0,5\text{ m}$. Pol. $\theta - \theta$

En la figura 5.33 se muestran los resultados de absorción obtenidos en dos días distintos para polarización $\theta - \theta$ y utilizando los mismos parámetros de medida, en

concreto para una ventana $G_2 = 0,5m$. Los resultados para polarización $\phi - \phi$ se muestran en la figura 5.34.



(a)



(b)

Figura 5.34: Repetitividad para medidas de absorción. Gating $G_2 = 0,5 m$. Pol. $\phi - \phi$: (a) Resultados completos (b) Resultados en detalle

A la vista de los resultados, se puede concluir que la repetitividad de las medidas es muy buena, presentando unos errores máximos por debajo de 0,5 dB a nivel general.

Para polarización $\theta - \theta$, cuyo margen dinámico respecto al *background* de la instalación es mayor, se obtienen errores de menos de 0,2 dB en el máximo de absorción.

No obstante, con polarización $\phi - \phi$ y para ángulos de medida elevados ($\theta = 45^\circ, 55^\circ$), en los que se tiene que el *background* está a nivel de la señal medida proveniente del conjunto material+referencia, para el pico de absorción máxima se tiene una pérdida de repetitividad debida al ruido producido por el *background*. Para $\theta = 45^\circ$ este efecto es más acusado, llegando a presentar de una medida a otra una variación de 1,5 dB. Para $\theta = 55^\circ$ este efecto disminuye y la diferencia está en torno a 0,5 dB. Para el resto de ángulos, la repetitividad es muy buena, similar a la otra polarización.

Como conclusión final a modo de resumen, los resultados de absorción mostrados demuestran que BIANCHA replica de forma efectiva y simple la funcionalidad de una instalación tipo *NRL arch*, de probada eficacia para medida de materiales RAM. Y no sólo eso, sino que además, debido a su polivalencia, presenta ventajas respecto a ese tipo de instalaciones de medida: Por un lado, tiene más flexibilidad en cuanto a movimientos y configuraciones de medida, por ejemplo las antenas de transmisión y recepción pueden estar en distintos planos con respecto al material bajo prueba. Este hecho no es muy relevante para medir materiales homogéneos pero si presenta ventajas frente a los no homogéneos, cuya absorción varía con el ángulo de incidencia. Por otro lado BIANCHA permite la utilización de nuevas configuraciones de medida para mejorar las prestaciones.

5.4.3. Resultados de medidas de transmisión y reflexión

Se presenta a continuación, a modo de ejemplo que sirva para ilustrar la metodología de medida, el proceso de caracterización en reflexión y transmisión de dos realizaciones de FSS, diseñadas y construidas al efecto en el Laboratorio.

Una FSS [215] es una superficie formada por uno o varios patrones unitarios que se repiten periódicamente a lo largo de su estructura y que hacen que se comporte como un filtro espacial. De esta manera, su respuesta ante un campo incidente varía con la frecuencia. Por tanto, podrá reflejar, transmitir o absorber cantidades distintas de potencia en cada frecuencia. Dependiendo de su diseño, podrá presentar un comportamiento paso-bajo, paso-alto, paso-banda o banda eliminada.

En las últimas décadas su uso se ha extendido a multitud de campos de actividad, incluyendo comunicaciones de banda ancha, sistemas radar, antenas, etc. Así, existen infinidad de aplicaciones concretas para las FSS, tan diversas como pueda imaginarse. Por ejemplo, formando parte de radomos aeronáuticos paso-banda [216], en antenas de

parche [217] o para la reducción en personas del nivel de exposición a campos electromagnéticos procedentes de aplicaciones móviles mediante apantallamiento selectivo de edificios [218].

Los factores que influyen en la respuesta de la FSS son, principalmente, la geometría del elemento unitario que se repite, los parámetros geométricos y eléctricos constitutivos del citado patrón y los huecos existentes entre ellos. Adicionalmente, una o varias capas pueden apilarse para producir un incremento del ancho de banda en el que la FSS produce una determinada respuesta, que variará con la separación entre capas. Por tanto, será imprescindible tener herramientas de diseño y optimización capaces de producir patrones que se adapten a los requerimientos de transmisión y reflexión para la aplicación concreta. En este sentido existen dos metodologías básicas de análisis, la primera será el análisis mediante modelos circuitales equivalentes [219], en los que se usan circuitos equivalentes de bobinas, condensadores y resistencias para describir la relación entre los parámetros geométricos de los elementos periódicos y su respuesta en frecuencia. La segunda de las posibilidades es usar técnicas numéricas de simulación electromagnética [220] para predecir su comportamiento.

En nuestro caso, el Laboratorio dispone de herramientas software dedicadas al diseño y optimización de este tipo de estructuras. Concretamente se ha usado *HFSS* v13 de *ANSYS, Inc.* [167] para el diseño y optimización de dos realizaciones de FSS, una monocapa y otra multicapa formada por dos estructuras idénticas.

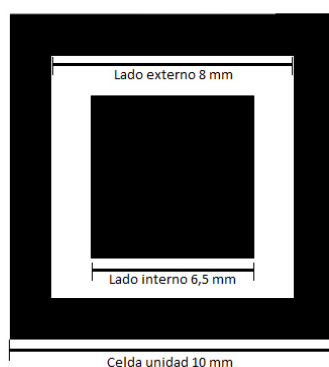


Figura 5.35: Celda unidad de la FSS diseñada

En concreto, se ha utilizado una estructura formada por una celda unidad cuadrada tipo *slot*. Este tipo de geometrías se comportan como un filtro paso-banda cuya frecuencia de transmisión depende de las dimensiones de los *slots* practicados en el metal. Así,

para obtener una resonancia en torno a 9,5 GHz se ha establecido un tamaño de celda unidad de 10 mm. Mediante el citado software se han ido variando las dimensiones del patrón hasta conseguir la respuesta deseada para un cuadrado de lado externo 8 mm y lado interno 6,5 mm (figura 5.35).

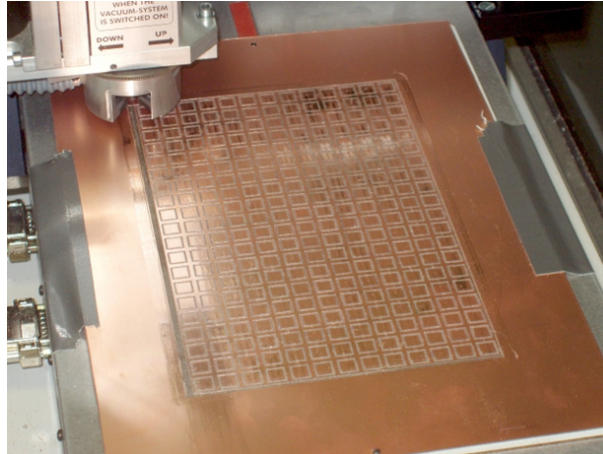


Figura 5.36: *Fabricación de la FSS diseñada*

La estructura multicapa diseñada se compone de dos capas idénticas a la anterior separadas por aire, para las que se ha optimizado la distancia entre ellas de modo que exista una relación óptima entre el valor de reflexión y el ancho de banda. Esto se consigue para una separación de 5 mm.

El siguiente paso ha sido la construcción física de ambas estructuras (figura 5.36), que se ha realizado mediante una maquina para prototipado rápido de circuitos impresos denominada LPKF Protomat[®] C60, de la empresa alemana *LPKF Laser & Electronics AG* [221].

Específicamente, cada FSS monocapa se ha construido sobre una plancha de 20x13 cm de sustrato CuClad[®] 250GX, descrito y caracterizado en el apartado 5.4.1, sobre la que se ha eliminado el material conductor de la superficie formando patrones cuadrados que se repiten a lo largo de la misma. También se ha eliminado completamente la capa conductora de la cara opuesta.

Al igual que para otros ensayos anteriormente mostrados, se ha construido un soporte de foam específico (figura 5.37) para situar en el soporte de blanco la FSS monocapa, la multicapa y la placa metálica de idénticas dimensiones, que se utiliza como patrón de referencia en reflexión y como *background* en transmisión.

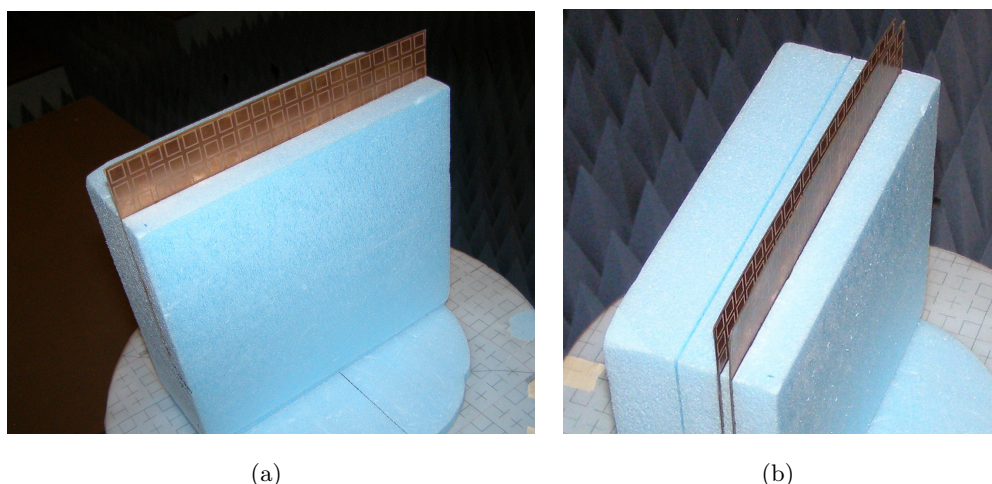


Figura 5.37: Realizaciones de FSS y soporte en BIANCHA: (a) Realización de 1 capa (b) Realización de 2 capas

Como paso final se realizan las medidas de dos maneras:

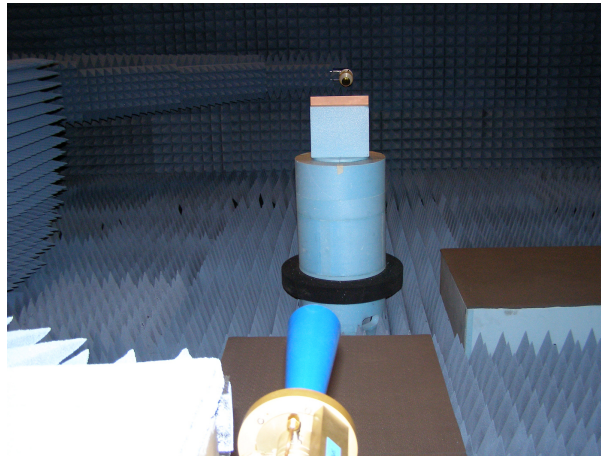
1. *Reflexión*: Configuración monoestática, con la sonda del brazo externo como transmisor-receptor en $(\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ)$.
2. *Transmisión*: Configuración biestática, con la sonda del brazo externo como transmisora en $(\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ)$ y la sonda del brazo interno como receptora en $(\theta = -90^\circ, \phi = 0^\circ)$. Por tanto, el plano de incidencia formado por la antena transmisora, la normal a la muestra y la antena receptora se sitúan en el plano XY del sistema (figura 5.38). Esta configuración es idéntica a la utilizada para medir la RCS en *forward scattering*.

En ambos casos, las FSSs se sitúan perpendicularmente a la dirección de incidencia para obtener los coeficientes en incidencia normal, en un margen de frecuencia de 6 a 12 GHz para ambas polarizaciones, $\theta - \theta$ (o vertical) y $\phi - \phi$ (u horizontal).

Los parámetros de configuración de la medida son los recogidos en la tabla 5.6.

Tras procesar cada tipo de medida según lo expuesto en el apartado 5.3.3, se obtienen los resultados definitivos del coeficiente de transmisión y reflexión de las distintas realizaciones de FSS. En todos ellos se obtienen valores muy similares a los obtenidos en simulación.

A modo de ejemplo, se representan los resultados correspondientes a la realización



(a)



(b)

Figura 5.38: *Setup de medida de transmisión en BIANCHA: (a) Placa metálica (b) FSS de 2 capas*

de una capa para polarización $\phi - \phi$ (figura 5.39) y los correspondientes a la realización de dos capas para polarización $\theta - \theta$ (figura 5.40).

Se puede ver que, efectivamente, en todos los casos las medidas replican de manera adecuada los resultados de simulación, demostrándose así la validez de la metodología de medida desarrollada.

No obstante, existe una discrepancia entre los coeficientes de reflexión medido y simulado para la realización multicapa en los valores de los mínimos de reflectividad. Efectivamente la medida no alcanza los valores conseguidos por la simulación para 9,6

5. Medida de Materiales

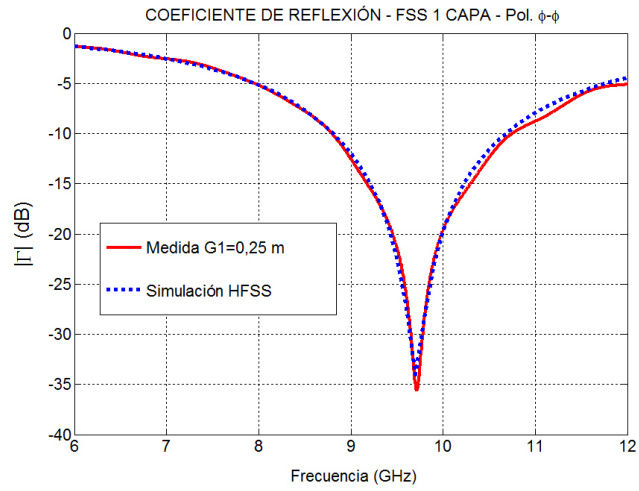
Sondas Tx-Rx	SATIMO SP6000
Calibración	<i>Full-4-port</i>
Kit de calibración	ZV-Z52 automático
Punto de calibración	En los puertos del VNA
Frecuencia	4 a 13 GHz
Número de puntos	1801 puntos
IFBW	100Hz
Potencia de salida	15 dBm
Integración coherente	No
<i>Software gating</i> reflexión	Sí; ventana Bohman de $G_1 = 0,25$ m
<i>Software gating</i> transmisión	Sí; ventana Bohman de $G_2 = 0,35$ m
<i>Background subtraction</i> reflexión	Sí; <i>background</i> de la cámara
<i>Background subtraction</i> transmisión	Sí; placa conductora de 20x13 cm
Incidencia	Normal
Polarización	$\theta - \theta$ y $\phi - \phi$

Tabla 5.6: *Parámetros de medida del coeficiente de reflexión y transmisión de FSSs*

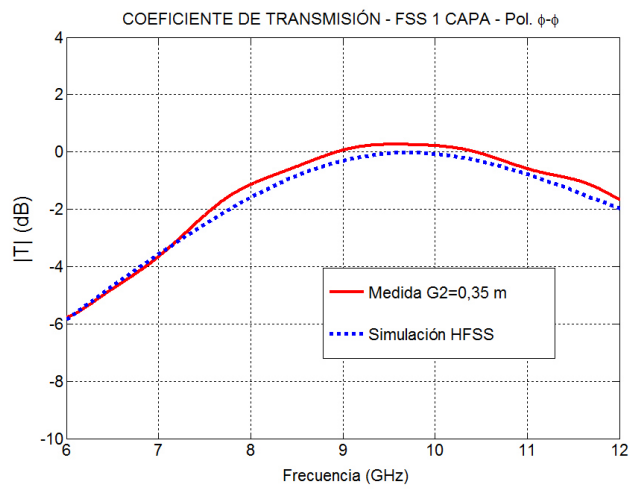
GHz, mientras que en 11,1 GHz ocurre lo contrario. Sin embargo, la posición de los mínimos y el ancho de banda se reproduce fielmente, por lo que se puede concluir que estas discrepancias se deben a los errores de fabricación sobre el patrón unitario y a los errores de posicionamiento de las capas, lo que incide en una modificación de los citados mínimos. Sin embargo, estas diferencias no impiden afirmar que la metodología desarrollada es plenamente válida y los resultados de medida son fiables.

Así, se ha demostrado que las capacidades de BIANCHA permiten medir de manera adecuada tanto el coeficiente de reflexión como el de transmisión de materiales y estructuras gracias, por un lado, a sus especificaciones de diseño, y por otro a la implementación de técnicas novedosas de procesado. De esta manera se ha podido replicar, e incluso mejorar en muchos de los casos, la exactitud y fiabilidad de los resultados presentes en la bibliografía [204] con un setup de medida muy flexible y fácil de realizar. Y no sólo eso, sino que además el sistema permite ampliar los márgenes angulares de medida y las configuraciones respecto a los existentes en otras instalaciones de medida similares.

5.4. Resultados

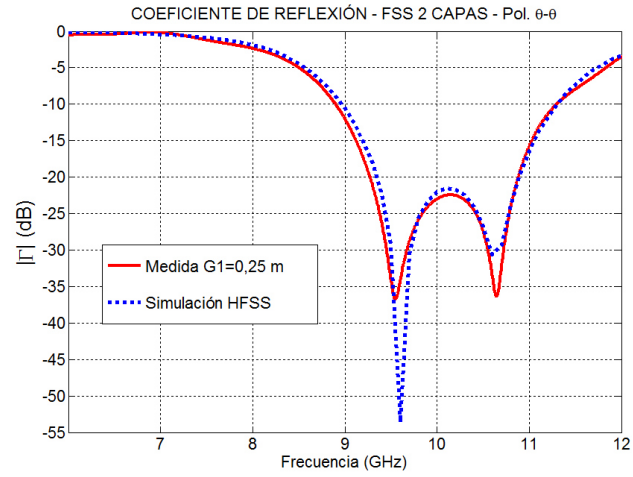


(a)

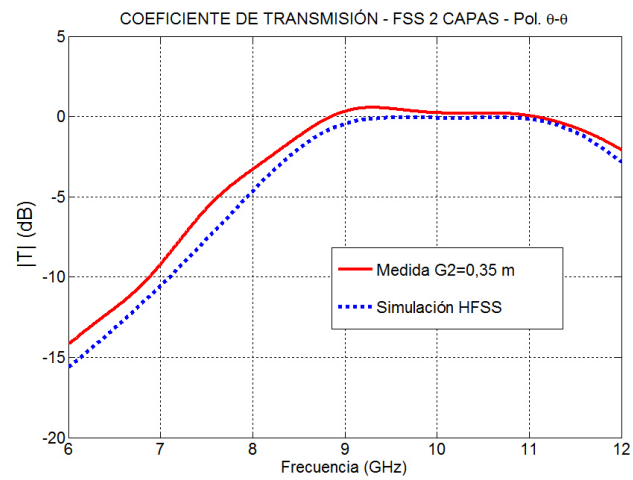


(b)

Figura 5.39: Resultados de reflexión y transmisión para FSS de 1 capa en polarización $\phi-\phi$:
(a) Módulo del coeficiente de reflexión (b) Módulo del coeficiente de transmisión



(a)



(b)

Figura 5.40: Resultados de reflexión y transmisión para FSS de 2 capas en polarización $\theta - \theta$:
(a) Módulo del coeficiente de reflexión (b) Módulo del coeficiente de transmisión

Capítulo 6

Medida de Radomos y Recubrimientos de Antenas

En este último capítulo de resultados se describe la aplicación de la instalación a la medida de radomos y recubrimientos de antenas. Nuevamente se inicia con una descripción de los distintos tipos de medidas y las metodologías desarrolladas, para concluir con los resultados obtenidos sobre varios ejemplos de radomos y recubrimientos.

6.1. Introducción

El término *radomo*, en inglés *radome*, proviene de la unión de las palabras *radar* y *dome*, y se puede definir como el recinto estructural y hermético que protege un sistema radiante de su entorno físico y que produce un impacto mínimo sobre sus características electromagnéticas.

Efectivamente, el uso cada vez más intensivo que realizan las plataformas aeronáuticas del espectro electromagnético en aplicaciones tan diversas como las comunicaciones, la vigilancia del espacio aéreo, el guiado, etc. necesita del desarrollo de sistemas radiantes cada vez más complejos, como por ejemplo arrays de antenas o sistemas radiantes integrados en la estructura de la plataforma.

Estas antenas poseen unas especificaciones muy exigentes que requieren el desarrollo de unos radomos y recubrimientos que cumplan su propósito aerodinámico y estructural de manera adecuada, pero que a la vez presenten unas características electromagnéticas que mantengan casi inalterado el rendimiento de los sistemas radiantes que acogen.

A modo de introducción, y de manera general, los radomos aeronáuticos pueden ser clasificados en las siguientes categorías:

- Radomos aerodinámicos en forma de cono en el morro o cola de plataformas aeronáuticas: Se usan, por ejemplo, para cubrir antenas de *seekers* de misiles o de radares meteorológicos en aviones convencionales.
- Radomos montados en la parte inferior del fuselaje o como parte de la sección inferior del fuselaje: Usados para arrays de antenas o para antenas de vigilancia.
- Radomos rasantes al fuselaje o en los bordes de ataque y salida de las alas o en las aletas de cola: usados para comunicaciones y telemetría.
- Radomos de alto rendimiento para misiles y vehículos de reentrada: aplicaciones para vehículos supersónicos, por ejemplo.
- Radomos para antenas embebidas en el cuerpo del fuselaje y antenas físicamente integradas en la estructura de la aeronave: por ejemplo en UAVs.

Ante tal variedad de aplicaciones, el mayor reto de diseño consiste en desarrollar una estructura que pueda cumplir los requisitos electromagnéticos mientras mantiene los aerodinámicos, estructurales y medioambientales [222] [223].

Como consecuencia inmediata se hace imprescindible el uso de herramientas de diseño electromagnético cada vez más sofisticadas, basadas en métodos numéricos cada vez más rápidos y eficientes a nivel computacional [224].

Aunque se han hecho grandes progresos en los campos anteriormente citados, algunos problemas relativos a los aspectos electromagnéticos del diseño de radomos continúan sin ser resueltos. Y no sólo eso, sino que nuevos retos emergen en paralelo, atribuibles a, por ejemplo, el desarrollo de nuevos sistemas de antenas y estructuras radiantes, a nuevas configuraciones de radomos basadas en estructuras periódicas multicapa (como FSS o metamateriales) o a nuevas condiciones extremas de operación en entornos hipersónicos.

De esta manera, la degradación en el comportamiento electromagnético del elemento radiante que introduce el radomo resultará crítica para gran parte de las aplicaciones, ya que el requerimiento fundamental será el aerodinámico, de modo que se complicará el diseño electromagnético mientras que la elección del material dieléctrico constitutivo se verá condicionada por los requerimientos de resistencia estructural, las limitaciones

de peso, la estabilidad térmica y la resistencia a la erosión por lluvia que debe presentar el radomo. Estos requerimientos serán incluso más restrictivos para radomos de misiles, para los que se tienen unas aceleraciones y velocidades terminales más elevadas.

En general, el radomo representa un cambio de medio para el campo electromagnético que conlleva unas pérdidas de transmisión y una distorsión de las características de radiación de la antena, en concreto de su diagrama de radiación. Así, su máximo podrá sufrir una desviación en función del ángulo de apuntamiento de la antena (*boresight error*) y los lóbulos laterales se verán degradados. Estos efectos deberán ser minimizados limitando las pérdidas de inserción y el retardo de fase introducido por el radomo, y manteniendo la polarización independiente del ángulo de incidencia sobre dicho radomo. Por tanto, desde el punto de vista electromagnético, un radomo con geometría esférica con la antena situada en el centro sería la configuración óptima, si bien las consideraciones aerodinámicas van a requerir unas geometrías más estrechas y afiladas. Así, los diseños prácticos presentarán en su gran mayoría una simetría circular en forma de conos, ojivas o parábolas de distinta curvatura.

De este modo, en resumen, sigue resultando imprescindible el uso de sistemas de medida y verificación de radomos y recubrimientos cada vez más sofisticados y flexibles, de modo que puedan adaptarse de manera adecuada a los sistemas desarrollados, y permitan la prueba de los prototipos construidos mediante la medida de los parámetros electromagnéticos especificados en diseño. Es ahí donde se enmarca la aplicación de BIANCHA a la medida de elementos radiantes con este tipo de estructuras.

Los parámetros típicos a verificar a la hora de caracterizar el comportamiento de los radomos dependerán de la aplicación concreta y sus requisitos, si bien, típicamente se determinará cualquier parámetro relevante del sistema radiante. En general, será interesante conocer la eficiencia de transmisión, la desviación del haz de antena o *beam deflection*, el error de apuntamiento o *boresight error*, la distorsión en el diagrama de radiación de la antena (incluidos los lóbulos laterales), la variación del coeficiente de reflexión o *Relación de Onda Estacionaria* (ROE), la variación en la componente contrapolar, y en general cualquier otro parámetro de antena relevante para la aplicación concreta.

Por último, debido al desarrollo de requisitos de baja observabilidad radar para plataformas aeronáuticas, resulta imprescindible conocer la RCS tanto monoestática como biestática de los sistemas radiantes que la integran junto con sus radomos y recubrimientos, ya que contribuirán de manera decisiva a la firma radar global de la

plataforma en la que operan. Así, una instalación que permita la medida conjunta de todos estos parámetros resultará de gran utilidad para la caracterización de radomos y recubrimientos de una manera óptima.

En este punto, BIANCHA permite medir en una sola instalación todo este tipo de parámetros de una manera sencilla y precisa.

6.2. Tipos de ensayo y metodología de medida

Una vez expuesta la utilidad de los radomos aeronáuticos y la necesidad de verificar su comportamiento mediante el uso de instalaciones adecuadas para esa tarea, esta sección describe la metodología aplicada en BIANCHA a dos tipos de ensayos concretos, el primero la medida del diagrama de radiación del sistema radiante y la influencia que sobre él tiene el radomo que lo recubre, y el segundo la medida de la RCS mono y/o biestática del conjunto antena-radomo.

Así, cabe destacar que, como se recoge en el apartado anterior (6.1), existe una gran cantidad de parámetros relevantes para deducir el comportamiento del elemento radiante y su recubrimiento. Sin embargo, el objeto de la presente tesis es demostrar la utilidad de BIANCHA para este tipo de aplicaciones, y no tanto ser exhaustivo con la descripción de los tipos de ensayo posibles, que debido a la gran flexibilidad de la instalación se antoja un objetivo imposible de abarcar en una sólo tesis.

De esta manera, a continuación se detalla el procedimiento de medida en ambos casos descritos, que, de nuevo, en función de la complejidad del sistema bajo prueba o de las configuraciones necesarias, puede venir concretado en una simple tabla de datos o bien requerir un complejo plan de ensayo.

En el caso que nos ocupa, tanto los sistemas radiantes y recubrimientos como las configuraciones serán relativamente sencillas, siendo suficiente el uso de una ficha de medida, que vendrá resumida en la tabla que aparece antes de cada ensayo mostrado en los resultados.

6.2.1. Medida de radiación

Como se adelantó en el capítulo 3, la instalación permite la medida de los parámetros de radiación de antenas. Para ello, se introdujeron diversas variantes en el diseño del sistema de radiofrecuencia y del soporte de blanco que vienen recogidas en el apartado 3.3.2.

En concreto, por un lado, según se recoge en la figura 3.11, para distribuir la señal hasta la sonda del brazo interno se utilizan dos cables, uno por polarización. El primero de ellos va directo a la sonda para alimentar una de las polarizaciones, pero el otro termina en un pasamuros o *bulkhead* cerca del posicionador de blanco. En ese punto, o bien se conecta un nuevo cable que conduce la señal hasta la otra polarización de la sonda del brazo interno, o bien se alimenta la antena bajo prueba situada en el posicionador. De esta manera, se dota al sistema de la capacidad de medir elementos radiantes.

Por otro lado, la columna de posicionamiento se diseñó de manera que la parte superior pudiera ser intercambiable, de modo que fuera posible colocar tanto un soporte de blanco como un soporte de antena. Además, el eje central está hueco para facilitar el acceso del cable de alimentación desde el pasamuros hasta la antena bajo prueba (figura 3.17).

Con estas consideraciones, los pasos seguidos para la obtención de los datos de radiación han sido los siguientes:

1. *Definición de parámetros de medida:*

- Antena y radomo bajo prueba: Al igual que en el resto de ensayos, resulta imprescindible conocer las dimensiones del conjunto antena-radomo de cara a determinar la frecuencia máxima para la que se cumplirá el criterio de campo lejano, ya que el radio del sistema de medida es fijo. También su forma, para situarlo de manera adecuada sobre la columna de *foam* de modo que, por un lado, se sustente el conjunto antena+radomo sin oscilaciones durante la medida, y, por otro, el centro de giro del sistema de posicionamiento se sitúe adecuadamente en su geometría.
- Configuración de medida y polarización: Hay que definir la polarización o polarizaciones a medir y si la antena bajo prueba será medida en transmisión o en recepción. Esto condicionará los parámetros S a seleccionar, y, por tanto, la configuración de puertos del VNA y el tipo de calibración requerida.
- Barrido angular: El corte a llevar a cabo define, al trasladarlo al sistema de coordenadas de la instalación, la configuración de movimientos y la posición de la antena y radomo. Así, condicionará el soporte utilizado y la configuración del software de control de la cámara.

- Barrido en frecuencia: Al igual que para RCS, las frecuencias a las que se quieren obtener los resultados determinarán la frecuencia inicial (f_i), la frecuencia final (f_f) y el número de puntos en frecuencia (N) necesarios. Por consiguiente, se fija el ancho de banda ($B = f_f - f_i$) y el paso o resolución en frecuencia ($\Delta_f = B/N$). De nuevo, la forma de onda utilizada es *stepped-frequency*.
- Patrón de referencia: Definir el patrón utilizado es necesario sólo si se quieren realizar medidas de ganancia de antena. En el caso de estudio, es decir, para la medida del diagrama de radiación, no hay que utilizar ningún patrón de referencia.
- Margen dinámico: En función del nivel de señal esperado, se deben fijar distintos parámetros del VNA para minimizar el tiempo de medida manteniendo un margen dinámico suficiente (ver punto 4 del apartado A.2.4). Así, se debe determinar:
 - *El ancho de banda instantáneo de medida* o IFBW.
 - *La potencia de salida* del VNA.
 - *El factor de promediado* para uso de integración coherente.

En el caso de la medida de antenas, como se tiene presente tanto la ganancia de la sonda como la ganancia de la antena bajo prueba y además hay visión directa entre ambas, los niveles de señal a medir serán más elevados en comparación con los de la medida de reflectividad, por lo que estos parámetros no serán muy restrictivos.

2. Calibración del VNA:

Después de trasladar los parámetros de medida a la configuración del VNA, se debe realizar la calibración del equipo (ver apartado A.2.4, subapartado 1), de modo que se compensen los errores de medida sistemáticos, mejorando de manera ostensible la precisión y repetitividad de medida, fijando, además, el plano de referencia, y en consecuencia, el cero de fases y tiempos (y por tanto de distancias) del sistema. Como norma general, y al igual que ocurría en la medida de RCS, la calibración se realizará a la entrada del VNA, mejorando así la estabilidad de las medidas de los patrones de referencia asociados, y por tanto de la calibración. No obstante, según se relatará en el apartado de resultados correspondiente, el punto de calibración puede variar en función de los requerimientos concretos de medida,

ya que para medir polarizaciones distintas a lineales habrá que compensar por calibración la diferencia de caminos entre los cables de las polarizaciones lineales medidas que se combinen para formar la polarización requerida.

Todo lo expuesto en relación a la deriva del analizador a lo largo del tiempo sigue siendo válido, por lo que en este caso la calibración también debe llevarse a cabo inmediatamente antes de la realización de las medidas.

3. *Software gating:*

Para el caso de medida de antenas, y como los niveles de señal asociados se encuentran muy por encima del background de la cámara, no es necesario realizar este tipo de procesado.

No obstante, en caso de utilizarse, todo lo expuesto en el apartado correspondiente de la medida de RCS (4.2) es aplicable a la presente metodología.

4. *Realización de las medidas:*

- Medida del patrón de referencia: Sólo será aplicable al caso de medida de ganancia de antena. Para los ensayos propuestos en el presente capítulo no será aplicable, y, por tanto, no se realizará.
- Medida del blanco: Como último paso se realiza la medida del sistema radiante en las condiciones definidas inicialmente y para las configuraciones de radomos o recubrimientos a verificar especificados.

5. *Procesado de datos y presentación de resultados:*

La tarea final consistirá en recopilar las trazas capturadas por el software de control de la instalación y procesarlas para extraer la información requerida. Como ya se ha comentado en capítulos anteriores, el software de control guarda las trazas en ficheros de texto con los parámetros S medidos por el VNA en valores *complejos*, manteniendo la información de módulo y fase. Para el caso concreto del diagrama de radiación sólo habrá que utilizar el valor absoluto del módulo de dicho coeficiente en dB para cada ángulo correspondiente al corte representado.

Este procesado se realiza a posteriori mediante la herramienta software *ProMeCa* y de manera independiente a la captura de datos.

6.2.2. Medida de dispersión - RCS

En este caso, básicamente se tiene una medida de reflectividad estandar encaminada a la determinación de la RCS. Por tanto la metodología de medida será la misma que la descrita en el capítulo correspondiente, específicamente en el apartado 4.2, donde únicamente habrá que sustituir el blanco bajo prueba por la antena con su correspondiente radomo, situándola convenientemente en el centro de la instalación y colocando la impedancia deseada en el conector de alimentación de la citada antena. Por tanto, el esquema de ensayo y los pasos seguidos coinciden con los recogidos en dicho apartado y no se repetirán aquí.

6.3. Resultados

6.3.1. Diagrama de radiación de bocina y radomos de distinta composición

Como se ha adelantado en el apartado anterior, la instalación permite examinar de forma adecuada el efecto que diferentes radomos con distintas composiciones tienen en el diagrama de radiación de una antena, y a este cometido se dedican los resultados mostrados en este punto.

A modo de introducción, cabe decir que el laboratorio está trabajando en un proyecto para diseñar y construir un sistema de radiofrecuencia que irá integrado en una plataforma aérea ligera, específicamente en un UAV. El equipo debe estar integrado en dos pods cilíndricos de 50 cm de largo y 8 cm de diámetro situados en punta de ala de la aeronave, y requiere el uso de dos antenas tipo bocina situadas en la parte frontal de dichos pods. Por tanto, se necesita un radomo para cubrir cada antena y protegerla en vuelo a la vez que se cumplen los requisitos aerodinámicos propios del pod y de la plataforma.

Como requisito adicional se tiene que la forma de los radomos viene impuesta por las especificaciones físicas del pod. No obstante, se dispone de diferentes materiales compuestos y resinas con los que fabricarlos, por lo que se podrán probar distintas realizaciones para evaluar su efecto sobre la antena y, de esta manera, seleccionar el mejor adaptado a la aplicación concreta.

En este sentido, los criterios de selección son principalmente dos: Por un lado, el sistema debe transmitir y recibir señales en un cono de 60° alrededor de la dirección de

apuntamiento de la antena. Por lo tanto es ahí donde se debe minimizar el efecto adverso del recubrimiento. Por otro, la ganancia en este rango angular se debe maximizar en lo posible para mejorar la eficiencia del sistema.

Hasta cuatro radomos con distintas configuraciones fueron diseñados, fabricados y medidos, de modo que se presentan a continuación los resultados obtenidos en cada caso para las frecuencias de interés.

Antena y radomos bajo prueba

Por un lado, la antena bajo prueba es la bocina circular dualmente corrugada denominada RA-4340-4S, de Rozendal Associates Inc. [225], con 2,54 cm de apertura y cuya frecuencia de trabajo va de 8 a 16GHz (figura 6.1).

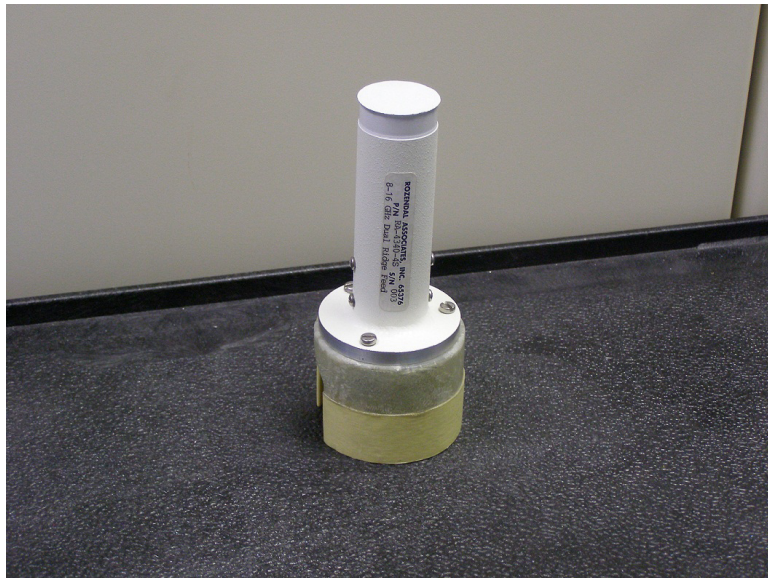


Figura 6.1: Antena bocina bajo prueba y soporte para medida

Por otro, se dispone de cuatro realizaciones diferentes de radomos para cubrir la antena descrita (figura 6.2), cada una de las cuales posee una composición y un acabado distintos según la tabla 6.1.

En concreto, se usaron dos fibras aeronáuticas distintas, una estandar (Hexcel Hex-Force 1064) y otra especial, optimizada para radomos de antenas (usada en INTA con la referencia FG/INTA/09/001). También se probaron 2 resinas diferentes, de nuevo una resina estandar (Hexcel HexPly M34) y otra optimizada especialmente para su uso en radomos (usada en INTA con la referencia RS/INTA/09/001).

6. Medida de Radomos y Recubrimientos de Antenas

Nombre Codificado	Descripción
2 FG	2 capas de fibra estandar + resina estandar
FG-INTA	1 capa de fibra especial radomos + resina estandar
FG-RS	1 capa de fibra especial radomos + resina especial radomos
FG-RS-AM	Igual que FG-RS pero pintada en amarillo

Tabla 6.1: *Composición y acabado de los radomos bajo prueba*



Figura 6.2: *Muestras de ensayo: Radomos bajo prueba*

Parámetros y configuración de medida

Para realizar los ensayos en BIANCHA, la apertura de la antena se colocó en el centro del hemisferio (o centro de giro) del sistema de posicionamiento. Para ello se utilizó el soporte de la figura 6.1, diseñado y fabricado especialmente para esta medida.

En este caso, sólo se necesita la sonda del brazo externo para medir el campo radiado, mientras que la antena bajo prueba se conecta al sistema de medida mediante el pasamuros situado en la base del posicionador de blanco, por debajo de la mesa rotatoria.

En la figura 6.3 se recoge la configuración de medida, mostrando la antena cubierta por uno de los radomos bajo prueba. Como se ha reseñado anteriormente, el brazo interno no se usa durante este ensayo, únicamente el brazo externo.

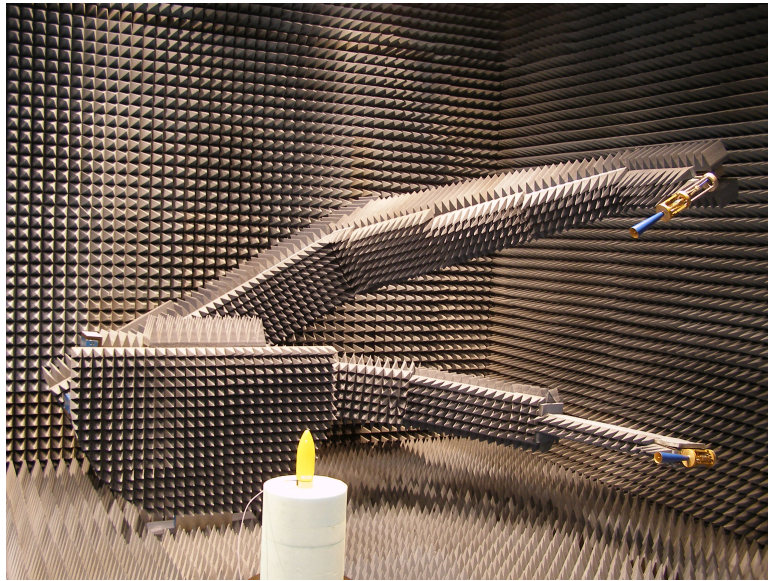


Figura 6.3: Configuración de medida con antena bocina y radomo

En este punto se definieron los parámetros de medida, recogidos todos ellos en la tabla 6.2.

Con esta configuración del sistema se midió la antena por sí sola y recubierta con cada uno de los radomos. Para todas estas realizaciones, se obtuvieron dos cortes, plano-E y plano-H, para dos polarizaciones lineales, copolar y contrapolar. Y todo ello para el rango de frecuencias de uso de la bocina, de 8 a 16 GHz. Aquí resulta interesante mencionar que, debido a las características de BIANCHA, todo el ancho de banda se pudo medir en un sólo barrido, reduciendo el tiempo de ensayo.

Por último, añadir que se cumple el criterio de campo lejano (ecuación (A.6)) para las frecuencias de medida, teniendo en cuenta la dimensión máxima del conjunto antena+radomo y la distancia de medida, que en este caso coincide con el radio de giro de la sonda del brazo externo, esto es 1740 mm.

Resultados de medida de radiación

En las siguientes figuras se recogen, a modo de ejemplo, los diagramas de radiación medidos para la antena en solitario, por un lado, y recubierta con las distintas realizaciones del radomo, por otro, y todo ello en los extremos de la banda de medida y en la frecuencia central, esto es, para 8, 12 y 16 GHz tanto en plano-E como en plano-H.

De esta manera, en cada gráfica se muestra el diagrama de radiación de la antena

Sondas Tx-Rx	SATIMO SP6000
Calibración	<i>Full 2-port</i>
Kit de calibración	ZV-Z235
Punto de calibración	En los puertos del VNA
Frecuencia	8 a 16 GHz
Número de puntos	201 puntos
IFBW	100Hz
Potencia de salida	15 dBm
Cortes	Plano-E y Plano-H
Barrido angular en cada corte	de -100° a 100°
Incremento angular	1°
Polarización	Lineal (co- y contrapolar)
Integración coherente	No
<i>Software gating</i>	No
<i>Background subtraction</i>	No

Tabla 6.2: *Parámetros de medida para la antena bocina y los radomos*

en solitario con línea continua, mientras que las medidas sobre la antena con cada uno de los radomos fabricados se representan en trazo punteado y con distintos colores para cada uno de los radomos.

En primer lugar cabe destacar que el comportamiento es similar a lo largo de la banda de frecuencias medida, y las conclusiones obtenidas para las frecuencias mostradas son equivalentes y extrapolables al resto.

La atención se sitúa sobre el análisis del efecto de los radomos para la componente copolar, ya que el sistema en el que van integradas las antenas bajo prueba no tiene especificaciones de componente contrapolar. No obstante, y con el ánimo de mostrar las posibilidades del sistema para realizar medidas polarimétricas en un sólo barrido, se muestran también cuatro figuras con los diagramas de radiación contrapolar para plano-E y plano-H a 8 y 16 GHz (figuras 6.10, 6.11, 6.12 y 6.13).

En general, se puede apreciar que la influencia de los distintos radomos sobre el diagrama de radiación no es muy severo para el margen angular de interés para la aplicación concreta ($\pm 60^\circ$). No obstante, es reseñable que el efecto adverso es mayor para el plano-H que para el plano-E. Esta circunstancia se puede explicar por el hecho

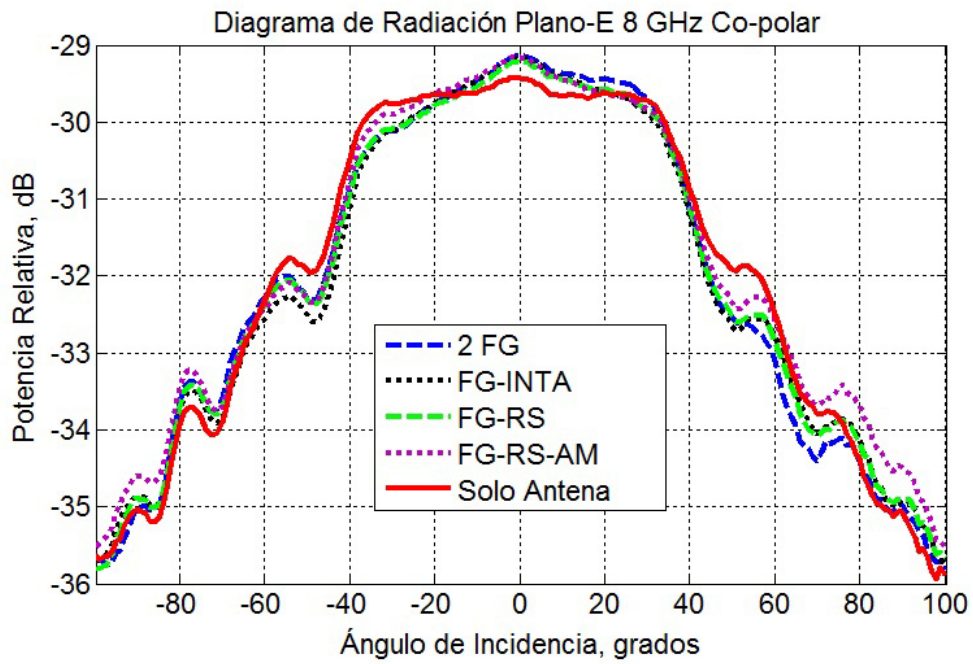


Figura 6.4: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-E 8 GHz Co-polar

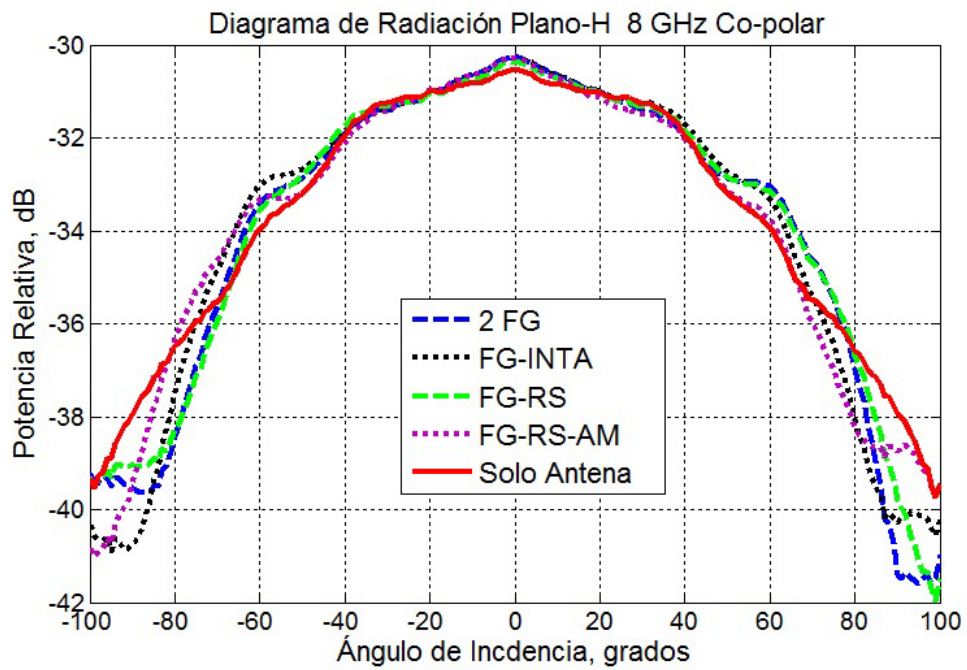


Figura 6.5: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-H 8 GHz Co-polar

de que las telas de fibra utilizadas para la fabricación de los radomos (y en general cualquier tela utilizada en el ámbito aeronáutico) no son homogéneas y afectan de manera distinta en cada dirección de radiación.

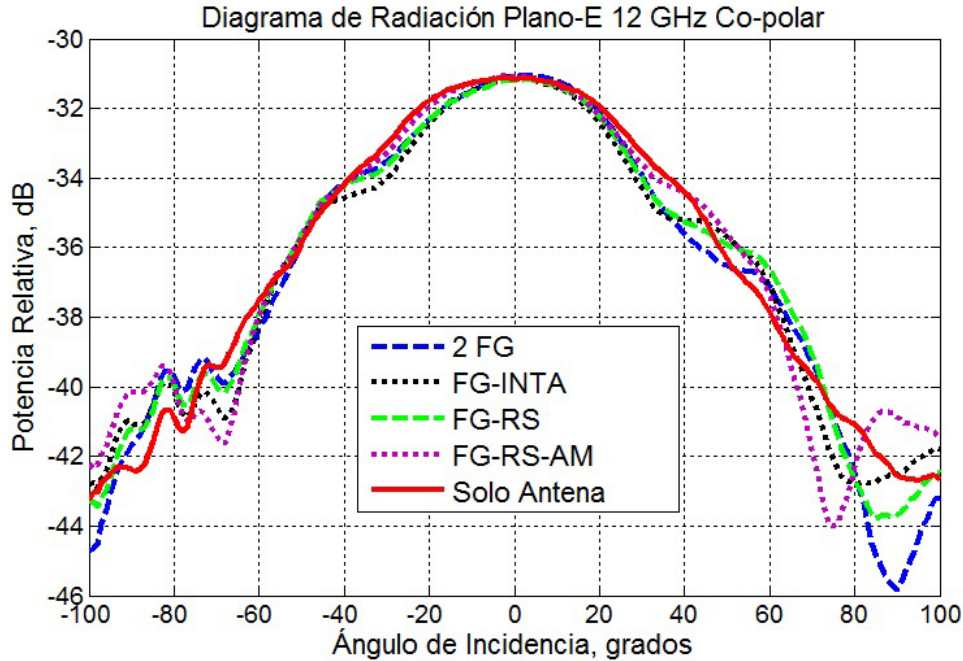


Figura 6.6: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-E 12 GHz Co-polar

Observando las figuras 6.4 y 6.5, se puede concluir que, aunque todas las realizaciones tienen un comportamiento similar, sí se pueden establecer diferencias que sirvan para elegir el óptimo. En concreto, el radomo más transparente, esto es, el que altera en menor medida el diagrama de radiación para el rango angular de interés, $\pm 60^\circ$, es el denominado FG-RS-AM.

De manera análoga, para 12 y 16 GHz, las figuras 6.6, 6.7, 6.8 y 6.9 permiten extraer idéntica conclusión. Las diferencias entre radomos son más evidentes para ángulos elevados y se incrementan con la frecuencia, pero el comportamiento alrededor de la dirección de apuntamiento sigue confirmando que la realización FG-RS-AM es la que mejor se adapta a la aplicación referida. De nuevo, el peor comportamiento para plano-H es evidente cuando se comparan las figuras correspondientes a cada frecuencia, esto es la 6.6 con la 6.7 y la 6.8 con la 6.9.

El análisis realizado sobre las figuras con los resultados copolares muestra que el mejor radomo está fabricado con la fibra aeronáutica especialmente diseñada para ra-

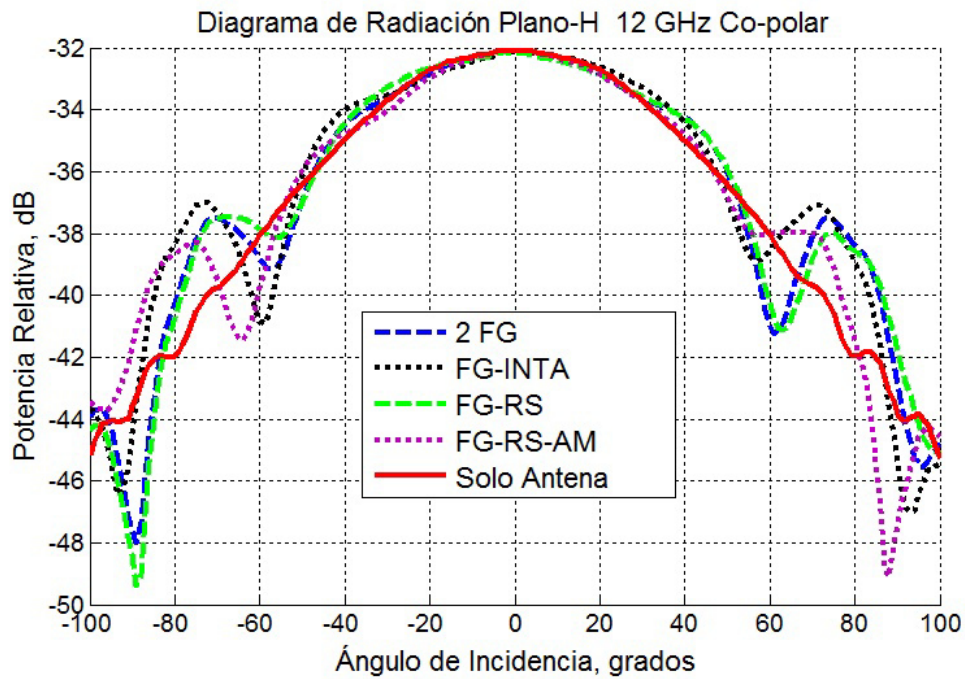


Figura 6.7: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-H 12 GHz Co-polar

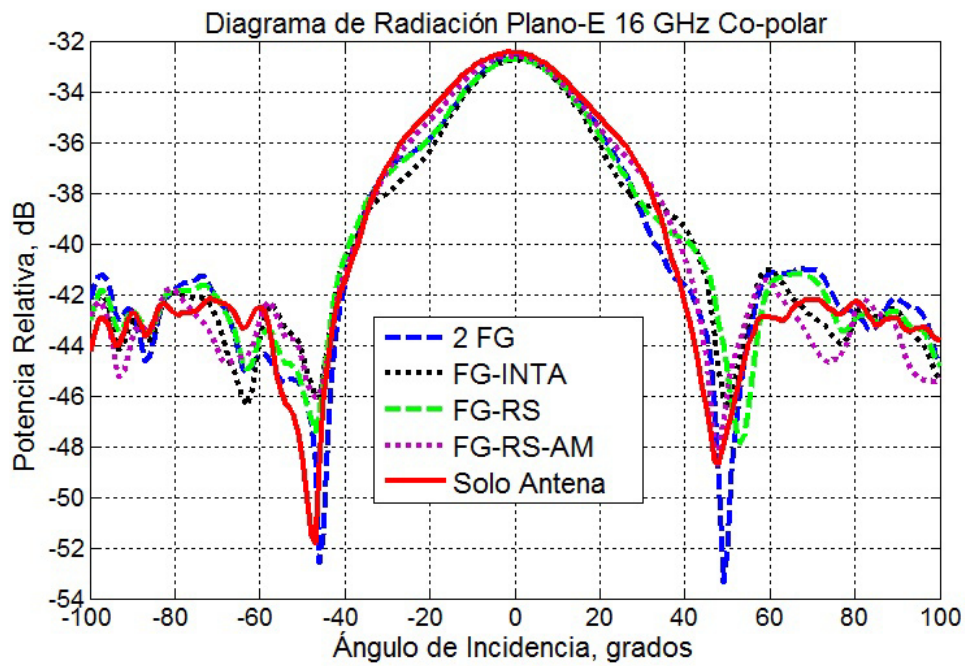


Figura 6.8: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-E 16 GHz Co-polar

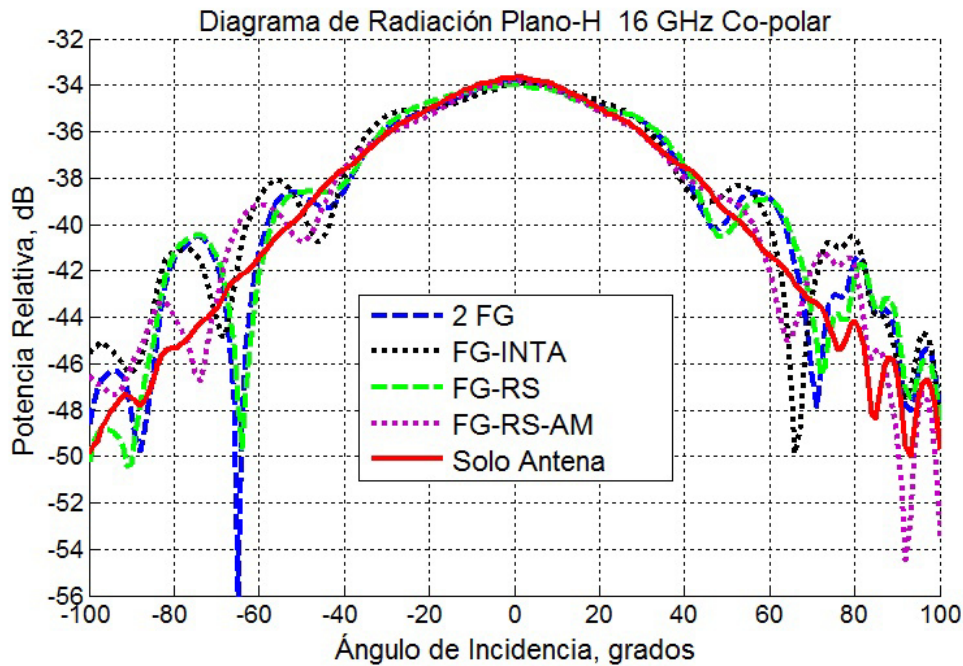


Figura 6.9: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-H 16 GHz Co-polar

domos, utilizando además la resina especial, conclusión evidentemente esperada. Sin embargo, el mejor comportamiento, esto es, el radomo que afecta en menor medida al diagrama de radiación de la antena, es la muestra terminada con la pintura protectora, el FG-RS-AM. En este sentido, lo esperado era que la versión sin pintura protectora tuviera un mejor comportamiento, ya que la pintura añade una capa extra de material dieléctrico a la fibra, afectando, en teoría, de manera negativa al comportamiento global y por tanto a las características de transparencia electromagnética del radomo final. Sin embargo, en este caso y para esta aplicación específica, la fibra pintada presenta un comportamiento mejorado frente a la fibra en solitario. Este comportamiento puede ser explicado por el hecho de que la propia pintura y el tratamiento realizado para aplicarla produzcan una superficie final más homogénea que disminuya el efecto de difracción que aparece por las pequeñas irregularidades de la superficie de la fibra original.

Así, y aunque este efecto sea muy leve en el caso que nos ocupa, sí permite demostrar la utilidad de realizar este tipo de ensayos, en general, y la eficacia de BIANCHA en este tipo de medidas, en particular. Y todo con el objetivo de permitir seleccionar el material más adecuado para la aplicación concreta de manera precisa y basada en datos

fiables que aporten valor añadido.

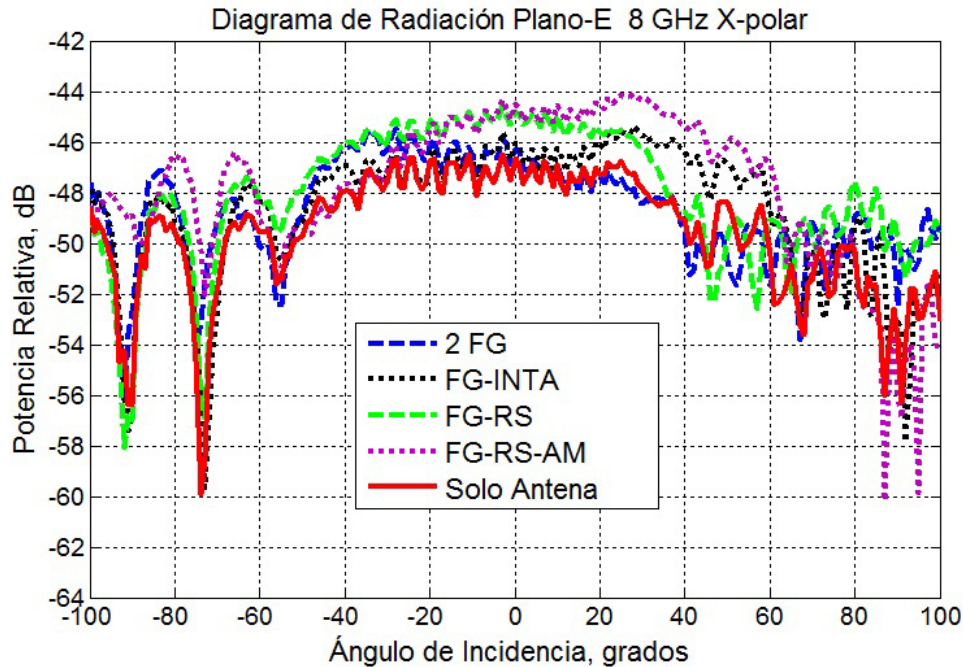


Figura 6.10: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-E 8 GHz contrapolar

Para el caso de los diagramas en contrapolar (figuras 6.10, 6.11, 6.12 y 6.13), y teniendo en cuenta que para esta aplicación concreta este parámetro no es determinante ni crítico, si se puede ver que, como se esperaba, los radomos producen cierta despolarización en el campo que lo atraviesa, y por tanto, cierto aumento de la componente contrapolar.

Aunque en este caso este hecho no es de gran importancia, en otras aplicaciones sí puede ser determinante y formar parte de la información necesaria para la selección del mejor radomo. Este es el motivo por el que se han realizado estas medidas y se han incluido parte de los resultados obtenidos a modo de muestra.

Como conclusión final de las medidas presentadas, se puede decir que, efectivamente, y como estaba definido por diseño, BIANCHA resulta muy adecuada para el estudio de la influencia de un radomo en el diagrama de radiación de la antena que protege y, por consiguiente, para la elección de la realización más conveniente para la aplicación concreta.

En este caso se han probado distintos radomos con distintas composiciones y acabados, y se han podido obtener importantes conclusiones acerca del comportamiento

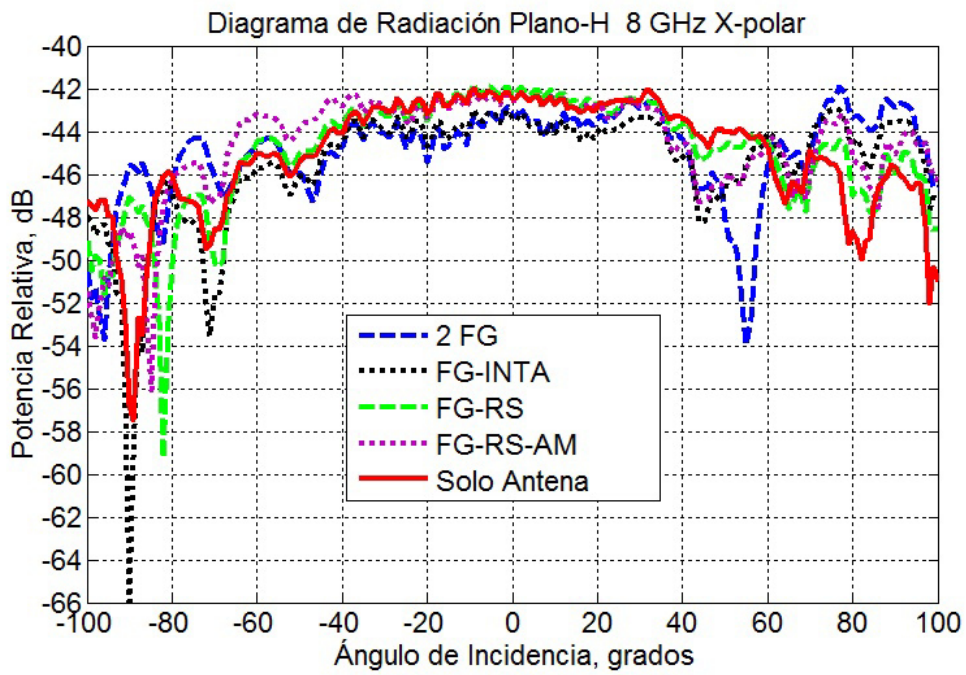


Figura 6.11: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-H 8 GHz contrapolar

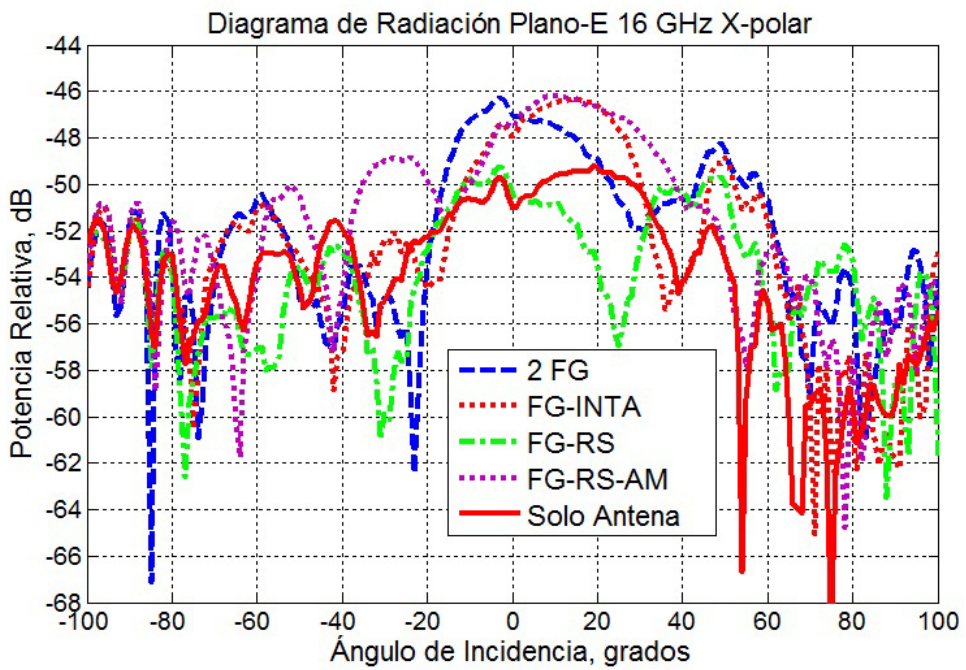


Figura 6.12: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-E 16 GHz contrapolar

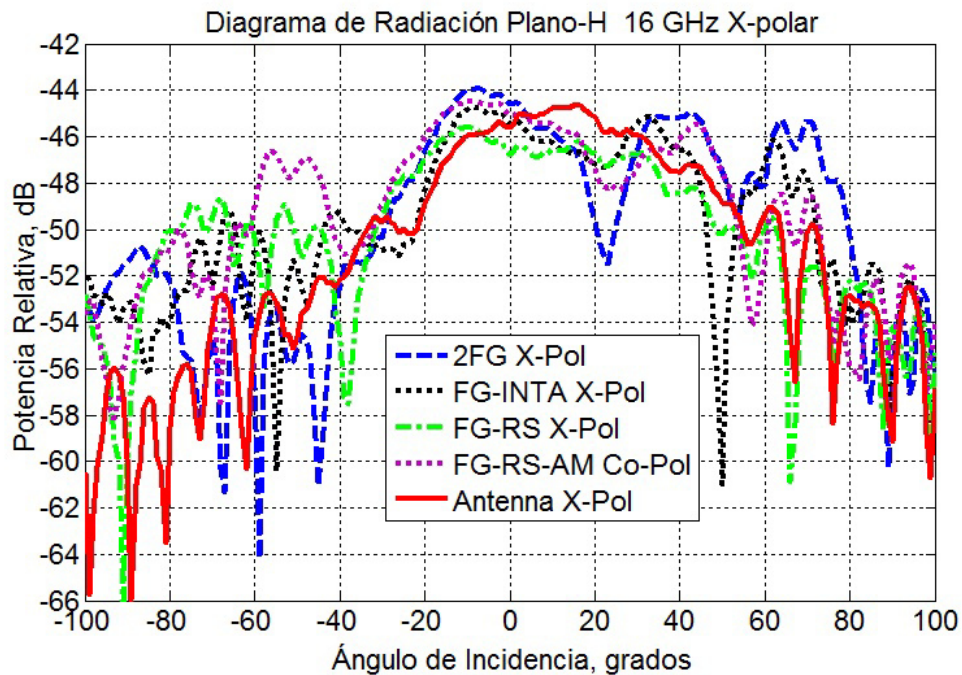


Figura 6.13: Antena bocina y radomos. Diagrama de Radiación Plano-H 16 GHz contrapolar

de cada uno de ellos y de su influencia final sobre la antena. Por un lado, se ha visto que, como era de esperar, el mejor material produce los mejores resultados (esto es, menor influencia sobre el diagrama de radiación). Sin embargo, y de manera inesperada, la muestra recubierta con pintura protectora presenta un comportamiento mejorado respecto a la fibra en bruto. En principio, la pintura debería empeorar los resultados al sumar un nuevo material al conjunto. Sin embargo, el comportamiento final para la aplicación concreta es el mejor. Así, gracias a las medidas se ha podido seleccionar el radomo más efectivo de forma sencilla y eficiente.

En este caso específico los requerimientos estaban focalizados en mantener el diagrama de radiación lo más inalterado posible. Así, las medidas fueron encaminadas a la obtención de ese parámetro únicamente. No obstante, como se verá en casos posteriores, la instalación permite ser reconfigurada de manera sencilla y usada en la obtención de otros parámetros, por ejemplo, la medida de la RCS tanto mono como biestática del conjunto antena-radomo. Y esto, sin duda, es una característica novedosa en este tipo de instalaciones.

6.3.2. RCS Monoestática de antena bocina y radomos

En la actualidad, las plataformas aeronáuticas presentan especificaciones de firma radar que hacen necesario controlar la RCS de sus componentes constitutivos.

En general, para aeronaves convencionales, la contribución de los elementos radiantes a la firma radar global es despreciable. Sin embargo, en dos casos concretos está aproximación no es cierta.

Por un lado, para las plataformas *stealth*, especialmente diseñadas para presentar una RCS muy reducida, la contribución de antenas y recubrimientos a la firma radar global será muy apreciable.

Por otro, las aeronaves no tripuladas de última generación pueden llegar a tener unos tamaños muy reducidos, con lo que al igual que sucedía para las aeronaves *stealth*, la contribución de antenas y recubrimientos a la RCS global de la plataforma es muy importante.

Por tanto, será necesario determinar la RCS de los elementos radiantes para elegir la configuración más adecuada y mantener la firma radar global dentro de especificaciones.

Ahí es donde un sistema de medida como BIANCHA se muestra muy conveniente, ya que permite no sólo determinar el efecto de los radomos sobre las antenas que recubren, sino medir la RCS de ambos elementos.

En este sentido, y con el único fin de mostrar las capacidades de la instalación para esta aplicación concreta, se han usado las antenas y radomos del apartado anterior (6.3.1) para realizar este tipo de medidas.

En este caso específico ni el sistema ni la plataforma incluían requerimientos de firma radar. Por tanto, el ejemplo mostrado a continuación es puramente académico y está encaminado únicamente a mostrar las capacidades específicas de BIANCHA en este ámbito.

Parámetros de medida

La frecuencia de medida seleccionada ha sido 5,8 GHz para cumplir el criterio de campo lejano según la ecuación (A.6), teniendo en cuenta los tamaños tanto de antena como de radomos y que la distancia de medida es fija en 1,74 m aproximadamente para la instalación.

La referencia de posición de la antena y los radomos se define para el alimentador de antena en $\phi = 180^\circ$. Además, se ha medido la antena con dos cargas distintas en

6.3. Resultados

Sondas Tx-Rx	SATIMO SP6000
Calibración	<i>Full 2-port</i>
Kit de calibración	ZV-Z235
Punto de calibración	En los puertos del VNA
Frecuencia	4,8 a 6,8 GHz
Número de puntos	501 puntos
IFBW	100Hz
Integración coherente	No
<i>Software gating</i>	Sí; ventana Bohman de 0,6 m
<i>Background subtraction blanco</i>	Si; en barrido
<i>Background subtraction patrón</i>	Si; punto único
Potencia de salida	15 dBm
Incremento angular en Tx/Rx	1°
Polarización	Theta-Theta y Phi-Phi

Tabla 6.3: *Parámetros de medida de RCS de antena y radomos*

dicho alimentador. Por un lado con un cortocircuito conectorizado y por otro con una carga de 50 Ohms.

En todos los resultados presentados se utiliza una configuración monoestática en la que la iluminación se ha fijado en $\phi = 0^\circ$ con θ variando entre -90° y 90° , para lo que se ha usado el brazo externo, cuya sonda actúa como transmisora y receptora.

En lo referente a los parámetros de configuración específicos del VNA, en la tabla 6.3 se recogen los utilizados en la configuración definitiva de medida.

De nuevo, y al igual que sucedía en el apartado 4.3.1, como blanco de calibración se ha utilizado una esfera de aluminio de 0,19 m de diámetro, calculando su RCS teórica de manera analítica mediante *ProMeCa* siguiendo la formulación en series de Mie de [166]. También se ha usado el mismo soporte de posicionamiento de patrón que en el citado apartado.

Resultados de medida de RCS

En las figuras sucesivas se presentan los resultados de RCS tanto de la antena bocina como del conjunto antena-radomo para distintas configuraciones de carga y

polarización.

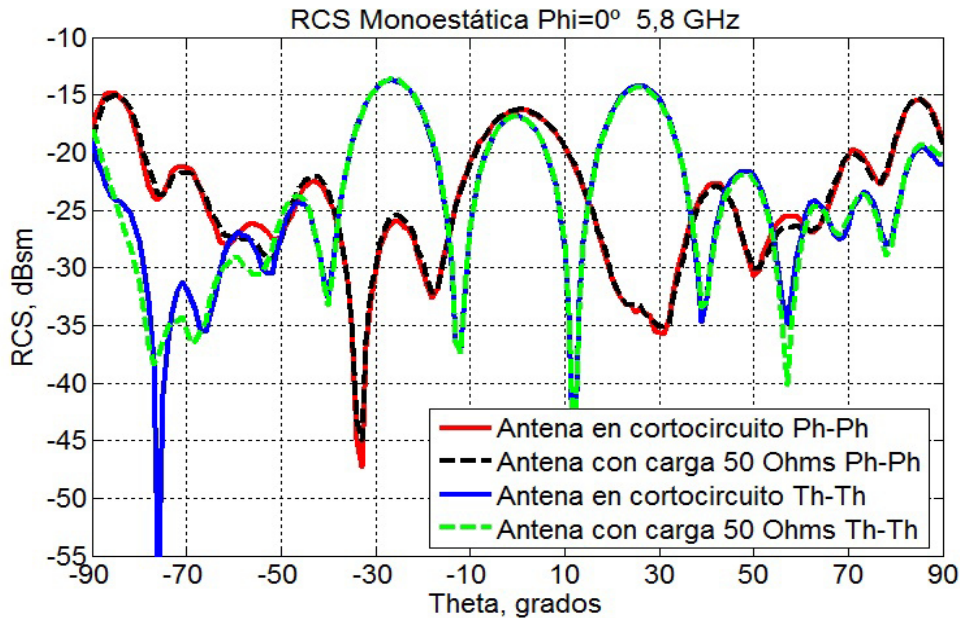


Figura 6.14: Antena bocina. RCS. Corte $\Phi=0^\circ$ 5,8 GHz

En primer lugar, en la figura 6.14 se puede ver el efecto de la carga en el conector de antena y la polarización sobre la RCS de la antena sin recubrimientos. Así, el efecto de la carga en la alimentación es despreciable. Esto puede ser debido a que la RCS a esa frecuencia es principalmente debida a la geometría de la antena, mientras que la componente debida a los modos generados en la cavidad formada por la bocina no se ven modificados por la impedancia del puerto de alimentación de la antena.

En cuanto a la polarización, se puede apreciar un comportamiento muy distinto entre una y otra. Este hecho se debe principalmente a que la antena es de polarización lineal y presenta una fuerte asimetría en el alimentador, produciendo una respuesta completamente diferente entre polarización Phi-Phi y polarización Theta-Theta.

Por último, los máximos de RCS se sitúan en torno a los -15dBsm, ratificando por tanto, que su contribución no será apreciable para plataformas convencionales pero si deberá ser tomada en cuenta para aquellas que tengan requisitos restrictivos de firma radar o presenten unos valores globales pequeños.

En las figuras siguientes, 6.15 y 6.16 se compara la RCS monoestática de la antena por separado y recubierta con 2 radomos distintos, en concreto el 2FG-RS y el FG-RS-AM.

Únicamente se ha utilizado la configuración en corcircuito una vez comprobado que la impedancia del puerto de alimentación de la antena no influía en la RCS a esa frecuencia. No obstante, se han separado las polarizaciones por si tuvieran influencia en los resultados.

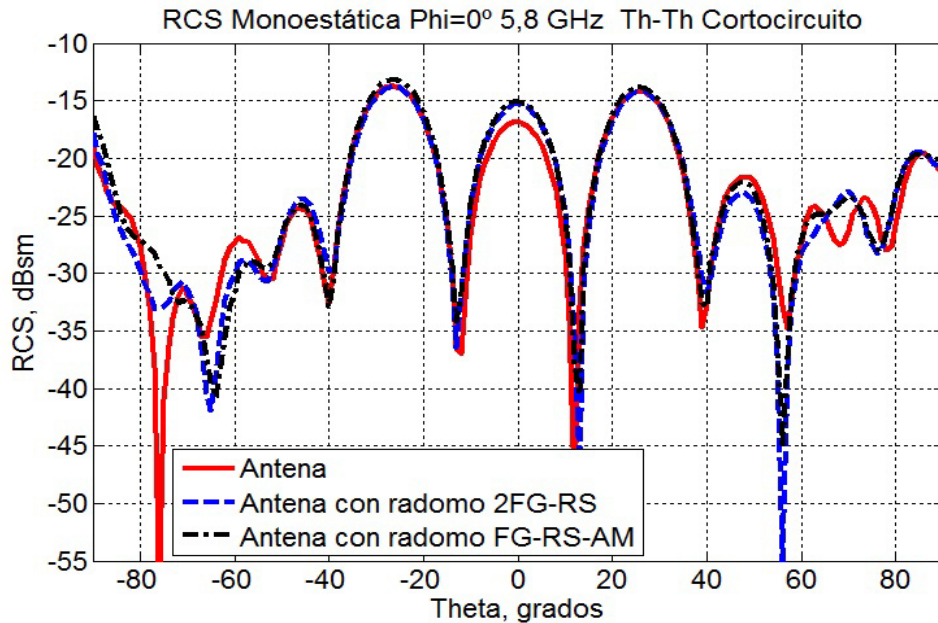


Figura 6.15: Antena bocina y Radomos. RCS. Corte $\Phi=0^\circ$ 5,8 GHz Cortocircuito Polarización Th-Th

En ambas polarizaciones se obtienen resultados similares al comparar el efecto de los radomos sobre la RCS de la antena que recubren. Así, el efecto no es muy apreciable, resultando en un aumento de la RCS en el *boresight* en torno a los 2 dBsm. Este aumento puede ser apreciable si se deben cumplir requisitos muy estrictos de firma radar. Por tanto, habrá que tenerlos en cuenta en esos casos.

También se aprecian variaciones destacables para ángulos elevados, sobre todo a partir de 40° o 50° en función de la polarización.

Por último, cabe destacar que la influencia del material constitutivo del radomo sobre la RCS global no es significativa al tratarse de materiales similares de baja influencia sobre los campos electromagnéticos que los atraviesan. En este sentido, para ambas polarizaciones, las respuestas de los dos radomos, cada uno con su composición, es muy similar.

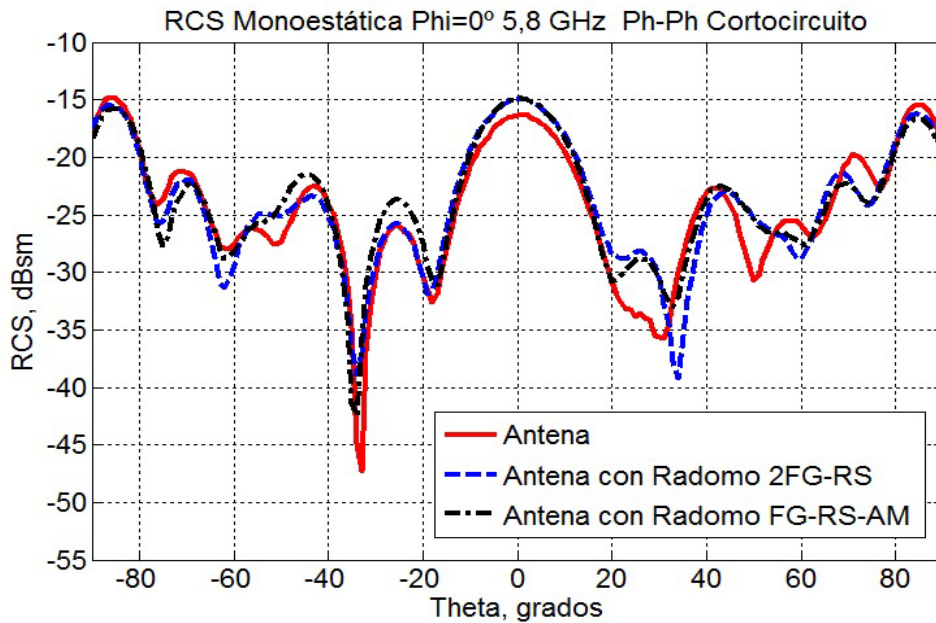


Figura 6.16: Antena bocina y Radomos. RCS. Corte $\Phi=0^\circ$ 5,8 GHz Cortocircuito Polarización Ph-Ph

6.3.3. Diagrama de radiación antena-radomo para polarización no lineal

Como se ha visto en apartados anteriores, el material constitutivo del radomo es de suma importancia a la hora de minimizar el efecto negativo que produce sobre la antena que recubre. Otro de los parámetros que influyen es, como no podía ser de otra manera, la geometría del mismo.

En la mayoría de aplicaciones, este parámetro geométrico viene definido por la forma de la antena y la geometría de la zona de la aeronave en la que irá situado. No obstante, siempre habrá margen para el diseñador. Por tanto, la posibilidad de medir distintas realizaciones geométricas será muy importante cuando las especificaciones del sistema radiante sean muy restrictivas.

Así, en este apartado se analiza la respuesta de una antena para dos radomos de igual composición pero con distintas geometrías. Además, se introduce una nueva variante en la medida de radiación, esto es, se medirá una antena con polarización circular.

Aunque la instalación está concebida con la suficiente flexibilidad para permitir multitud de ensayos y configuraciones, entre ellos la medida del diagrama de radiación

de una antena para polarización circular, está misma flexibilidad hará que cada ensayo presente una especificidad que necesite del desarrollo de una metodología concreta.

Efectivamente, la realización de cualquier setup de medida específico de un sistema de medida novedoso como éste, con características singulares, implica una fuerte tarea de innovación debida a esa singularidad. De este modo aparecen continuamente aspectos técnicos que resolver de los que hay poca o ninguna información en la literatura y que deben ser resueltos específicamente mediante una labor de innovación continua.

Este ejemplo sirve para ilustrar de manera fehaciente este segundo hecho. Así, se describirán los pasos intermedios realizados hasta conseguir la medida del parámetro buscado.

Antena y radomos bajo prueba

Al igual que en el apartado 6.3.1, se necesita un radomo aerodinámico para los elementos radiantes de un sistema de radiofrecuencia que irá embarcado en un UAV y situado en sendos pods colocados en punta de ala de la citada aeronave.

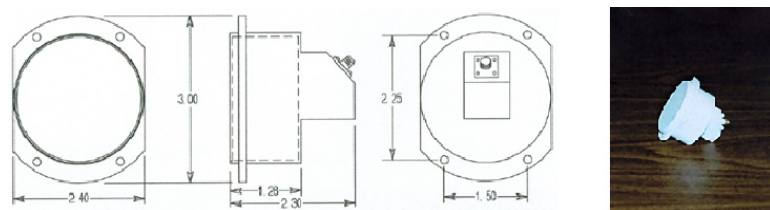


Figura 6.17: Antena espiral Rozendal RA-1470 (dimensiones en pulgadas)

En este caso, las antenas elegidas son dos parches espirales con polarización circular de Rozendal Associates, Inc., modelo RA-1470, en concreto con polarización circular a izquierdas o *Left Hand Circular Polarization* (LHCP), y capaz de trabajar entre 2 y 18 GHz.

En este caso la geometría no está definida de antemano, por lo que se han podido diseñar dos radomos con distinta forma con el objetivo de utilizar la más adecuada para la aplicación prevista. Con las conclusiones extraídas tras su medida se podrá construir el radomo definitivo optimizado en lo referente a su influencia sobre el diagrama de radiación de la antena que protege.

Como se puede ver en la figura 6.17, estas antenas ya están cubiertas por una tapa de material dieléctrico que impide ver el dibujo de la espiral.

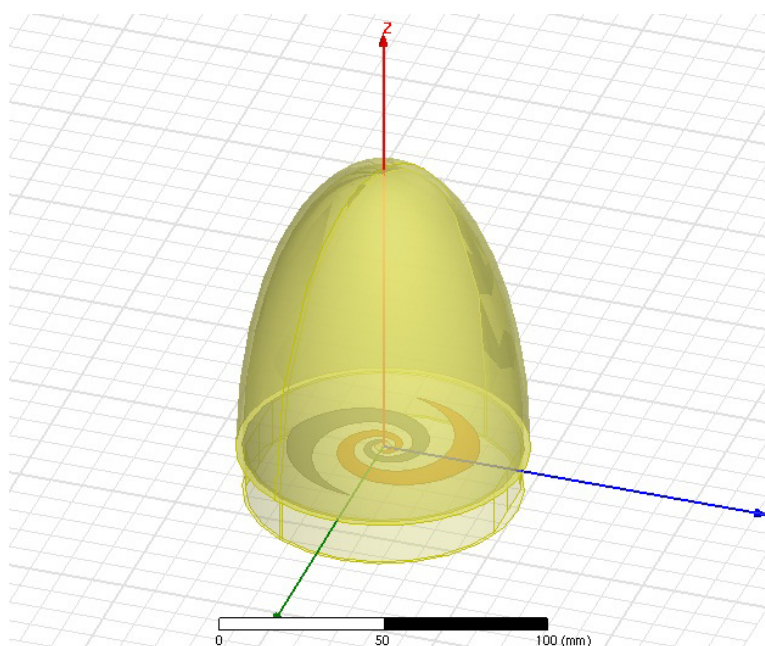


Figura 6.18: Radomo en forma de ojiva: Modelo CAD

En cuanto al primer radomo de prueba, se trata de una ojiva de base cilíndrica diseñada y fabricada con las dimensiones adecuadas para cumplir tanto los requerimientos mecánicos como los aerodinámicos (figura 6.18).

También se implementa un radomo esférico con el menor grosor posible que cumpla con las condiciones impuestas por la aerodinámica del sistema en el que la antena irá embarcada. Su modelo CAD puede verse en la figura 6.19.

En este caso, para ambas realizaciones del radomo, se utilizan la fibra y la resina que presentaban un mejor comportamiento en las medidas del apartado 6.3.1.

Desarrollo del setup de medida para polarización circular

Como se ha visto en el apartado anterior, la antena bajo prueba presenta polarización LHCP. Sin embargo, el sistema de medida sólo es capaz de medir polarización lineal en θ ($Th\ Pol$) y polarización lineal en ϕ ($Ph\ Pol$), ya que las sondas de transmisión y recepción del sistema son de polarización lineal dual.

No obstante, ambas polarizaciones pueden ser medidas de manera simultánea (al ser sondas duales), por lo que realizando un postprocesado sencillo de ambas polarizaciones lineales se podrá obtener, en general, cualquier polarización elíptica, y por tanto una

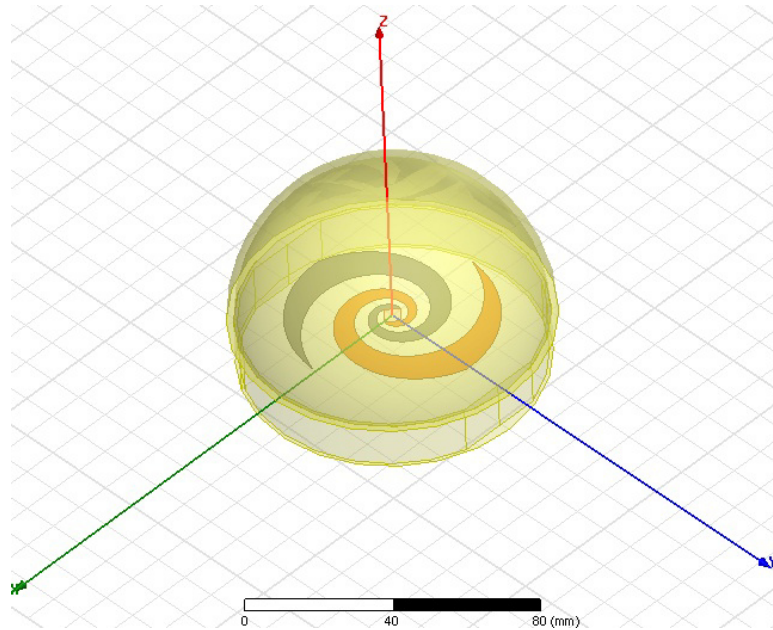


Figura 6.19: Radomo esférico: Modelo CAD

polarización circular (tanto LHCP como *Right Hand Circular Polarization* (RHCP)).

Así, a partir de las polarizaciones Th y Ph lineales se tiene:

$$LHCP = Th - jPh \quad (6.1)$$

$$RHCP = Th + jPh \quad (6.2)$$

Obteniendo, por tanto, las polarizaciones circulares requeridas, tanto la componente copolar como la contrapolar de la antena bajo prueba.

De esta manera, la única variación respecto a las medidas del apartado 6.3.1 se focaliza en que se deben medir simultáneamente ambas polarizaciones lineales de cara a componerlas y obtener tanto la componente LHCP como la RHCP. Por tanto, la configuración y los parámetros de medida serán idénticos salvo en lo referente al uso de ambas polarizaciones lineales de la sonda del brazo externo.

Específicamente, la apertura de la antena se colocó en el centro del hemisferio del sistema de posicionamiento y los radomos bajo prueba cubriéndola según el ejemplo de la figura 6.20 que recoge la medida del radomo en forma de ojiva.

En consecuencia, y al igual que en el caso del apartado 6.3.1, sólo se necesitó la sonda del brazo externo para medir el campo radiado, mientras que la antena bajo prueba se conectó al sistema de medida mediante el pasamuros de la base del posicionador de

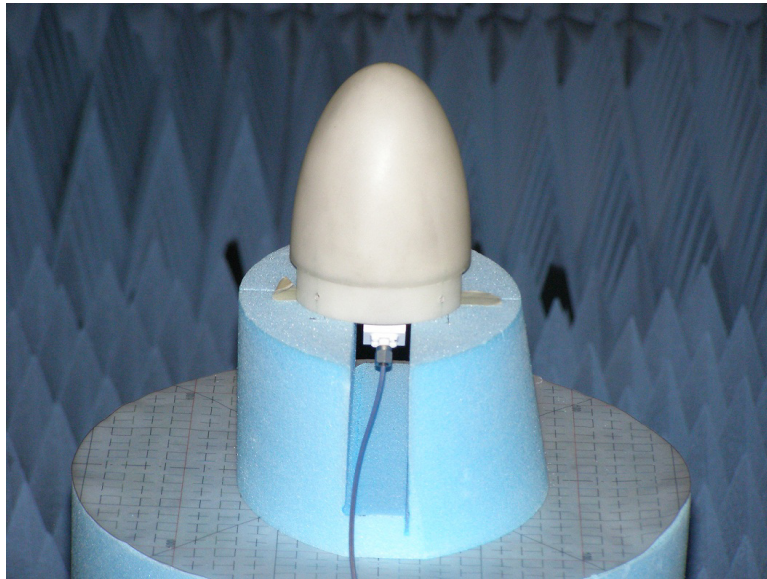


Figura 6.20: Antena LHCP con radomo ojival durante su medida en BIANCHA

blanco.

En este punto se definieron los parámetros de medida, recogidos en la tabla 6.4.

Sin embargo, los resultados obtenidos con esta configuración de medida no fueron los esperados, dando lugar a diagramas de radiación no simétricos en los que la componente contrapolar, RHCP, superaba a la copolar, LHCP, para algunas frecuencias, cosa del todo imposible para una antena bien diseñada y sin problemas de fabricación.

En consecuencia, y con el fin de resolver este problema, por un lado se trabajó tanto en el set-up como en la metodología de medida, y por otro, se midió el coeficiente de onda estacionaria o ROE de la antena, y se probó otra antena diferente, también con polarización LHCP, por si el problema radicaba en la propia antena bajo prueba:

- Tras analizar los resultados de ROE se comprobó que estaban dentro de especificaciones y, además, se observó que el radomo en forma de ojiva no afectaba a dicho parámetro de la antena.
- Se recolocó la antena situándola de forma más precisa y con distintos soportes de foam (más pequeños y simétricos) para comprobar si estos cambios afectaban a la formación del diagrama de radiación, pero el resultado fue el mismo, manteniéndose el problema inicial.
- Se midió una nueva antena, por si la primera estaba deteriorada o no tenía unas

6.3. Resultados

Sonda Tx-Rx	SATIMO SP6000
Calibración	<i>Full 4-port</i>
Kit de calibración	ZV-Z52 automático
Punto de calibración	En los puertos del VNA
Frecuencia	5 a 18 GHz
Número de puntos	201 puntos
IFBW	100Hz
Potencia de salida	15 dBm
Cortes	Phi=0° y Phi=180°
Barrido angular en cada corte	de -100° a 100°
Incremento angular	1°
Polarización	Lineal Theta y Phi
Integración coherente	No
<i>Software gating</i>	No
<i>Background subtraction</i>	No

Tabla 6.4: *Parámetros iniciales de medida para la antena LHCP*

características adecuadas, dando lugar a los mismos valores incongruentes.

- Se situaron dos antenas con polarización circular en cada uno de los brazos del sistema polivalente y se midió el acoplo de señal entre ambas, por si era un problema geométrico de la instalación. No obstante, el resultado fue, como era de esperar, que la geometría de la instalación no afectaba a la polarización circular.
- Por último, se revisó el setup de medida y se vio que los cables de transmisión y recepción de la cámara polivalente (que llevan la señal desde el VNA hasta las antenas) eran, por diseño, de distinta longitud, produciendo así un desbalance artificial entre las componentes *Theta* y *Phi* medidas en el VNA. Para evitar esta diferencia se realizó una calibración en punta de cables *full 3-port*, siendo los puntos de calibración los siguientes:
 1. El extremo del cable conectado a la antena bajo prueba
 2. El extremo del cable conectado al puerto *Phi* de la sonda
 3. El extremo del cable conectado al puerto *Theta* de la sonda.

Sonda Tx-Rx	SATIMO SP6000
Calibración	<i>Full 3-port</i>
Punto de calibración	En punta de cables
Frecuencia	5 a 18 GHz
Número de puntos	801 puntos
IFBW	100Hz
Potencia de salida	15 dBm
Cortes	Phi=0° y Phi=180°
Barrido angular en cada corte	de -70° a 70°
Incremento angular	1°
Polarización	Lineal Theta y Phi
Integración coherente	No
<i>Software gating</i>	No
<i>Background subtraction</i>	No

Tabla 6.5: *Parámetros de medida definitivos para la antena LHCP y los radomos*

Con esta configuración final se consiguen valores adecuados del diagrama de radiación, que se muestran en el apartado siguiente. Para su obtención se utilizaron los parámetros de medida definitivos recogidos en la tabla 6.5.

Por último, y antes de pasar a los resultados, es necesario resaltar que se cumple el criterio de campo lejano (ecuación (A.6)) para las frecuencias de medida, teniendo en cuenta la dimensión máxima del conjunto antena+radomo y la distancia de medida, esto es, 1,74 m.

Resultados de medida de radiación

Con la configuración del sistema descrita en el apartado anterior se midió la antena por sí sola y recubierta con cada uno de los dos radomos.

Para estas tres realizaciones se obtuvieron dos cortes, uno en $\text{Phi} = 0^\circ$ y el otro en $\text{Phi} = 90^\circ$, para dos polarizaciones circulares, la copolar o LHCP y la contrapolar o RHCP. Y todo ello para el rango de frecuencias comprendido entre 6 y 18 GHz, ya que la frecuencia inferior viene limitada por la sonda de medida de la instalación y la superior por la frecuencia máxima de uso de la antena espiral.

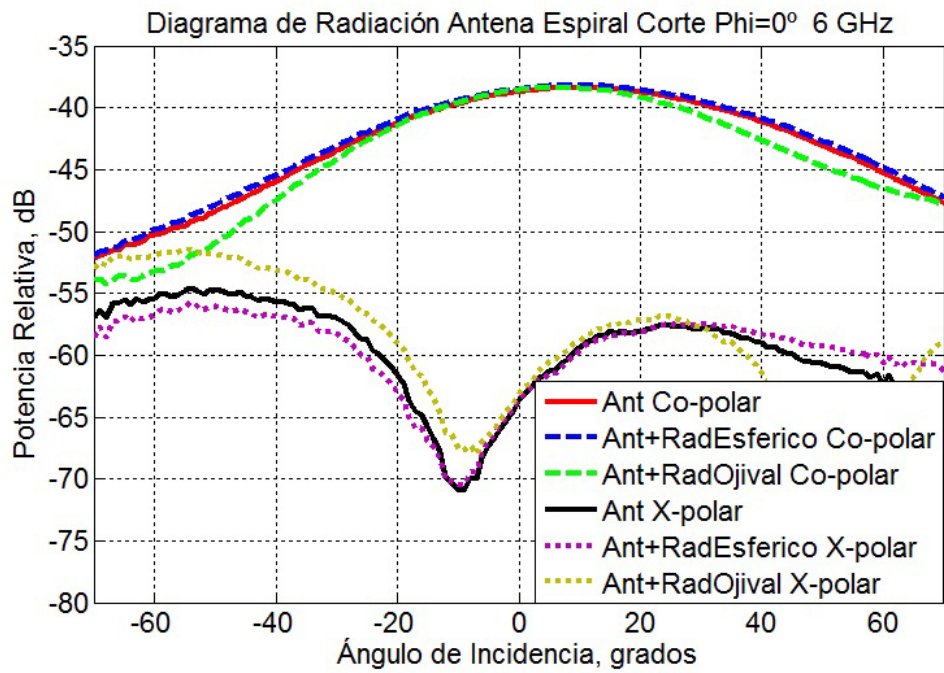


Figura 6.21: Antena espiral LHCP y radomos. Diagrama de Radiación Corte $\Phi=0^\circ$ 6 GHz

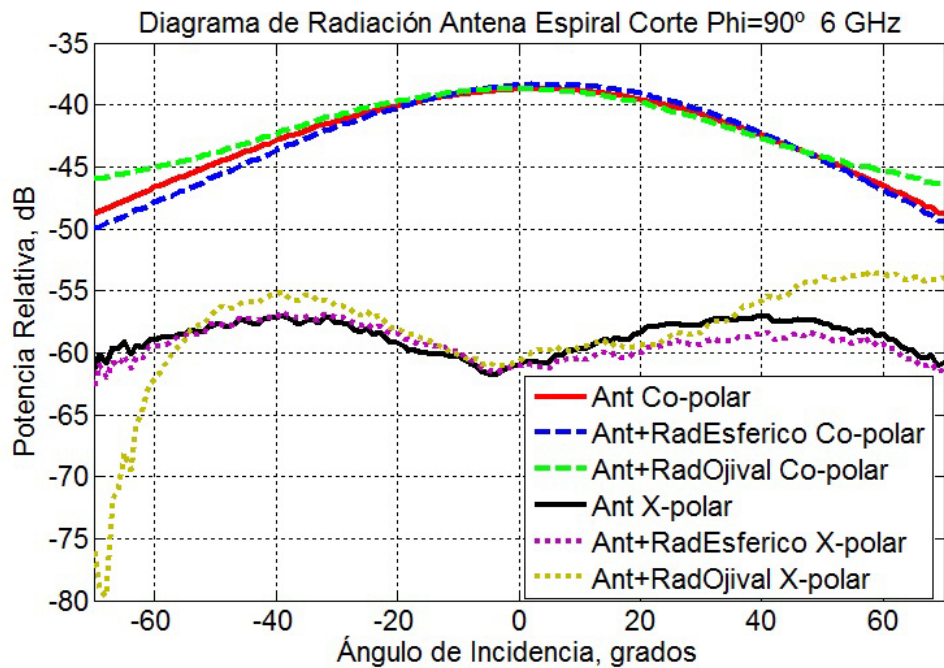


Figura 6.22: Antena espiral LHCP y radomos. Diagrama de Radiación Corte $\Phi=90^\circ$ 6 GHz

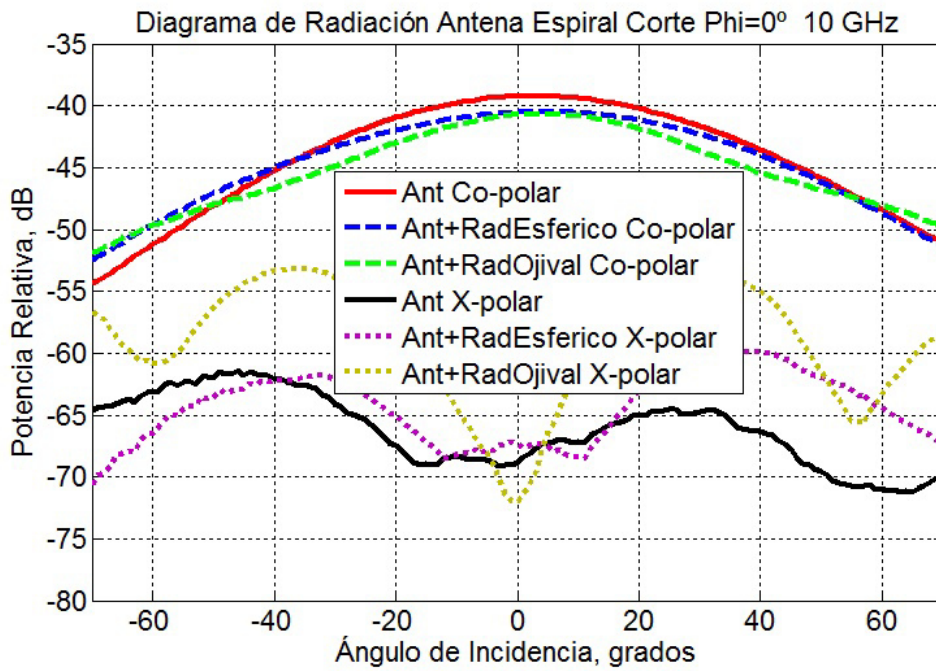


Figura 6.23: Antena espiral LHCP y radomos. Diagrama de Radiación Corte $\Phi=0^\circ$ 10 GHz

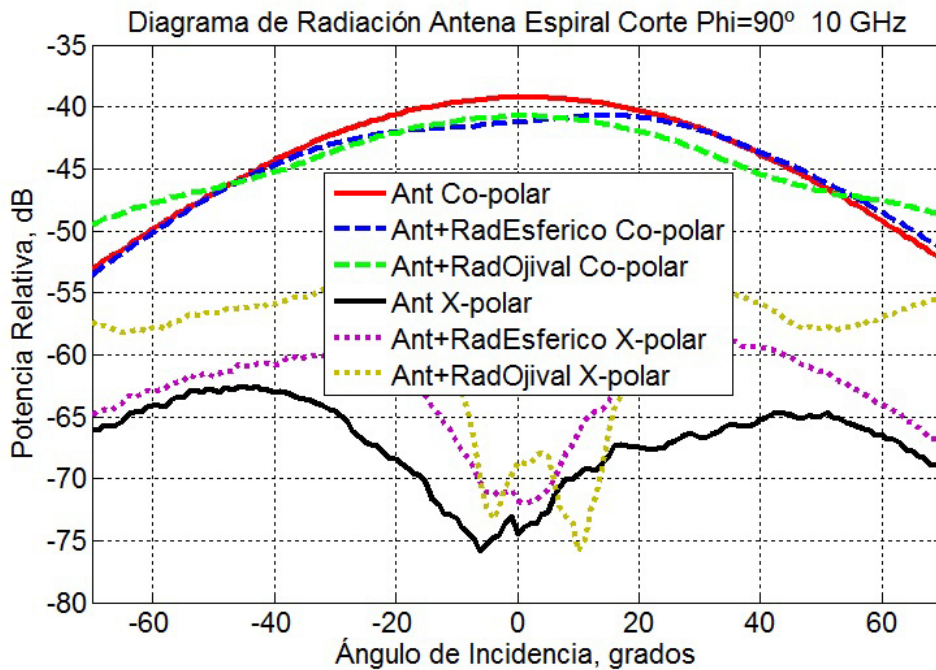


Figura 6.24: Antena espiral LHCP y radomos. Diagrama de Radiación Corte $\Phi=90^\circ$ 10 GHz

A modo de ejemplo, y sin el ánimo de ser exhaustivo en la representación de los resultados, se muestran distintas gráficas con los distintos diagramas de radiación para 6, 10 y 18 GHz (figuras 6.21 a 6.26). Esto es, para la frecuencia inferior medida, para la frecuencia central de la banda de uso de la antenna, y para la frecuencia máxima.

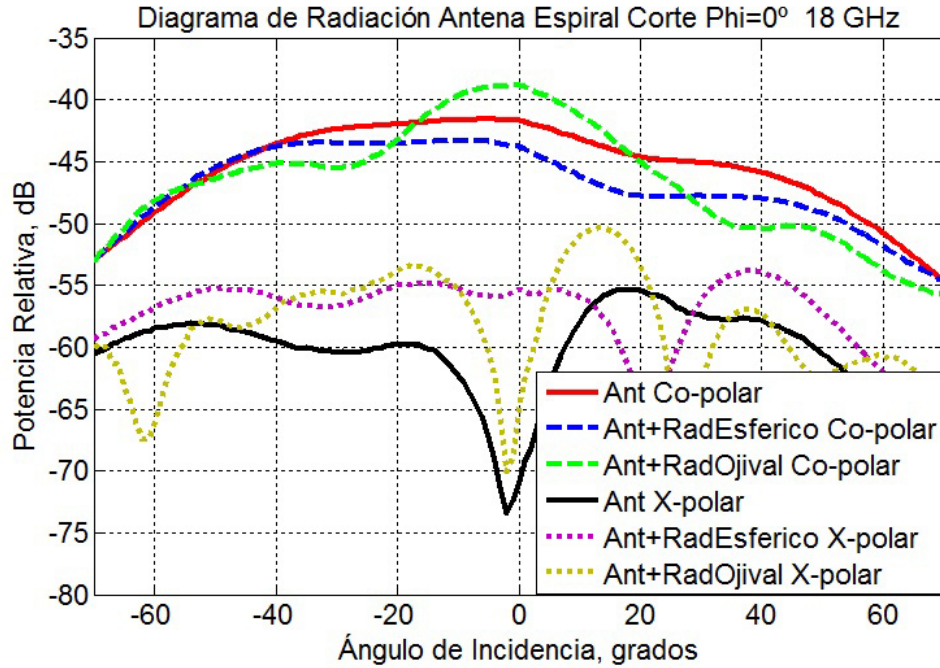


Figura 6.25: Antena espiral LHCP y radomos. Diagrama de Radiación Corte $\Phi=0^\circ$ 18 GHz

Como conclusión final a modo de resumen, se puede decir que, por un lado, mediante este ejemplo de aplicación se ha presentado la capacidad de BIANCHA para medir polarizaciones distintas de las lineales y se ha mostrado el proceso iterativo hasta conseguir una configuración de medida adecuada al caso concreto.

Por otro, y en referencia a la geometría de los recubrimientos, se ha observado que el radomo con forma de ojiva afecta de forma palpable al diagrama de radiación de la antena espiral, tanto para la componente copolar como para la contrapolar. Y todo ello en mayor medida que el radomo esférico, teniendo siempre presente que ambos tienen los mismos materiales constitutivos. Como era de esperar, este fenómeno es más visible a medida que aumenta la frecuencia.

En el caso de la ojiva, el diagrama de radiación se lobula de forma considerable tanto para direcciones angulares elevadas como para la dirección perpendicular a la antena o *boresight*. También se puede observar otro efecto adverso, y es que la componente

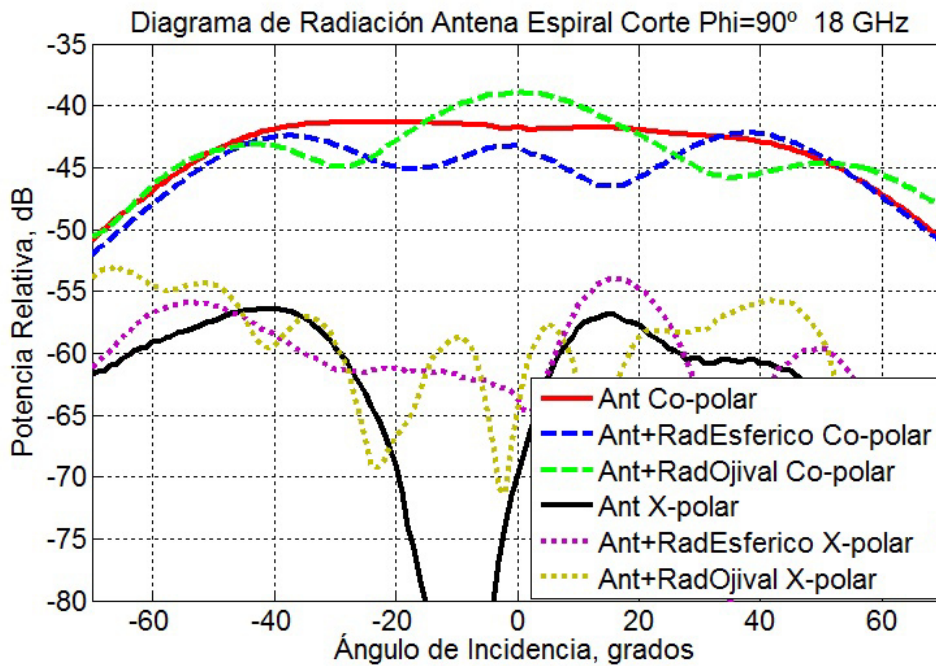


Figura 6.26: Antena espiral LHCP y radomos. Diagrama de Radiación Corte $\Phi=90^\circ$ 18 GHz

contrapolar empeora de manera considerable.

En este punto cabe resaltar que las conclusiones obtenidas a partir de la medida de los efectos de distintas geometrías de radomo sobre una antena coinciden con la teoría electromagnética, ya que una geometría en forma de ojiva implica que se modifique el ángulo de incidencia del campo sobre el material en función de la dirección de propagación, dando lugar a un coeficiente de reflexión y transmisión en el interfaz aire-radomo-aire distinto para cada una de esas direcciones de propagación de la onda electromagnética.

Sin embargo, este hecho no se produce en el radomo con geometría esférica. Así se explica el peor comportamiento de la geometría ojival, dando lugar a un diagrama de radiación más lobulado y a un incremento en la polarización cruzada más acusado.

Capítulo 7

Conclusiones y Trabajo Futuro

7.1. Conclusiones

Como conclusión general, la presente tesis ha mostrado que BIANCHA es una instalación muy adecuada e innovadora para la realización de gran variedad de ensayos electromagnéticos sobre materiales y recubrimientos utilizados en el ámbito aeroespacial. No obstante, las conclusiones son extrapolables a otros ámbitos en los que se usen materiales similares.

De esta manera, se ha descrito en detalle la metodología de medida desarrollada para cada tipo de ensayo. Todas ellas han dado resultados satisfactorios y son plenamente operativas para apoyar los distintos proyectos de investigación del Laboratorio, demostrando de esa manera la utilidad de la instalación y su versatilidad en tres aspectos fundamentales:

1. Permite replicar gran cantidad de metodologías de medida de radiación y dispersión presentes en la bibliografía, para las que otras instituciones utilizan distintas instalaciones. Así, el diseño versátil del sistema permite una gran diversidad de ensayos en una misma instalación, con el consiguiente ahorro de costes y la mejor adaptación a las necesidades de medida en cada caso concreto.
2. Permite además mejorar las prestaciones de las citadas instalaciones en dos aspectos:
 - Igualar, y en ciertos casos mejorar, la exactitud y fiabilidad de los resultados con setups de medida más flexibles y fáciles de realizar.

- Ampliar el rango de geometrías de medida y configuraciones realizables en comparación con otras instalaciones.
3. Por último, permite investigar y desarrollar nuevas metodologías de medida, incluyendo nuevas técnicas de procesado de señal, que no son viables en los sistemas tradicionales.

En este punto, para resaltar el trabajo de innovación presentado, hay que poner énfasis en el hecho de que cualquier procedimiento de medida específico de un sistema de medida novedoso como éste, con propiedades singulares que le aportan una gran flexibilidad y capacidad, conlleva un trabajo específico de investigación debido a esa singularidad, de tal manera que aparecen continuamente retos técnicos que solventar de los que hay poca o ninguna información en la literatura y que deben ser superados específicamente mediante una labor de innovación continua.

No obstante, a pesar de que se han mostrado una gran diversidad de ensayos, su potencial sólo se ha atisbado, de modo que se han quedado por el camino, como se detallará en el apartado de futuras líneas de investigación, gran número de aplicaciones, como por ejemplo todo lo referente a medidas en campo cercano y transformación a campo lejano para RCS.

De una manera más específica se han obtenido las siguientes conclusiones:

- Se han conseguido obtener resultados de RCS muy confiables para distintas configuraciones y realizaciones (tanto geométricas como de materiales constitutivos), validados gracias a la comparación entre los valores medidos y los calculados mediante simulaciones con herramientas software contrastadas. Esto da lugar a concluir que tanto la metodología de medida como los parámetros de configuración seleccionados son los adecuados para obtener buenos resultados en la medida de RCS.
- Se ha mostrado, por un lado, que, a pesar de tener el sistema de posicionamiento recubierto de absorbentes y dentro de una cámara anecoica, al medir blancos con niveles de reflectividad muy bajos el background asociado, procedente de reflexiones indeseadas en la cámara y por acoplo directo entre antenas, es muy relevante, llegando incluso a superponerse y ocultar el eco del objeto bajo prueba. No obstante, se ha demostrado que, a pesar de ello, se pueden realizar medidas de RCS de blancos de baja reflectividad con configuraciones complejas y novedosas,

y eso sin exprimir totalmente las prestaciones del sistema de posicionamiento y de radiofrecuencia.

- Mención especial merecen las medidas de *forward scattering* de objetos de muy baja reflectividad obtenidas principalmente gracias a la precisión y repetitividad de movimientos que permiten implementar algoritmos de procesado muy efectivos, como por ejemplo una resta de *background* muy precisa.
- Se ha podido utilizar la instalación para la caracterización de materiales no metálicos mediante MBFS, obteniendo resultados adecuados que han sido contrastados con los recogidos en la bibliografía y con los extraídos mediante otros métodos comerciales de caracterización.
- Así, la construcción y puesta en marcha de BIANCHA ha permitido el desarrollo de una metodología propia de caracterización electromagnética de materiales aeronáuticos de reciente introducción en aeronaves. En concreto, y debido a los inconvenientes que presentaban los métodos de estimación tradicionales para estos materiales, el doctorando, los tutores y los miembros del Laboratorio han sido pioneros en la utilización de algoritmos bioinspirados (redes neuronales, algoritmos genéticos y, en especial, PSO) como métodos de búsqueda aplicados al citado problema. Este es un buen ejemplo de cómo una instalación tan versátil como ésta permite no sólo desarrollar metodologías de medida novedosas sino potenciar la investigación en materias y campos relacionados.
- En cuanto a la medida de RAM, los resultados presentados demuestran que BIANCHA replica de forma efectiva y simple las funcionalidades de un sistema de probada eficacia como es el *NRL arch*. Y no sólo eso, sino que además, debido a su polivalencia, presenta ventajas respecto a ese tipo de instalaciones de medida. Por ejemplo, las antenas de transmisión y recepción pueden estar en distintos planos con respecto al material bajo prueba, hecho muy relevante para medida de materiales no homogéneos, cuyas características de absorción varían con el ángulo de incidencia.
- En lo referente a medidas del coeficiente de reflexión y transmisión, gracias por un lado a las capacidades de BIANCHA en cuanto a directividad de sondas, precisión de apuntamiento, técnicas de postprocesado (*background subtraction* y *gating*),

etc., y, por otro, a las modificaciones en la metodología de medida desarrolladas en el Laboratorio, se han podido replicar, e incluso mejorar en algunos de los casos, la exactitud y fiabilidad de los resultados recogidos en la bibliografía. Además, el sistema permite ampliar los márgenes de medida y configuraciones en cuanto a ángulos de incidencia y transmisión, y mejorar la precisión en la determinación de estas posiciones.

- En lo referente a la medida de radomos y recubrimientos, los resultados mostrados permiten demostrar la utilidad de realizar este tipo de ensayos, en general, y la eficacia de BIANCHA en este tipo de medidas, en particular. Y todo con el objetivo de permitir seleccionar el material idóneo para la aplicación concreta de manera fiable y basada en datos precisos que aporten valor añadido.

7.2. Futuras líneas de investigación

Debido a la amplitud del rango de aplicaciones de la instalación sólo en el ámbito de materiales y recubrimientos, en esta tesis sólo se ha podido introducir la metodología desarrollada para cada uno de los tipos de medida. Todas ellas han dado resultados positivos y son plenamente operativas para apoyar los distintos proyectos de investigación del Laboratorio. Aún así, todos los métodos pueden ser mejorados y completados ya que la versatilidad de la instalación abre múltiples caminos de mejora en cada uno de los ensayos.

Específicamente se proponen las siguientes líneas de trabajo:

1. Mejoras del sistema de medida: La instalación permite ampliar sus especificaciones en los siguientes aspectos:
 - Ampliar el margen de frecuencias de trabajo con nuevas sondas de medida.
 - Ampliar el margen dinámico de medida mediante la introducción de amplificadores, de potencia en transmisión o de bajo ruido en recepción. Otra opción viable sería la sustitución de los cables de radiofrecuencia que llevan la señal desde las sondas hasta el VNA por conversores y enlaces de fibra óptica.
 - Mejorar la precisión y repetitividad de colocación de las muestras de ensayo y de sus respectivos soportes con el desarrollo de un sistema láser de apuntamiento.

2. Balance de errores: En el trabajo mostrado se han validado los resultados obtenidos para los distintos ensayos mediante su comparación con simulaciones software o con datos presentes en la bibliografía. Sin embargo, se hace necesario desarrollar una estimación del error de medida del sistema para calcular la incertidumbre de los resultados y mejorar los procedimientos de medida. Y esto para cada tipo de ensayo.
3. El software de control de la instalación debe estar en continua mejora, no sólo para incluir nuevos ensayos y metodologías sino para implementar nuevas técnicas que mejoren las prestaciones de los ensayos ya programados.
4. Introducción de medidas polarimétricas en reflectividad con el desarrollo de blancos de calibración específicos.
5. Medidas de alta resolución y formación de imágenes radar: La instalación permite el desarrollo de nuevas geometrías de medida para la obtención de todo tipo de imágenes radar, como pueden ser imágenes SAR o ISAR.
6. Mejora de las metodologías de medida de materiales: En estos ensayos sólo se han aprovechado levemente las características de BIANCHA. Así, se podrían mejorar las metodologías mediante polarimetría y mediante el uso de geometrías biestáticas avanzadas. También se podrían desarrollar nuevas configuraciones, como por ejemplo la medida en configuración de ecuador, que presentan un mayor margen dinámico por tener un *background* más estable y más fácilmente disminuíble.
7. Medidas en campo cercano y transformaciones a campo lejano, NFtoFF: Se ha visto que la instalación es ideal para investigar nuevas técnicas de medida. En concreto, su geometría permite replicar la medida de antenas en campo cercano esférico. Y no sólo eso, sino que permite investigar la ampliación de estas técnicas de transformación al ámbito de la RCS. De esta manera se podrían medir blancos de gran tamaño en instalaciones de dimensiones contenidas. Así, se proponen dos actuaciones en este campo, la primera centrada en la implementación del algoritmo NFtoFF esférico para medida de antenas y la segunda, más general, focalizada en la investigación de algoritmos NFtoFF para RCS.

Apéndice A

Radiación y Dispersión. Fundamentos de Medida

En este apéndice se revisan de forma resumida, por un lado los conceptos básicos de radiación y dispersión de campos electromagnéticos que han sido usados a lo largo de la tesis, y por otro los principales aspectos relacionados con los sistemas de medida en ese ámbito, incluyendo una descripción de los tipos de instalaciones destinadas a ese uso.

A.1. Radiación y dispersión

En primer lugar cabe destacar que existe numerosa y muy variada literatura en lo referente a radiación y dispersión que el lector interesado puede consultar para ampliar la información relativa a esta sección. Algunos ejemplos pueden ser [226] y [227]. En lo referente específicamente a dispersión radar se tiene [228].

No obstante, se resumen a continuación los conceptos más importantes para facilitar la lectura de la memoria sin la necesidad de consultar los citados documentos.

A.1.1. Campos electromagnéticos

Los fundamentos de la teoría electromagnética y su interacción con el medio y la materia quedan definidos a nivel macroscópico por las ecuaciones de Maxwell (ecuaciones

A.1). En ellas se basa toda la teoría electromagnética.

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \cdot \vec{D} &= \rho & \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 & \vec{\nabla} \times \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}\end{aligned}\tag{A.1}$$

donde

$$\begin{aligned}\vec{D} &= \epsilon \vec{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H}\end{aligned}\tag{A.2}$$

siendo \vec{E} el campo eléctrico, \vec{D} el desplazamiento eléctrico, \vec{B} la inducción magnética, \vec{H} el campo magnético, ρ la densidad de carga, \vec{J} la densidad de corriente, ϵ la permitividad eléctrica y μ la permeabilidad magnética.

A partir de ellas se puede obtener, por ejemplo, la ecuación de onda del campo eléctrico,

$$-\nabla^2 \vec{E} + \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) = -\frac{\partial}{\partial t} \mu_0 \left(\vec{J} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right)\tag{A.3}$$

que en el vacío resulta ser

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0\tag{A.4}$$

donde $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$ es la velocidad de la luz en ausencia de medio físico, esto es, en el vacío.

Resolviendo esta ecuación y aplicando unas condiciones de contorno se tiene la solución de onda plana, que describe los campos electromagnéticos y su comportamiento en el espacio y el tiempo, esto es la orientación y amplitud de los campos \vec{E} y \vec{H} y la dirección de propagación en el espacio para cada instante de tiempo.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 \cdot e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} - 2\pi f \cdot t)}\tag{A.5}$$

donde $j = \sqrt{-1}$, $\vec{k} = \frac{2\pi f}{c} \cdot \hat{k}$ es el vector de onda, \hat{k} el vector unitario en la dirección de propagación, f la frecuencia y \vec{E}_0 la amplitud compleja del campo eléctrico.

Según esta solución de onda, los campos se propagan en el medio a partir de unas fuentes de campo, transmitiendo energía de un punto a otro del espacio. A esto se le conoce con el término de *radiación*. Las características de esta radiación dependerán de parámetros como el tipo de onda, la frecuencia o longitud de onda de la radiación, la polarización, la impedancia del medio en la que la onda se propaga, etc.

Cuando una onda electromagnética alcanza una discontinuidad en el medio por el que se propaga, por ejemplo objetos físicos o un simple cambio en las características

electromagnéticas del medio, se produce, dependiendo de las características y geometría de ambos medios, una variación en la distribución de los campos electromagnéticos y, por tanto, una determinada re-radiación de energía en direcciones y con características diferentes a la onda incidente. Es a esta radiación a la que se denomina *dispersión* o *scattering*.

A.1.2. Zonas de radiación

Dependiendo de la distancia entre el punto de observación y la fuente de campo, se pueden distinguir varias zonas de radiación [229], que serán análogas a las de dispersión, ya que un objeto sobre el que incide una onda se convierte en un elemento radiante. Así, se tienen:

- *Campo cercano reactivo*: En el entorno de la fuente (o superficie del objeto dispersor), el campo electromagnético está dominado por la densidad de carga superficial, es decir, las líneas de campo son conservativas, en el sentido de que comienzan y terminan en cargas situadas en la propia superficie del objeto o en la fuente. En esta zona, por lo tanto, no se produce radiación.
- *Campo cercano radiante*: A medida que aumenta la distancia a la superficie radiante, las líneas de campo se cierran sobre sí mismas y comienza el fenómeno de radiación. La separación entre esta zona, denominada en ocasiones zona de *Fresnel*, y la zona reactiva dependerá de la frecuencia del campo, y se define habitualmente en una longitud de onda (λ). Además, el diagrama de radiación o dispersión (distribución angular del campo radiado/dispersado) depende de la distancia. En esta zona el campo eléctrico y magnético no son perpendiculares a la dirección de propagación, existiendo componentes de campo en dicha dirección.
- *Campo lejano*: Si alejamos aún más el punto de observación, la distancia a las distintas partes de la fuente u objeto dispersor se puede suponer constante, alcanzándose la zona de campo lejano, también conocida como zona de *Fraunhofer*, en la que el diagrama de dispersión no depende de la distancia. A su vez, el campo eléctrico y magnético no poseen componente en la dirección de propagación y decaen a razón de $1/R$, siendo R la distancia desde la superficie o fuente radiante. Al campo en esta zona de radiación se le denomina onda plana. En teoría, las ondas planas se caracterizan por tener una amplitud y fase constantes a lo largo

de un plano perpendicular a la dirección de propagación. Sin embargo, una onda con esas características no puede existir, ya que la energía contenida sería infinita. En la práctica, se busca una onda que sea localmente plana, en la que la amplitud y fase del frente de ondas varíen menos de un determinado valor. La condición más comúnmente aceptada para encontrarse en la zona de campo lejano, y, por tanto poder considerar onda plana, es:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{A.6})$$

donde D es la mayor dimensión de la proyección de la fuente o blanco sobre el plano perpendicular a la dirección de propagación. A esta distancia, la diferencia de fase máxima entre dos puntos del frente de onda separados una distancia D es 22.5° o $\pi/8$ radianes. Esta desviación en la fase de la onda incidente con respecto al caso plano ideal produce una reducción en la magnitud de los picos especulares y un incremento de los lóbulos secundarios del diagrama de radiación o dispersión. Un ejemplo de este fenómeno se puede encontrar en [230], donde se analiza la RCS de una placa plana metálica medida a diferentes distancias.

Para gran parte de los ensayos de dispersión que se han visto a lo largo de la tesis, como por ejemplo la medida de RCS, se debe tener en cuenta que, por definición, el campo incidente deberá ser una onda plana, y el punto en el que se observa la dispersión tendrá que estar lo suficientemente alejado del blanco para que el campo dispersado se mida también en condiciones de onda plana.

A.1.3. Regiones y mecanismos de dispersión

La posición relativa de transmisor y receptor respecto al objeto o material bajo prueba permite hacer una división del espacio en regiones de dispersión biestática [231]. Para ello se define el ángulo biestático, β , como el menor ángulo posible que se pueda formar entre esos tres elementos (transmisor, blanco y receptor):

- Región monoestática, $\beta = 0^\circ$: La dispersión monoestática o *backscatter* es la que se produce en la misma dirección de incidencia pero en sentido contrario. La configuración monoestática es la más común entre los sistemas radar (y, por tanto, en los sistemas de medida), situando tanto transmisor como receptor en la misma ubicación y llegando a compartir en muchas ocasiones la misma antena.

- Región quasi-monoestática, $\beta > 0^\circ$ ($\beta \approx 0^\circ$): En este caso, entre transmisor y receptor existe una pequeña separación angular. El tamaño de esta región depende del tipo de objeto o blanco iluminado.
- Región de dispersión frontal o *forward scattering*, $\beta = 180^\circ$: Se trata de la dispersión producida por el blanco en el mismo sentido de la onda incidente. La medida en esta región es muy exigente debido a la elevada influencia del campo incidente sobre esta región.
- Región biestática, $0^\circ \ll \beta < 180^\circ$: Esta es la zona definida para el resto de valores del ángulo biestático.

Por otro lado, el término *mecanismo de dispersión* se utiliza para referirse a los fenómenos físicos que intervienen en la formación del campo reflejado por un objeto [228]. En función del tamaño del blanco, L , con respecto a la longitud de onda, existirán unos mecanismos de dispersión predominantes sobre otros. Así, se pueden distinguir tres regímenes de dispersión:

- Régimen de baja frecuencia (o *Rayleigh*): En esta zona la longitud de onda es mucho mayor que el tamaño del blanco, por lo que existe poca variación de fase del campo incidente a lo largo del objeto bajo prueba, de modo que en cada instante de tiempo dicho objeto se encuentra iluminado por un campo prácticamente constante que produce una redistribución de cargas y, por consiguiente, un momento dipolar inducido que produce la dispersión.
- Régimen resonante: Típicamente se extiende para un tamaño eléctrico que va de 1 a 10, $1 \leq L/\lambda \leq 10$. Así, la longitud de onda del campo incidente es del orden del tamaño del blanco y la fase va variando notablemente a lo largo de su geometría. Por eso la interacción entre distintas partes del objeto es relevante, de modo que el campo en una de ellas es la suma del campo incidente más el dispersado por las otras partes del objeto. Así, la energía electromagnética queda ligada a la superficie del objeto y se propaga por ella, conociéndose este fenómeno como onda de superficie (o *surface wave*). Esta dispersión se produce físicamente cuando la onda se encuentra con una discontinuidad en la superficie del objeto. En esta zona comienzan a aparecer los mecanismos ópticos, que pasarán a ser los predominantes en la tercera de las zonas de dispersión.

- Régimen de alta frecuencia (u óptico): El tamaño del objeto es mucho mayor que la longitud de onda y las interacciones colectivas son muy débiles, de modo que, a efectos de dispersión, se puede sustituir al objeto por una colección de centros de *scattering* independientes. La dispersión del blanco será la suma compleja de las contribuciones individuales de cada centro de dispersión. Entre ellos, cabe destacar la dispersión especular, la difracción y los efectos múltiples (combinación de varios efectos de reflexión y/o difracción). En esta zona también existirán las ondas de superficie, pero su influencia será mucho menor.

A.1.4. Polarización y matriz de dispersión

Los campos eléctrico y magnético que conforman una onda plana son perpendiculares entre sí, y, a su vez, perpendiculares a la dirección de propagación de la energía. Ambos campos están contenidos en un mismo plano, de modo que forman un sistema dextrógiro definido por el producto vectorial siguiente,

$$\hat{k} = \hat{e} \times \hat{h} \quad (\text{A.7})$$

donde \hat{k} es el vector unitario en la dirección de propagación, y \hat{e} y \hat{h} son los vectores unitarios del campo eléctrico y el campo magnético respectivamente.

A medida que pasa el tiempo, la onda se desplaza a lo largo de la dirección de propagación y el campo eléctrico describe una trayectoria contenida en el plano perpendicular a dicha dirección. Este movimiento determina la polarización de la onda. Para el caso más general, esta trayectoria es elíptica, dando lugar a la polarización del mismo nombre. También puede ser circular o lineal.

Si suponemos que la onda se propaga a lo largo del eje z y, en consecuencia, los campos eléctrico y magnético se encuentran contenidos en el plano XY , el vector de campo eléctrico quedaría como sigue,

$$\vec{E} = \mathbf{E}_x \hat{x} + \mathbf{E}_y \hat{y} \quad (\text{A.8})$$

donde \mathbf{E}_x y \mathbf{E}_y son dos fasores o números complejos que tienen en cuenta la dependencia armónica del campo con el tiempo. Así, la polarización será lineal si las fases de las dos componentes ortogonales del campo eléctrico son iguales o difieren en un número entero de π radianes, ya que la trayectoria descrita por el campo eléctrico en el plano XY será una recta. Si \mathbf{E}_x y \mathbf{E}_y tienen el mismo módulo pero están desfasadas

90 grados, tendremos polarización circular, que podrá ser a derechas, RHCP, si la fase de \mathbf{E}_x está adelantada con respecto a la de \mathbf{E}_y , o a izquierdas, LHCP, si está retrasada. Para el resto de situaciones, la polarización será elíptica. Por último, cabe destacar que cualquier onda puede descomponerse en dos polarizaciones lineales ortogonales. Para ello basta con proyectar el campo eléctrico sobre los vectores unitarios orientados según esas direcciones. De la misma forma, cualquier onda puede descomponerse en dos ondas polarizadas circularmente a izquierdas y derechas.

Una vez introducido el concepto de polarización de onda, la dispersión de un blanco se podrá definir de una manera más completa por la *matriz de dispersión*, o *Polarization Scattering Matrix* (PSM), que relaciona componente a componente el campo dispersado \mathbf{E}^{scat} con el campo incidente \mathbf{E}^{inc} [228]:

$$\mathbf{E}^{scat} = S\mathbf{E}^{inc} \quad (\text{A.9})$$

Como se ha dicho anteriormente, el campo eléctrico de una onda plana está contenido en un plano, por lo que se puede descomponer en dos polarizaciones ortogonales entre sí, de manera que la PSM será una matriz de 2×2 :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_1^{scat} \\ \mathbf{E}_2^{scat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1^{inc} \\ \mathbf{E}_2^{inc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

donde los subíndices 1 y 2 denotan las componentes en cada una de las polarizaciones elegidas.

En general, en un sistema de medida se emplean las polarizaciones lineales vertical (V) y horizontal (H) como par de polarizaciones ortogonales. Se llaman así por tomar como referencia el suelo de la instalación, de modo que el campo es perpendicular para V y paralelo para H. No obstante también se emplean polarizaciones ortogonales lineales siguiendo las coordenadas esféricas theta (θ) y phi (ϕ), o polarizaciones ortogonales circulares a derechas y a izquierdas.

A.2. Fundamentos de medida

A.2.1. Utilidad de las medidas. Por qué se mide

A lo largo del siglo pasado, especialmente a partir de los años 50, y a medida que se iba extendiendo el uso de los campos electromagnéticos, en nuestro caso en el

ámbito del radar y las comunicaciones, se imponía la necesidad de desarrollar métodos e instalaciones de medida de radiación y dispersión para la caracterización de dichos fenómenos y el diseño y prueba de los equipos y dispositivos relacionados.

En paralelo, el electromagnetismo computacional fue experimentando un avance similar, desarrollándose una gran variedad de técnicas numéricas, como pueden ser la Óptica Física (PO, [232] [233]), la Teoría Geométrica de la Difracción (*Geometrical Theory of Diffraction* (GTD), [234]), el Método de los Momentos (MoM, [169]) o el Método de las Diferencias Finitas (FEM, [168]), que unido al desarrollo vertiginoso del hardware de cómputo, ha dado lugar a unas herramientas software muy capaces y precisas que pueden resolver problemas cada vez más complejos. Sin embargo, dichas herramientas no han sustituido a las medidas. Muy al contrario, ambas se complementan potenciando el desarrollo mutuo. De hecho, las medidas se apoyan en las simulaciones y viceversa, de modo que siguen caminos paralelos, consiguiendo un desarrollo sin precedentes en ambos campos.

En este contexto, y respondiendo de manera concreta a la pregunta de por qué se sigue realizando el esfuerzo de diseñar, construir y operar este tipo de instalaciones, la medida de los parámetros de dispersión se sustenta en una variedad de motivos que van desde los más púramente académicos, como puede ser el análisis de los fenómenos de dispersión, hasta los más prácticos, como pueden ser la verificación de parámetros de diseño de plataformas militares operacionales. Por tanto, las instalaciones de medida, incluyendo la investigación de nuevas configuraciones y métodos, siguen siendo necesarias para una gran cantidad de usos, entre los que, sin ánimo de ser exhaustivo, se podrían destacar los siguientes:

- En primera aproximación, la mejora de las instalaciones y los métodos de medida constituye un fin en sí mismo, ya que se consiguen sistemas más robustos que dan lugar a unas medidas más fiables, precisas y con menor incertidumbre de medida, además con un menor coste en tiempo y dinero.
- También, y como se ha anticipado, las medidas de reflectividad constituyen una herramienta imprescindible a la hora de mejorar el conocimiento del fenómeno electromagnético, más concretamente en lo referido a la dispersión electromagnética y los fenómenos físicos que la definen.
- En el ámbito del electromagnetismo computacional, las medidas pueden servir para:

- Potenciar el desarrollo de nuevas técnicas numéricas basadas en una mejor comprensión de los fenómenos electromagnéticos y de las ecuaciones que los rigen.
 - Además, las medidas pueden servir como base para el desarrollo de metodologías de validación para los programas de predicción, por comparación entre resultados de medida y de simulación de casos conocidos [120] [235] [236].
- Dentro del desarrollo de plataformas militares con requisitos de firma radar o detectabilidad radar, por ejemplo en diseños de aeronaves de baja observabilidad, las medidas son imprescindibles para la verificación de los requisitos de reflectividad y el aseguramiento del comportamiento del producto final.
 - Continuando en el ámbito de las plataformas militares, los sistemas portátiles de medida constituyen una herramienta de indudable valor para la realización de un mantenimiento predictivo y correctivo de dichas plataformas.
 - Los ensayos de reflectividad constituyen el método principal para caracterizar el comportamiento ante la radiación electromagnética de materiales distintos de conductores perfectos (PEC, *Perfect Electric Conductor*).

Por tanto, las medidas de reflectividad siguen siendo de gran utilidad, y el desarrollo y perfeccionamiento de los sistemas y procedimientos destinados a tal fin siguen constituyendo una prioridad dentro de mundos tan diferentes como el académico o el puramente tecnológico e industrial.

A.2.2. Clasificación de sistemas de medida de reflectividad

A nivel general, el propósito de cualquier instalación de medida es tratar de conseguir un entorno que simule las condiciones reales de utilización de la plataforma o material bajo estudio. Por tanto, se deberán replicar las condiciones reales en las que el blanco o material analizado interacciona con los campos electromagnéticos, esto es, propagación en espacio libre e incidencia y recepción en condiciones de onda plana. Así, en base a diferentes criterios de clasificación se pueden encontrar distintos tipos de sistemas:

- Atendiendo al tipo específico de medida:
 - Campos de medida de antenas.

- Campos de medida de radomos y recubrimientos de antenas.
- Campos de medida de RCS.
- Instalaciones de medida de materiales.

Lógicamente, como en el caso de BIANCHA, una misma instalación puede servir para realizar varias de las medidas mencionadas, por lo que podrá estar en varias de las categorías anteriormente enumeradas.

- Atendiendo al movimiento del objeto bajo prueba (principalmente para medidas de RCS):
 - Estáticos (*static range*): Son aquellos en los que el blanco u objeto bajo prueba permanece fijo en un soporte o elemento de sustentación y no se mueve por sí mismo. El uso de uno o varios rotores permiten variar la posición relativa del objeto bajo prueba y el sistema de transmisión y recepción.
 - Dinámicos (*dynamic range*): Para la medida de plataformas móviles, como puede ser una aeronave, la realización de ensayos estáticos, por ejemplo de RCS, no caracteriza necesariamente por completo la respuesta que la plataforma produce en un radar en un escenario real. Esto es debido a que para un avión, por ejemplo, una medida estática se realizaría con los motores apagados, por lo que no se tendría en cuenta el efecto doppler causado por el giro de las palas de las turbinas o el estrés mecánico a que se ven sometidas las alas. En algunos casos, simplemente, el blanco es demasiado pesado para ser sustentado por un sistema de posicionamiento, o es tan grande que para iluminarlo con una onda plana es necesario distanciarse varios kilómetros del elemento transmisor. Todas estas razones hacen que en ciertas ocasiones y para aplicaciones concretas, únicamente sea viable realizar medidas dinámicas.
- Atendiendo al entorno de medida:
 - Exteriores (*outdoor range*): El blanco bajo prueba se encuentra situado a la intemperie. Habitualmente también lo suelen estar los equipos de medida, si bien existen instalaciones de medida mixtas, en las que éstos últimos se encuentran alojados en recintos especiales.

- Interiores (*indoor range*): Toda la instalación está alojada en el interior de un recinto que puede ser desde un simple refugio para protegerse de las condiciones climáticas y ambientales exteriores, hasta una completa cámara anecoica en la que se trata de aislar al blanco de las radiaciones electromagnéticas y se intentan minimizar, mediante material absorbente, las reflexiones en paredes, suelo y techo.
- Atendiendo al modo de lograr la onda plana:
 - De campo lejano (*far field range*): Son aquellos en los que la condición de campo lejano se consigue directamente mediante el aumento de la distancia entre la antena transmisora/receptora y el blanco, de tal manera que el frente de onda incidente es localmente plano.
 - De campo compacto (*compact range*): En estos sistemas el frente de ondas plano se consigue por reflexión en uno o varios reflectores. De esta forma se pueden reducir las dimensiones de la instalación de medida y se pueden medir blancos más grandes a distancias más cortas que en un sistema de campo lejano.
 - De campo cercano (*near field range*): La distancia entre los elementos transmisores y receptores y el objeto bajo prueba es tal que no se cumple la condición de campo lejano, aunque sí lo suficiente para evitar la zona de campo reactivo. El campo reflejado o transmitido se usa directamente, o bien se obtiene su respuesta en campo lejano posteriormente mediante transformaciones de las medidas realizadas. Estos sistemas son ampliamente utilizados en la medida de antenas o caracterización de materiales dieléctricos pero no se han desarrollado igualmente para RCS.
- Atendiendo a la geometría de transmisión/recepción:
 - Monoestáticos: Antena transmisora y receptora se encuentran en el mismo lugar. Son los más comunes ya que los radares monoestáticos son los más extendidos, por lo que lo habitual es que las instalaciones no tengan capacidad de medir en biestático.
 - Biestáticos: En ellos, la antena transmisora y receptora se encuentran en ubicaciones distintas. Estos sistemas son menos habituales y cada instalación

tiene sus propias capacidades y limitaciones. Además, suelen ser capaces de medir en configuración monoestática. Por tanto, permiten obtener más información sobre la reflectividad de un blanco, pero también son más complejos.

Las instalaciones de medida existentes se pueden clasificar en varias de las categorías anteriormente mencionadas de manera no excluyente. No obstante, sí que existen categorías excluyentes, como por ejemplo, una instalación de medidas dinámicas debe ser exterior, o un campo compacto, debido a la estabilidad necesaria en las condiciones ambientales especificadas para los reflectores, debe ser interior.

Así, esta tesis ha presentado la aplicación de una instalación interior y estática a la realización de medidas de reflectividad tanto monoestáticas como biestáticas, en campo lejano y en campo cercano. Por tanto, los siguientes apartados se van a referir principalmente a ese tipo de instalaciones. Aun así, ciertas consideraciones, como por ejemplo todo lo referido a los equipos de transmisión-recepción, podrán ser aplicables a otro tipo de medidas, como pueden ser las dinámicas, y se hará referencia puntual, por ejemplo, a instalaciones exteriores en los casos en que sea necesario para completar la información incluida.

En cualquier caso, existen numerosas referencias en la bibliografía en las que el lector interesado puede profundizar sobre instalaciones dinámicas, por ejemplo en [237], y exteriores, en [238] y [239].

A.2.3. Esquema básico de un sistema de medida

En general, las instalaciones de medida en este ámbito se construyen con un propósito específico en mente. Por tanto, cada una de ellas presenta una configuración y equipamiento singular difícilmente generalizable, dando lugar a una metodología de medida específica para dicha instalación.

Sin embargo, existen una serie de elementos comunes a todos los campos de medida y también una serie de técnicas de medida que se usan comunmente en gran parte de ellos. Todos ellos serán descritos en este apartado y el siguiente, si bien, el lector interesado en profundizar en estos aspectos puede consultar la numerosa literatura existente, como por ejemplo, para medida de RCS en [240] y [241].

Así, un sistema de medida de reflectividad cuenta con los siguientes elementos comunes:

1. *Sistema de transmisión-recepción*: Es el equipo encargado de generar y transmitir

la forma de onda utilizada para la medida de reflectividad, y recibir adecuadamente el eco procedente del objeto bajo prueba.

En cuanto a formas de onda, existen tantas posibilidades como tipos de radar reales operativos se pueden encontrar, esto es, de onda continua, pulsados, pulsados con técnicas de compresión de pulsos (por ejemplo con una señal *chirp*), etc., si bien la más extendida es la de pasos en frecuencia o *stepped-frequency*, de onda continua o pulsada. Esto es debido a que se ha generalizado el uso de analizadores vectoriales de redes o VNA para este tipo de instalaciones, ya que al ser equipos de test y medida genéricos presentan una gran versatilidad, sobre todo en cuanto a la flexibilidad que aporta el hecho de que internamente esten dotados de un ordenador con sistema operativo con una amplia gama de conexiones con el exterior (GPIB, *Ethernet*, *Universal Serial Bus* (USB), etc) y con capacidades de cómputo para postprocesado de datos.

2. *Sistema de posicionamiento*: realiza dos tareas fundamentales en un campo de ensayos, tanto exterior como interior. Por un lado, debe soportar el blanco bajo análisis de una manera adecuada. Esto es, debe mantenerlo en una posición concreta, sin movimientos ni vibraciones espúreas que afecten a la medida y, además, idealmente, debe ser transparente a la radiación electromagnética para que parezca que el blanco está suspendido en el aire. No obstante, esto es imposible, pero sí debe tener la menor influencia posible sobre el blanco y sobre el entorno de medida. En este sentido, tres son las estructuras que se emplean habitualmente para este cometido: las columnas de espuma o *foam* [242], los *pylon* metálicos de baja reflectividad y las cuerdas dieléctricas [243]. Cada sistema presenta sus ventajas e inconvenientes.

Por otro lado, el sistema de posicionamiento debe permitir de manera automática el movimiento controlado del objeto bajo prueba y/o las antenas de transmisión y recepción del sistema, ya que todos los parámetros a medir dependen del ángulo de incidencia del campo, de modo que un sistema de medida no sería muy útil si hubiera que posicionar manualmente antenas y blanco para cada configuración de ensayo.

3. *Sistema de control y adquisición*: A medida que aumenta la complejidad y flexibilidad de los sistemas y técnicas de medida, se hace necesario un equipo que

controle todos los equipos involucrados, desde el sistema de transmisión-recepción hasta el sistema de posicionamiento. Paralelamente, se necesita un equipo de captura y almacenamiento de datos de medida, que además sirva para realizar un post-proceso conducente a obtener los resultados definitivos. Estas funciones las realiza el equipo de control y adquisición.

4. *Entorno de medida*: Debe ser controlado, tanto para un campo exterior (*outdoor range*) como para uno interior (*indoor range*). El primero de ellos hay que diseñarlo de modo que se minimicen las reflexiones en el suelo y se reduzcan las condiciones ambientales y atmosféricas adversas, en la manera de lo posible, para poder realizar un ensayo preciso. Para una cámara interior, que permite un mayor aislamiento y control de elementos externos, se usan materiales absorbentes (RAM) en las paredes, techo y suelo para minimizar el efecto de reflexiones indeseadas.
5. *Sistemas auxiliares*: Lo forman todos aquellos equipos que, sin formar parte de la cadena de medida, son necesarios para la correcta utilización de los equipos principales y, por tanto, la realización adecuada de los ensayos. Entre otros, cabe destacar los siguientes: Elementos de supervisión, sistemas de apuntamiento para colocación de muestras de ensayo, sistemas de climatización y sistemas de alimentación e iluminación para equipos y personal.

A.2.4. Técnicas de medida

El rango de niveles de señal para los que el receptor de una instalación de ensayo puede realizar adecuadamente la medida se denomina margen dinámico. El límite superior viene dado por el nivel de saturación del receptor, que será el nivel de señal a la entrada para el que no se obtiene una salida proporcional, es decir, el valor para el que no existe una relación lineal entre entrada y salida del receptor. El límite inferior vendrá determinado por el fondo de ruido del receptor, también denominado sensibilidad del receptor, que será el valor para el que aunque la señal de entrada disminuya de nivel, la de salida permanece constante. No obstante, si el receptor se ha seleccionado adecuadamente, el fondo de ruido de la instalación o *range background* aparecerá por encima de la sensibilidad del receptor y limitará el margen dinámico propio del receptor aislado. Este ruido procedente de la instalación no es más que la señal recibida en ausencia de

blanco debida a las reflexiones indeseadas en el entorno de medida (instalación, equipos y soporte de blanco) y a posibles interferencias electromagnéticas producidas por agentes externos. Todo esto hace que disminuya el margen efectivo de medida, y, por tanto, el nivel mínimo procedente del objeto bajo análisis que se puede medir en la instalación.

En este sentido, se puede mejorar el diseño del receptor para ampliar su margen dinámico, usando, por ejemplo, amplificadores de bajo ruido a la entrada. O también introduciendo una configuración superheterodina que permita un ancho de banda de medida reducido. No obstante, en esta sección se describen únicamente el conjunto de técnicas de medida encaminadas a aumentar el margen dinámico de una instalación, con un receptor determinado, por procesamiento de señal, de modo que se puedan medir respuestas más pequeñas y se aproveche mejor las capacidades de dicha instalación.

1. *Caracterización de equipos de transmisión-recepción - Calibración del VNA:*

Como no podía ser de otra manera, resulta fundamental tener caracterizados los equipos de transmisión -recepción del sistema de medida, de modo que se puedan corregir dentro de lo posible los errores sistemáticos que introducen y, por tanto, se puedan mejorar las prestaciones de la instalación, en concreto la precisión y la repetitividad de los ensayos.

Estos errores procederán de los componentes discretos que forman parte del equipo de transmisión-recepción y de la no idealidad de su comportamiento, por ejemplo, imbalance entre canales en fase (I) y cuadratura (Q) del detector (que producirán errores de amplitud y fase de la señal recibida), fugas en los acopladores (que producirán señales espúreas en el receptor que serán procesadas como si provinieran del blanco), deriva en frecuencia del oscilador local (que producirá un error en la fase recibida), y un largo etcétera.

Cada tipo de transmisor-receptor tendrá asociados unos errores concretos, y, por tanto, una caracterización específicamente adaptada a ellos.

Como se ha adelantado, el uso del VNA como equipo transmisor-receptor para este tipo de instalaciones se ha generalizado. En concreto, y como se puede ver en el capítulo 3, es la opción elegida en la instalación en torno a la que gira la presente tesis.

Uno de los puntos fuertes de estos equipos es la facilidad para compensar los

errores de medida que introducen mediante un proceso relativamente sencillo de calibración, mejorando de manera ostensible, como se ha dicho, su precisión y repetitividad. Para este caso concreto, la calibración consiste en compensar los errores sistemáticos del VNA a partir de la medida de unos estándares conocidos [244]. La técnica más habitual es la denominada *Thru-Open-Short-Match* (TOSM), basada en un modelo de error de 12 términos, que se obtienen de la medida de un circuito abierto (*open*), un cortocircuito (*short*), una carga adaptada (*match*) y una conexión directa (*thru*). Cuando se va a utilizar un solo puerto del analizador vectorial, esta técnica se convierte en *Open-Short-Match* (OSM), ya que no hay *thru* que medir. El modelo de error pasa a ser de 7 términos.

Otra de las ventajas de la calibración es que fija el plano de referencia de la medida, y en consecuencia, el cero de fases y tiempos (y por tanto distancias) respecto al que toda medida del analizador estará referenciada. De esta manera se convierte en el plano de referencia de los parámetros S que mide el VNA.

No obstante, una calibración estará ligada a los parámetros de configuración del analizador (frecuencia inicial, frecuencia final, número de puntos, IFBW y puertos implicados), por lo que deberá ser repetida si se cambian alguno de estos parámetros, ya que la calibración dejará de tener validez para la nueva configuración.

2. *Resta de fondo de ruido de la instalación o background subtraction:*

La idea básica de esta técnica es la de minimizar el eco producido por la instalación y el soporte de blanco sobre la medida. Para ello se almacena en módulo y fase la medida del fondo de ruido de la instalación, esto es, la configuración real de medida pero sin el blanco. El objetivo es el de restar vectorialmente esta respuesta a la medida del blanco, bien en tiempo real según se realiza ésta última, bien en post-proceso [245].

La efectividad de esta técnica depende principalmente de que el entorno de medida permanezca estable durante todo el proceso, desde la medida del *background* y a lo largo de la medida del blanco en las diferentes configuraciones. Por tanto, está más indicada para entornos controlados, y por tanto, para ensayos en cámara. De esta manera, si se emplea un soporte cuyo eco varíe a lo largo del ensayo con cada posición del blanco, o bien la posición relativa de transmisor, soporte y receptor cambia con cada ángulo de medida, se deberá realizar una medida de *background*

por cada uno de los ángulos medidos, con el aumento del tiempo de ensayo que esto lleva asociado.

Finalmente, es destacable remarcar que, aunque el fin último de esta técnica sea el de eliminar totalmente el background de la medida del objeto bajo prueba mediante esta resta vectorial, únicamente se podrá minimizar su efecto. Esto es debido fundamentalmente a dos factores. El primero es que el blanco y el entorno de medida (cámara más soporte) interactúan entre sí produciendo una reflexión que no puede ser eliminada. En segundo lugar, el mero hecho de colocar el blanco ensombrece parte de la instalación que en la medida sin blanco contribuye a la medida de background que se utiliza para restar. Por tanto, el background con y sin blanco no será exactamente el mismo y se introducirá un error adicional.

3. *Enventanado o gating:*

El objetivo de esta técnica es el de seleccionar sólo aquella parte del eco recibido que proviene del blanco bajo análisis, y se basa en la dualidad tiempo-distancia en el eco que recibe el radar instrumental, esto es, las respuestas de obstáculos situados a diferentes distancias del transmisor que el blanco, regresan en instantes de tiempo diferentes al receptor que el eco debido al blanco. Por tanto, se puede discriminar en el dominio temporal la señal del objeto o material bajo prueba del resto de reflexiones no deseadas. Así el enventanado se muestra eficaz, entre otras cosas, para eliminar respuestas indeseadas procedentes de fugas, reflexiones o acoplos en el transmisor o receptor, o bien procedentes de las reflexiones en paredes o equipos en un sistema interior. También se puede, por ejemplo, discriminar en dos canales distintos dos blancos separados en distancia, uno para calibración y el otro para ensayo. En [246], el lector interesado puede ampliar sus aplicaciones específicamente a la medida de RCS.

Si bien el enventanado se realiza típicamente mediante hardware, ya que es inherente a los sistemas pulsados de transmisión-recepción ampliamente usados en instalaciones de medida de reflectividad, los sistemas *stepped-frequency* permiten realizarlo por software, mediante procesamiento posterior a la adquisición, la cual se realiza en onda continua a frecuencias discretas. De esta manera, tras obtener las respuestas recibidas en una medida para un conjunto discreto de puntos en frecuencia, se puede obtener, mediante una transformada de Fourier, la respuesta temporal de la reflectividad del blanco. Sobre esa señal se puede aplicar un fil-

tro digital equivalente a una ventana temporal con los parámetros que se deseen, realizando de esta manera un enventanado por software equivalente. La ventaja es la flexibilidad a la hora de seleccionar los parámetros de la ventana, tanto en ubicación y tamaño, como en forma, ya que se pueden seleccionar distintos tipos de ventana para obtener distintos tipos de respuesta sobre la señal recibida (*hamming, hanning, Bohman, chebyshev,...*). No obstante, hay que tener en cuenta un efecto negativo del enventanado *software*, y es que el truncamiento que supone su aplicación provoca que la respuesta en frecuencia se vea distorsionada en los extremos de medida. El ancho de banda distorsionado (B_d) es inversamente proporcional al ancho de la ventana aplicada (τ).

$$B_d = \frac{1}{\tau} \quad (\text{A.11})$$

Las ventajas inherentes al *gating* (tanto *hardware* como *software*) anteriormente enumeradas hacen que sea una técnica ampliamente extendida. Sin embargo presenta limitaciones e inconvenientes que deben ser tenidos en cuenta: Por un lado, algunas reflexiones de posibles *scatterers* situados en posiciones anteriores al blanco pueden, por multitrayecto, llegar al receptor solapadas temporalmente a la respuesta del blanco, por lo que se colarán en la ventana de medida. Por otro, el ancho de ventana se debe seleccionar de tal modo que se reciba la respuesta íntegra del objeto bajo análisis. No obstante, esto incluirá todo aquello situado a la misma distancia (instalación, soporte, equipos,...), por lo que su respuesta se añadirá a la del blanco. El empleo conjunto de resta de *background* mitiga este inconveniente.

Por último, cabe destacar que, para la medida y caracterización de blancos resonantes, en los que su respuesta se extiende más allá de sus dimensiones físicas, habrá que poner especial cuidado en la selección del tamaño de la ventana, ya que si se selecciona un tamaño insuficiente, se podría estar eliminando parte de señal que corresponde al blanco y que, por tanto, se quiere medir.

4. Técnicas de aumento de la relación señal a ruido o SNR:

Como se ha visto anteriormente, es básico tener un nivel de señal lo más alto posible en relación al nivel de ruido procedente tanto de la instalación como del receptor. En este caso, nos centraremos en el aumento de la SNR referida al ruido

intrínseco a la cadena de recepción.

- *Integración coherente*: Como se ha dicho, esta técnica va dirigida a aumentar por procesamiento de señal la SNR a la salida del receptor, siendo la señal deseada el eco del blanco bajo prueba.

Consiste en tomar M muestras de la señal recibida $x(m)$, realizando M veces de manera consecutiva la misma medida, obteniendo como salida del receptor la suma de lo medido dividido por M . Por tanto, el término integración se refiere a la media aritmética de múltiples señales recibidas de manera consecutiva.

$$X = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M x(m) \quad (\text{A.12})$$

Aunque puede aplicarse sólo a la magnitud de la señal recibida, resulta más beneficiosa si se aplica tanto a módulo como a fase.

La mejora se basa en el hecho de que la señal recibida está contaminada por ruido aleatorio, de manera que, al sumar repetidamente distintas instancias de la misma medida, la parte correlada de la señal verá multiplicada su potencia, mientras que la parte incorrelada, esto es, el ruido, no lo hará. Efectivamente, siendo la amplitud media de la señal y del ruido S y N respectivamente, la SNR en potencia será $(S/N)^2$. Si se suman M muestras consecutivas, la potencia de la parte de señal (supuesta constante a lo largo del proceso) se convierte en $(MS)^2$. Por el contrario, el ruido, al ser aleatorio y, por tanto, estar incorrelado muestra a muestra, tendrá una amplitud media que será la raíz cuadrada de la suma de las amplitudes medias de cada muestra, lo que en potencia se convierte en MN^2 .

Por tanto, la SNR final será $M(S/N)^2$, donde M se denomina *ganancia de integración*.

- *Reducción del ancho de banda instantáneo de medida o IFBW*: Esta técnica se basa en la relación lineal que existe entre el ancho de banda instantáneo del receptor y el ruido térmico presente a la salida del mismo. Efectivamente, suponiendo ruido blanco gaussiano a la entrada del receptor, se tiene una densidad espectral de potencia constante para toda frecuencia, que dependerá de la cadena de recepción, y en particular de la figura de ruido de los

diferentes componentes del receptor. En cualquier caso, para un receptor dado, se tendrá una densidad espectral de potencia definida y constante en frecuencia, por lo que la potencia de ruido a la salida será proporcional al ancho de banda instantáneo, de modo que, a medida que disminuya dicho ancho de banda, disminuirá N , y, por tanto, aumentará la SNR, siempre que la señal esté contenida totalmente en esa banda de frecuencia.

Si bien los receptores analógicos raramente disponen de la opción de modificar su ancho de banda instantáneo, la amplia mayoría de los receptores digitales, y en especial la cadena receptora del VNA, permiten este ajuste. No obstante, hay que tener en cuenta que, a medida que disminuye el ancho de banda instantáneo también aumentará el tiempo de procesado (por estar sintetizado por un filtro digital sobre la señal recibida que aumenta su tamaño al disminuir su ancho de banda), y por tanto, el tiempo de medida se dispara, llegando a limitar esta reducción.

5. Medida absoluta - Patrón de referencia:

Para obtener el resultado de medida en valor absoluto, por ejemplo en $dBsm$ para RCS, es necesario conocer la relación existente entre lo medido por el receptor y el valor absoluto de dicha magnitud. Todos los parámetros involucrados en la medida deberían conocerse, ya que vendrán fijados de manera unívoca por la instrumentación y por la configuración específica de la instalación.

No obstante, existe otro método mucho más fiable y preciso denominado *calibración absoluta* o *método de sustitución*, en el que se obtiene el efecto combinado de todos esos parámetros realizando una medida adicional sobre un blanco de respuesta conocida. A este blanco se le llama patrón y su medida se toma como referencia para obtener el valor absoluto de la medida del blanco bajo test. Este último método está ampliamente extendido y se usa en la gran mayoría de los sistemas de medida actuales.

Así, por ejemplo, para el caso de la medida de RCS, todos los parámetros de la ecuación radar vienen definidos por la instalación y, por tanto, deberían poder determinarse, de modo que bastaría despejar σ para obtener la RCS en $dBsm$ [247]. Sin embargo, y usando el método de sustitución, en el caso de realizar la medida con un VNA, con el que se mide el parámetro S en reflexión, esto es S_{11} ,

la RCS absoluta se calcularía según la siguiente ecuación:

$$\sigma_{blanco} = \frac{|S_{blanco}|^2}{|S_{patron}|^2} \sigma_{patron} \quad (\text{A.13})$$

Normalmente se suelen usar patrones de referencia metálicos de geometrías simples, que puedan ser fabricados con mucha precisión, que sean manejables y resistentes, y que el valor absoluto del parámetro a medir se pueda calcular de manera simple. No obstante, existen multitud de patrones de calibración que serán usados dependiendo de la instalación en la que se usen y la medida concreta que se realice. De tal manera que cada instalación contará con varios patrones de referencia que podrá aplicar según considere necesario.

Para el caso monoestático y co-polar (misma polarización en transmisión y recepción), la esfera, por ejemplo, es una de las geometrías más empleadas para medida de RCS porque sus parámetros de reflectividad no depende del ángulo de incidencia. Sin embargo, hay que tener en cuenta que lo más aconsejable es utilizar un patrón de referencia cuyo parámetro a medir sea del orden del esperado para el blanco bajo test. Por tanto, para una misma instalación y medida se podrán usar distintos blancos de calibración en función del objeto bajo prueba.

Para concluir, hay de destacar que medidas más complejas requiere a su vez blancos de calibración más elaborados. Por ejemplo, una medida en polarización cruzada necesita un blanco que despolarice fuertemente. Así, el diedro es ampliamente utilizado para este caso porque girado $22,5^\circ$ presenta una respuesta elevada en la componente contra-polar o *cross-polar*, esto es, en la componente ortogonal a la transmitida.

Apéndice B

Resumen de Publicaciones

En este apéndice se enumeran las publicaciones relevantes realizadas por el autor relativas a cada capítulo de la presente memoria.

B.1. Publicaciones relativas al capítulo 3

Contexto del Laboratorio :

- Capítulos de Libro

1. B. Errasti-Alcalá, A. Jurado-Lucena, D. Escot-Bocanegra, **D. Poyatos-Martínez**, R. Fernández- Recio and I. Montiel-Sánchez, “Applications of Swarm Intelligence”, Capítulo 9 - “Application of PSO to Electromagnetic and Radar-Related problems in Non cooperative Target Identification”, Nova Science Publishers Inc. (New York), ISBN 978-1-61728-602-5, 2011.

- Revistas

1. **D. Poyatos**, D. Escot, I. Montiel, I. González, F. Saez de Adana, M. F. Cátedra, “Evaluation of particle swarm optimization applied to single snapshot direction of arrival estimation”, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 22, no. 16, pp. 2251-2258, 2008.
2. D. Escot-Bocanegra, **D. Poyatos-Martínez**, R. Fernández-Recio, A. Jurado-Lucena, I. Montiel-Sánchez, “New benchmark radar targets for scattering analysis and electromagnetic software simulation”, Progress in Electromagnetics Research, vol. 88, no. 3, pp. 39-52, 2008.

3. **D. Poyatos-Martínez**, D. Escot-Bocanegra, R. Fernández-Recio, I. Montiel-Sánchez, “RCS analysis of configurable mock-up cavity with blade motion capability”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 3, pp. 1096-1099, 2009.
4. A. Jurado Lucena, I. Montiel Sanchez, D. Escot Bocanegra, R. Fernandez Recio, **D. Poyatos-Martínez**, “Class identification of aircraft by means of artificial neural networks trained with simulated radar signatures”, Progress In Electromagnetics Research C, vol. 21, pp. 243 - 255, 2011.
5. **D. Poyatos**, A. Jurado, B. Errasti, R. Fernández, D. Escot, “Identificación no cooperativa de aeronaves mediante radar”, Boletín de Observación Tecnológica en Defensa, nº 33, pp. 11-13, 2011.
6. R. Fernandez-Recio, D. Escot-Bocanegra, **D. Poyatos-Martínez**, A. Jurado-Lucena, B. Errasti-Alcala, I. Montiel-Sanchez, “Application of FDTD to HRRP Generation of a Cavity Model for NCTI Purposes”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.47, no.3, pp. 1685-1695, 2011.
7. **David Poyatos**, Antonio J. Mesa, Patricia López, David Escot, “UNDINE: Campaña de medidas de firma radar de blancos aéreos no tripulados”, Boletín de Observación Tecnológica en Defensa, nº 43, pp. 7-9, 2014.
8. Raúl Fernández Recio, Beatrice Fromentin-Denozière, David Escot Bocanegra, Frank Weinmann, **David Poyatos Martínez**, Jérôme Simon, Hristos T. Anastassiou, Adam Zdunek, Andreas Tzoulis, “Comparative study of miscellaneous methods applied to a benchmark, inlet scattering problem”, IET Radar, Sonar and Navigation, vol.9, no.3, pp. 342-354, 2015.
9. M. R. Cabello, S. Fernández, M. Pous, E. Pascual-Gil, L. D. Angulo, P. López, P. J. Riu, G. G. Gutierrez, D. Mateos, **David Poyatos**, M. Fernandez, J. Álvarez, M. F. Pantoja, M. Añón, F. Silva, A. R. Bretones, R. Trallero, Luis Nuño, D. Escot, R. G. Martin and S. G. Garcia, “The SIVA UAV: a case study for the EMC analysis of composite air vehicles”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, *Aceptado para su*

publicación, 2017.

Descripción de la instalación :

▪ Revistas

1. D. Escot, **D. Poyatos**, J.A. Aguilar, I. Montiel, I. González, F. Saez de Adana, “Indoor 3D full polarimetric bistatic spherical facility for electromagnetic tests”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, no. 4, pp. 112-118, 2010.

▪ Congresos

1. D. Escot, **D. Poyatos**, J.A. Aguilar, I. Montiel, “Bi-static Spherical measurement system for electromagnetic tests”, en *European Test and Telemetry Conference (ETTC)*, pp. 227-231, 2009.
2. **D. Poyatos**, D. Escot, J.A. Aguilar, I. Montiel, “Multipurpose 3D Spherical System for Electromagnetic Tests”, en *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-5, 2010.
3. **D. Poyatos Martínez**, D. Escot Bocanegra, J.A. Aguilar Rosado, I. González Diego, “Sistema de Medida Polivalente para la Realización de Ensayos de Dispersión Electromagnética y su Aplicación sobre Materiales y Recubrimientos”, en *I Congreso Nacional de I+D en Defensa y Seguridad (DESEi+d)*, pp. 267-273, 2013.
4. P. López-Rodríguez, D. Escot-Bocanegra, **D. Poyatos-Martínez**, O. Hernán-Vega, “BIANCHA: A Spherical Indoor Facility for Bistatic Electromagnetic Tests”, en *38th Annual Meeting and Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association (AMTA)*, pp. 1-6, 2016.

B.2. Publicaciones relativas al capítulo 4

▪ Revistas

1. D. Escot-Bocanegra, **D. Poyatos-Martínez**, I. Montiel-Sánchez, F. M. Saez de Adana, I. Gonzalez-Diego, “Spherical indoor facility applied to bistatic radar cross section measurements”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 26, pp. 181-187, 2011.

B.3. Publicaciones relativas al capítulo 5

■ Revistas

1. D. Escot, **D. Poyatos**, I. Montiel, M.A. Patricio, “Soft computing techniques for free-space measurements of complex dielectric constant”, *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 24, no. 3, pp. 318-325, 2009.
2. P. López-Rodríguez, D. Escot-Bocanegra, **D. Poyatos-Martínez**, F. Weinmann “Comparison of Metal-Backed Free-Space and Open-Ended Coaxial Probe Techniques for the Dielectric Characterization of Aeronautical Composites”, *Sensors*, 16, 967, Ed. MDPI AG, 2016.

■ Congresos

1. I. Montiel, **D. Poyatos**, D. Escot, F. Ortega, “Design, Analysis, Development and Measurement of a Multilayer Frequency Selective Surface”, en *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, pp. 1-4, 2005.
2. D. Escot, **D. Poyatos**, I. Montiel, “Verificación del Proceso de Diseño y Fabricación de Superficies Selectivas en Frecuencia”, en *XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, pp. 910-913, 2006.
3. **D. Poyatos**, D. Escot, I. Montiel, I. Olmeda, “Complex Permittivity Estimation by Bio-inspired Algorithms for Target Identification Improvement”, en *International Work-conference on the Interplay between Natural and Artificial Computation (IWINAC) Congreso*, pp. 232-240 part II, 2007.
4. A. Jurado, D. Escot, **D. Poyatos**, I. Montiel, “Application of Artificial Neural Networks to Complex Dielectric Constant Estimation from Free-Space Measurements”, en *International Work-conference on the Interplay between Natural and Artificial Computation (IWINAC)*, pp. 517-526 part I, 2009.
5. P. Fernandez, A. Peña-García, **D. Poyatos-Martínez**, D. Escot-Bocanegra, A. Fernández-Oliveras, “Reflectance of interurban-road pavements from RADAR based measurements”, en *8th Iberoamerican Optics Meeting and 11th*

Latin American Meeting on Optics, Lasers, and Applications (LIAO OPTI-LAS), pp. (87853T-1) - (87853T-8) vol. 8785, 2013.

6. P. López Rodríguez, O. Hernán Vega, **D. Poyatos Martínez**, R. Tralero Vela, D. Escot Bocanegra, “Caracterización de Materiales Aeronáuticos mediante la Técnica Metal-Backed Free-Space medidos en la Cámara Polivalente BIANCHA”, en *IV Congreso Nacional de I+D en Defensa y Seguridad (DESEi+d)*, pp. 1093-1100, 2016.

B.4. Publicaciones relativas al capítulo 6

- Revistas

1. **D. Poyatos Martínez**, D. Escot Bocanegra, E. De Diego Custodio, I. González Diego, F. M. Sáez De Adana, “Application of a spherical multi-purpose facility to the selection of the appropriate radome for an on-board pod antenna”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 25, no. 8-9, pp. 1234-1252, 2011.

Acrónimos

AUT *Antenna Under Test*

BABI *BAse BIstatique*

BMF *Bistatic Measurement Facility*

BIANCHA *BIstatic ANechoic CHAmber*

CAD *Computer-Aided Design*

CAN *Controller Area Network*

CATECHOM *Centro de Alta Tecnología y Homologación*

CCRM *Centre Commun de Ressources Micro-Ondes*

CEA *Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives*

CESTA *Centre d'Etudes Scientifiques et Techniques d'Aquitaine*

CNR *Comunicaciones, Navegación y Radar*

DEMR *Département ElectroMagnétisme et Radar*

DLR *Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.*

EMC *ElectroMagnetic Compatibility*

EMI *ElectroMagnetic Interference*

EMSL *European Microwave Signature Laboratory*

ESM *Electronic Support Measurements*

ACRÓNIMOS

FEM *Finite Element Method*

FSS *Frequency Selective Surface*

GBSAR *Ground Based Synthetic Aperture Radar*

GHz *Gigahercios*

GPIB *General-Purpose Instrumentation Bus*

GPR *Ground Penetrating Radar*

GTD *Geometrical Theory of Diffraction*

HRRP *High Resolution Range Profile*

Hz *Hercio*

IEEE *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IFBW *Intermediate Frequency Bandwidth*

ILS *Instrumental Landing System*

INTA *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas”*

ISAR *Inverse Synthetic Aperture Radar*

JEM *Jet Engine Modulation*

JRC *Joint Research Centre*

KHz *Kilohercios*

LAN *Local Area Network*

LCR *Inductancia (L), Capacitancia (C), Resistencia (R)*

LCU *Local Control Unit*

LHCP *Left Hand Circular Polarization*

MBFS *Metal-Backed Free Space Methodology*

MHz *Megahercios*

ACRÓNIMOS

MLFMA *Multi-Level Fast Multipole Algorithm*

MoM *Method of Moments*

NATO *North Atlantic Treaty Organization*

NCTI *Non-Cooperative Target Identification*

NFtoFF *Near-Field to Far-Field Transformation*

NRTF *National RCS Test Facility*

OECP *Open-ended coaxial probe method*

ONERA *Office National d'Etudes et de Recherches Aéropatiales*

OPI *Organismo Público de Investigación*

PO *Physical Optics*

PTD *Physical Theory of Diffraction*

PTFE *Politetrafluoroetileno*

PSM *Polarization Scattering Matrix*

PSO *Particle Swarm Optimization algorithm*

RAM *Radar Absorbing Material*

RCS *Radar Cross Section*

RHCP *Right Hand Circular Polarization*

ROE *Relación de Onda Estacionaria*

RS-232 *Recommended Standard-232*

RTO *Research and Technology Organization*

SAR *Synthetic Aperture Radar*

SCPI *Standard Commands for Programmable Instruments*

SNR *Signal-to-Noise Ratio*

ACRÓNIMOS

STO *Science and Technology Organization*

THz *Terahercios*

UAV *Unmanned Aerial Vehicle*

UHF *Ultra High Frequency (300 a 3000 MHz)*

USB *Universal Serial Bus*

VHF *Very High Frequency (30 a 300 MHz)*

VNA *Vector Network Analyzer*

Bibliografía

- [1] INTA, “Laboratorio de detectabilidad y guerra electrónica,” 2011. *Online*. <http://www.inta.es/Detectabilidad>.
- [2] D. Escot Bocanegra, *Sistema de Medida Polivalente con Configuración Biestática para Ensayos Electromagnéticos*. PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2012.
- [3] Universidad de Oviedo, “Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas.” *Online*. <http://dieecs.uniovi.es/>.
- [4] Universidad de Oviedo, “Grupo de Teoría de la Señal y Comunicaciones.” *Online*. <http://www.tsc.uniovi.es/investigacion/home-page.html>.
- [5] Universidad de Oviedo, “Grupo de Teoría de la Señal y Comunicaciones - Instalaciones de Medida.” *Online*. <http://www.tsc.uniovi.es/investigacion/facilities--antem-lab-.html>.
- [6] Y. Alvarez, J. Laviada, L. Tirado, C. Garcia, J. Martinez, F. Las-Heras, y C. Rappaport, “Inverse fast multipole method for monostatic imaging applications,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 10, no. 5, pp. 1239–1243, 2013.
- [7] Y. Alvarez, J. Martinez-Lorenzo, F. Las-Heras, y C. Rappaport, “An inverse fast multipole method for geometry reconstruction using scattered field information,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 7, pp. 3351–3360, 2012.
- [8] J. Laviada Martinez, Y. Alvarez-Lopez, A. Arboleya-Arboleya, C. Garcia-Gonzalez, y F. Las-Heras, “A modified phaseless inverse scattering setup based on indirect holography implemented at submillimeter-wave band,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 9, pp. 4876–4881, 2013.

BIBLIOGRAFÍA

- [9] Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), “Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones.” *Online*. <http://www.tsc.upc.edu/es>.
- [10] Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), “AntennaLAB Group.” *Online*. (<http://www.tsc.upc.edu/antennalab/>).
- [11] A. Broquetas, L. Jofre, y A. Cardama, “A near field spherical wave inverse synthetic aperture radar technique,” en *Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE AP-S)*, pp. 1114–1117 vol.2, 1992.
- [12] X. Anguela y A. Broquetas, “A near field 3D radar imaging technique,” en *23rd European Microwave Conference*, pp. 377–379, 1993.
- [13] A. Broquetas, J. Palau, L. Jofre, y A. Cardama, “Spherical wave near-field imaging and radar cross-section measurement,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 5, pp. 730–735, 1998.
- [14] G. Ruello, P. Blanco-Sanchez, A. Iodice, J. Mallorqui, D. Riccio, A. Broquetas, y G. Franceschetti, “Measurement of the electromagnetic field backscattered by a fractal surface for the verification of electromagnetic scattering models,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, no. 4, pp. 1777–1787, 2010.
- [15] A. Elias-Fuste, R. De Porrata-Doria, A. Broquetas, A. Aguasca, y J. Muniain, ““brenda” bistatic radar equipment data acquisition (a barcelona bistatic radar experiment),” en *23rd European Microwave Conference*, pp. 475–477, 1993.
- [16] UAH, “Universidad de Alcalá,” 2016. *Online*. <http://www.uah.es/es/>.
- [17] CATECHOM, “Centro de Alta Tecnología y Homologación,” 2017. *Online*. <http://www3.uah.es/catechom/index.php>.
- [18] UAH, “Departamento de Ciencias de la Computación,” 2016. *Online*. <http://www.cc.uah.es/>.
- [19] J. R. Almagro Clemente, *Desarrollo e Implantación de un Sistema de Medida de Antenas en Cámara Anecoica*. PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2013.
- [20] SSR, “Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones (UPM),” 2016. *Online*. <http://www.ssr.upm.es/>.

BIBLIOGRAFÍA

- [21] GR, “Grupo de Radiación (SSR - UPM),” 2016. *Online*. <http://www.gr.ssr.upm.es/>.
- [22] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 8 - Compact ranges. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [23] F. M. Jimenez, S. B. Martinez, M. S. Castañer, y J. L. Besada Sanmartin, “Design of a cylindrical near field system for radar antennas,” en *The First European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2006*, pp. 1–5, 2006.
- [24] S. Burgos Martínez, F. Martín Jimenez, M. Sierra Castañer, y J. L. Besada Sanmartin, “Cylindrical near to far field transformation system for radar antennas: Design, validation, and application,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 10, pp. 2527 – 2531, 2008.
- [25] F. Martin, S. Burgos, M. Sierra-Castañer, C. V. Pou, y J. L. Besada, “Error corrections in outdoor cylindrical near field radar antenna measurement system,” en *The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007*, pp. 1–6, 2007.
- [26] German Aerospace Center (DLR), “Microwaves and radar institute,” 2011. *Online*. <http://www.dlr.de/hr/en/desktopdefault.aspx/tabid-2304/>.
- [27] German Aerospace Center (DLR), “Compact test range,” 2011. *Online*. http://www.dlr.de/hr/en/desktopdefault.aspx/tabid-6832/11242_read-26088/.
- [28] M. Limbach, B. Gabler, R. Horn, y A. Reigber, “DLR-HR compact test range facility,” en *3rd European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 2186–2189, 2009.
- [29] M. Limbach, B. Gabler, A. Di Maria, R. Horn, y A. Reigber, “DLR compact test range facility,” en *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 1276–1280, 2012.
- [30] German Aerospace Center (DLR), “Signatures,” 2011. *Online*. http://www.dlr.de/hr/en/desktopdefault.aspx/tabid-2434/3770_read-32519/.
- [31] E. Kemptner y S. Thurner, “Free space material characterization for microwave frequencies,” en *6th European Conference on Antennas and Propagation (EU-CAP)*, pp. 3513–3515, 2012.

- [32] F. Fuchs, E. Kemptner, D. Klement, y K. Planta, “Computation and validation of bistatic RCS in the upper-middle and high frequency region,” en *International Conference on Computational Electromagnetics and Its Applications (ICCEA)*, pp. 438–441, 1999.
- [33] P. Alitalo, A. Culhaoglu, A. Osipov, S. Thurner, E. Kemptner, y S. Tretyakov, “Experimental characterization of a broadband transmission-line cloak in free space,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 10, pp. 4963–4968, 2012.
- [34] K. B. Khadhra, T. Boerner, M. Chandra, M. Zink, y D. Hounam, “Soil parameter estimation and analysis of bistatic scattering x-band controlled measurements,” en *Proceedings of the IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pp. 3706 – 3709, 2007.
- [35] K. B. Khadhra, T. Boerner, D. Hounam, y M. Chandra, “Surface parameter estimation using bistatic polarimetric x-band measurements,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 39, pp. 197 – 233, 2012.
- [36] R. Geise, R. Piesiewicz, A. Enders, y A. Schwithal, “Feasibility study on scaled bistatic RCS measurements of aircraft in w-band to investigate misguidance by the instrument-landing-system,” en *Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE AP-S)*, pp. 1–4, 2008.
- [37] Y. Chevalier, P. Minvielle, F. Degery, y P. Brisset, “Indoor spherical 3D RCS near-field facility,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, 2007.
- [38] P. Minvielle y F. Ducasse, “Data fusion for scatterer identification and localization in an indoor spherical 3D RCS near-field facility,” en *International Radar Conference - Surveillance for a Safer World*, pp. 1–5, 2009.
- [39] P. Massaloux, P. Minvielle, y J.-F. Giovannelli, “Indoor 3D spherical near field RCS measurement facility: Localization of scatterers,” en *8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 2765–2769, 2014.
- [40] B. Dulucq, S. Morvan, P. Massaloux, y G. Maze-Merceur, “Near-field 3D-RCS measurement simulation: Antenna pattern issues,” en *8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 3225–3227, 2014.

BIBLIOGRAFÍA

- [41] Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), “Institute fresnel.” *Online*. <http://www.fresnel.fr/spip/?&lang=en>.
- [42] Aix-Marseille Université, “Polytech marseille.” *Online*. <http://edu.univ-amu.fr/en/polytech-marseille>.
- [43] CCRM, “Centre commun de ressources micro-ondes.” *Online*. <http://www.ccrm.fr/>.
- [44] C. Eyraud, I. Kerroum, S. Nounouh, y H. Tortel, “Characterization of the near-subsurface with a single frequency multistatic microwave system,” en *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, pp. 1002–1004, 2011.
- [45] C. Eyraud, J.-M. Geffrin, P. Sabouroux, P. C. Chaumet, H. Tortel, H. Giovannini, y A. Litman, “Validation of a 3D bistatic microwave scattering measurement setup,” *Radio Science*, vol. 43, RS4018, pp. 1 – 12, 2008.
- [46] C. Eyraud, J.-M. Geffrin, y A. Litman, “3D quantitative imaging of a complex shape target from microwave scattering measurements,” en *URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*, pp. 385–387, 2010.
- [47] C. Eyraud, J. Geffrin, A. Litman, O. Merchiers, y R. Vaillon, “Effects of polarization on microwave imaging reconstructions,” en *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, pp. 998–1001, 2011.
- [48] J.-M. Geffrin, C. Eyraud, y A. Litman, “3D inversion of lossy targets from free space scattering measurements,” en *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 3699–3702, 2012.
- [49] ONERA, “The french aerospace lab.” *Online*. <http://www.onera.fr/en/>.
- [50] DEMR, “Electromagnetism and radar - facilities.” *Online*. <http://www.onera.fr/en/demr/facilities>.
- [51] J. C. Castelli, “BABI: An indoor bistatic RCS measurement facility - An overview of its performance,” en *International Conference on Radar*, pp. 167 – 172, 1994.
- [52] S. Bellez, H. Roussel, C. Dahon, J. Castelli, y A. Cheraly, “Full polarimetric bistatic radar imaging experiments on sets of dielectric cylinders above a conductive

BIBLIOGRAFÍA

- circular plate,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 51, no. 7, pp. 4164–4176, 2013.
- [53] L. Gürel, H. Bagci, J. C. Castelli, A. Cheraly, y A. Tardivel, “Validation through comparison: Measurement and calculation of the bistatic radar cross section of a stealth target,” *Radio Science*, vol. 38, no. 3, pp. 12–1 – 12–10, 2003.
- [54] N. Trouve, E. Colin-Koeniguer, P. Fargette, y A. De Martino, “Influence of geometrical configurations and polarization basis definitions on the analysis of bistatic polarimetric measurements,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 6, pp. 2238 – 2250, 2011.
- [55] University of Sheffield, “Department of electronic and electrical engineering.” *Online*. <http://www.sheffield.ac.uk/eee>.
- [56] University of Sheffield, “Communications research group - facilities.” *Online*. <http://www.sheffield.ac.uk/eee/research/cr>.
- [57] K. Ford, J. Bennett, y D. Holtby, “Use of a plane-wave synthesis technique to obtain target RCS from near-field measurements, with selective feature extraction capability,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 2051–2057, 2013.
- [58] C. Davenport y J. Rigelsford, “Novel indoor bistatic measurement facility for full-scattering characterisation of surfaces at oblique incidence,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 28, no. 14, pp. 1798–1806, 2014.
- [59] C. Davenport y J. Rigelsford, “Specular reflection reduction using periodic frequency selective surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 9, pp. 4518–4527, 2014.
- [60] C. Davenport y J. Rigelsford, “Design of comb reflection frequency selective surface for interference reduction in corridors of buildings,” *Electronics Letters*, vol. 49, no. 23, pp. 1478–1479, 2013.
- [61] Ingegneria Dei Sistemi S.p.A., “Measurement Laboratory.” *Online*. <https://www.idscorporation.com/measurement>.

BIBLIOGRAFÍA

- [62] A. J. Sieber, "The European microwave signature laboratory," *EARSeL Advances in Remote Sensing*, vol. 2, no. 1, pp. 195 – 204, 1993.
- [63] G. Nesti, P. Pampaloni, P. Coppo, M. Hallikainen, M. Mancini, P. Troch, y M. Von Shonermark, "Experimental research at the EMSL on scattering properties of non vegetated terrains," en *IGARSS '95 - International Symposium on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 3, pp. 2020–2022, 1995.
- [64] G. Macelloni, F. Marliani, G. Nesti, S. Paloscia, P. Pampaloni, P. Poggi, R. Ruisi, y P. Brusaglioni, "Scattering from randomly distributed dielectric cylinders: experiment and modeling results," en *IGARSS '02 - International Symposium on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 5, pp. 2637–2639, 2002.
- [65] B. K. Chung, H. T. Chuah, y J. W. Bredow, "A microwave anechoic chamber for radar-cross section measurement," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 3, pp. 21 –26, 1997.
- [66] White Sand Test Center - U.S. Army, "National RCS Test Facility." *Online*.[http://www.wsmr.army.mil/testcenter/testing/landf/Pages/NationalRadarCrossSectionTestFacility\(NRTF\).aspx](http://www.wsmr.army.mil/testcenter/testing/landf/Pages/NationalRadarCrossSectionTestFacility(NRTF).aspx).
- [67] T. Lane, N. Alexander, y C. Blevins, "The bistatic coherent measurement system (BICOMS)," en *IEEE Radar Conference*, pp. 154–159, 1999.
- [68] University of Texas at Arlington, "Wave Scattering Research Center." *Online*.<http://grad.pci.uta.edu/about/catalog/archive/www.uta.edu/gradcatalog/2005-2006/facilities>.
- [69] J. Bredow, S. Nadimi, y A. Fung, "Bistatic microwave investigations of sea ice-like media," en *IGARSS '96 - International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 2, pp. 947–949, 1996.
- [70] Houston Advanced Research Center, "HARC." *Online*.<http://www.harc.edu/>.
- [71] A. Blanchard, B. Williams, R. Schindel, B. Jersak, y B. Krenek, "The HARC Holographic Imaging Facility - Multistatic Images of Distributed Targets," *EARSeL Advances in Remote Sensing*, vol. 2, no. 1-I, pp. 145–152, 1993.

BIBLIOGRAFÍA

- [72] D. Jersak, B. D. Krenek, y A. Blanchard, “Generation of holographic synthetic aperture radar images from bistatic waterline measurements of a complex metallic object,” en *IGARSS '95 - International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 3, pp. 2255–2257 vol.3, 1995.
- [73] A. Blanchard, B. Williams, R. Schindel, B. Jersak, y B. Krenek, “Images of statistically distributed clutter targets made by the hanc holographic imaging facility,” en *IGARSS '92 - International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 2, pp. 923–926, 1992.
- [74] D. Jersak, B. D. Krenek, y A. Blanchard, “Microwave measurements of simulated atmospheric particles,” en *IGARSS '95 - International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 3, pp. 2115–2117 vol.3, 1995.
- [75] University of Michigan, “Electrical Engineering and Computer Science Department.” *Online*.<https://www.eecs.umich.edu/>.
- [76] B. Hauck, F. Ulaby, y R. DeRoo, “Polarimetric bistatic-measurement facility for point and distributed targets,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, no. 1, pp. 31–41, 1998.
- [77] R. D. De Roo y F. T. Ulaby, “Bistatic specular scattering from rough dielectric surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 2, pp. 220 – 231, 1994.
- [78] R. D. De Roo, *Theory and measurement of bistatic scattering of x-band microwaves from rough dielectric surfaces*. PhD thesis, University of Michigan, 1996.
- [79] A. Y. Nashashibi y F. T. Ulaby, “MMW polarimetric radar bistatic scattering from a random surface,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 45, no. 6, pp. 1743 – 1755, 2007.
- [80] S. Duque, P. Lopez-Dekker, J. Mallorqui, A. Nashashibi, y A. Patel, “Experimental results with bistatic SAR tomography,” en *IGARSS - IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 2, pp. II–37–II–40, 2009.
- [81] NAVAIR - Point Mugu, “Radar Reflectivity Laboratory.” *Online*.http://www.navair.navy.mil/ibst/06_RRL/Overview_rrl.html.

BIBLIOGRAFÍA

- [82] D. Mensa y E. Tetreault, "Radar cross section measurements at large bistatic angles," tech. rep., Microwave Branch, Electromagnetic Systems Division, Pacific Missile Test Center, Point Mugu, 1980.
- [83] The Howland Company, "Bistatic Anechoic Chamber (BAC) - Radar Reflectivity Laboratory." *Online*.http://www.thehowlandcompany.com/radar_stealth/RCS-Pt-mugu.htm.
- [84] Wright-Patterson Air Force Base, "Air Force Research Laboratory - AFRL." *Online*.<http://www.wpafb.af.mil/AFRL/>.
- [85] B. Welsh, B. Kent, y A. Buterbaugh, "Full polarimetric calibration for radar cross-section measurements: performance analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 9, pp. 2357–2365, 2004.
- [86] B. Kent y A. Buterbaugh, "Design and installation of an inverted stewart platform target suspension system using lightweight, high tensile strings for scattering measurements," en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 589–592, 2007.
- [87] Wright-Patterson Air Force Base, "Air Force Institute of Technology - AFIT." *Online*.<http://www.afit.edu/>.
- [88] P. Collins, "Dielectric strings: A low clutter method for bistatic RCS measurements," en *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation - APSURSI*, pp. 1639–1642, 2011.
- [89] US Air Force, "Hanscom Air Force Base." *Online*.<http://www.hanscom.af.mil/>.
- [90] R. V. McGahan, "Scattering experiments at the Ipswich electromagnetic measurements facility: swept bistatic angle measurement system," tech. rep., Rome Laboratory (EECT), Hanscom AFB, 1991.
- [91] M. Cote, "Automated swept-angle bistatic scattering measurements using continuous wave radar," en *Record of the 8th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 88–96, 1991.
- [92] M. Cote, "Automated swept-angle bistatic scattering measurements using continuous wave radar," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 2, pp. 185–192, 1992.

BIBLIOGRAFÍA

- [93] T. Hansen, R. Marr, U. Lammers, T. Tanigawa, y R. McGahan, “Bistatic RCS Calculations From Cylindrical Near-Field Measurements - Part I: Theory,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 12, pp. 3846–3856, 2006.
- [94] R. Marr, U. Lammers, T. Hansen, T. Tanigawa, y R. McGahan, “Bistatic RCS Calculations From Cylindrical Near-Field Measurements - Part II: Experiments,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 12, pp. 3857–3864, 2006.
- [95] The Howland Company, “Home page.” *Online*.<http://www.thehowlandcompany.com/index.htm>.
- [96] The Howland Company, “Radar Cross-Section (RCS) Range Design and Evaluation.” *Online*.http://www.thehowlandcompany.com/radar_stealth/RCS-ranges.htm.
- [97] Raytheon Company, “Antenna Test Facility (ATF).” *Online*.<http://www.raytheon.com/capabilities/products/atf/index.html>.
- [98] The Howland Company, “Aircraft RCS Functional Test Facility, Lockheed Martin Aeronautical Systems.” *Online*.http://www.thehowlandcompany.com/radar_stealth/RCS-Lockheed_F-22.htm.
- [99] The Howland Company, “RCS Measurement Facility Boeing Phantom Works, St. Louis, Missouri.” *Online*.http://www.thehowlandcompany.com/radar_stealth/RCS-Boeing.htm.
- [100] The Howland Company, “RF Field Probe F-35 RCS Acceptance Test Facility Lockheed Martin, Ft. Worth, Texas.” *Online*.http://www.thehowlandcompany.com/radar_stealth/RCS-Lockheed_F-35.htm.
- [101] The Microwave Vision Group, “SATIMO.” *Online*.<http://www.satimo.com/>.
- [102] The Microwave Vision Group, “ORBIT/FR.” *Online*.<http://www.orbitfr.com/>.
- [103] D. Frey, A. Charland, J. Aubin, y R. R. Flam, “An integrated antenna/RCS/EMI compact range based measurement facility,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 540–545, 1997.

BIBLIOGRAFÍA

- [104] J. Aubin, “A cost effective versatile antenna and radome instrumentation test system,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 440–444, 1996.
- [105] M. Boumans, J. Aubin, y M. Pinkasy, “Turnkey radome measurement system with a single reflector compact range,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 337–341, 1998.
- [106] J. Aubin y V. Keenan, “A low profile three axis gimbal assembly for radome measurements,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 518–522, 2002.
- [107] M. Boumans y U. Wagner, “Spherical near field radome test facility for nose-mounted radomes of commercial traffic aircraft,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 148–153, 2006.
- [108] The Howland Company, “Radome Verification System - RAVS, US Robins Air Force, Georgia.” *Online*.http://www.thehowlandcompany.com/antenna_ranges/combat-talon.htm.
- [109] C. W. Sirles, “System design of a compact range verification facility for lage multiband radomes,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 466–471, 2000.
- [110] The Howland Company, “Hill Air Force Base, Utah.” *Online*.http://www.thehowlandcompany.com/antenna_ranges/antenna-range-design.htm.
- [111] M. Baggett y T. Thomas, “Obtaining high quality RCS measurements with a very large foam column,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, 2005.
- [112] I. Montiel, “INTA’s free space NRL arch system and calibration for absorber material characterization,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 323–328, 1995.
- [113] I. Montiel Sánchez, “Método del arco para medida de materiales absorbentes,” en *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 1995.

BIBLIOGRAFÍA

- [114] I. Montiel Sánchez, “Efectos de difracción de bordes en las medidas de caracterización de materiales en espacio libre,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 1996.
- [115] J. Perez y M. F. Catedra, “RCS of electrically large targets modelled with NURBS surfaces,” *Electronic Letters*, vol. 28, no. 12, pp. 1119 –1121, 1992.
- [116] J. Perez y M. F. Catedra, “Application of physical optics to the RCS computation of bodies modeled with NURBS surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 10, pp. 1404 –1411, 1994.
- [117] F. Saez de Adana, S. Nieves, P. Lozano, I. González, O. Gutiérrez, M. F. Catedra, I. Montiel, y D. Poyatos, “Contribución de los triples efectos a la RCS monoestática de blancos arbitrarios modelados por facetas planos,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 2001.
- [118] C. García, I. González, E. de Diego, I. Montiel, y D. Poyatos, “Medidas de RCS para validación de software de predicción,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 2002.
- [119] D. Escot-Bocanegra, D. Poyatos-Martínez, R. Fernández-Recio, A. Jurado-Lucena, y I. Montiel-Sánchez, “Measurement of new targets for scattering analysis and electromagnetic software validation,” en *Conference on Electromagnetic Field Computation*, pp. PD1–5, 2008.
- [120] D. Escot-Bocanegra, D. Poyatos-Martínez, R. Fernández-Recio, A. Jurado-Lucena, y I. Montiel-Sánchez, “New benchmark radar targets for scattering analysis and electromagnetic software validation,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 88, pp. 39 – 52, 2008.
- [121] R. Fernández-Recio, A. Jurado-Lucena, B. Errasti-Alcalá, D. Poyatos-Martínez, D. Escot-Bocanegra, y I. Montiel-Sánchez, “RCS measurements and predictions of different targets for radar benchmark purpose,” en *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pp. 443 – 446, 2009.
- [122] R. Fernández-Recio, A. Jurado-Lucena, B. Errasti-Alcalá, D. Escot-Bocanegra, y D. Poyatos-Martínez, “Study of the scattering mechanisms of a set of conospheres,” en *Conference on Electromagnetic Field Computation*, 2010.

BIBLIOGRAFÍA

- [123] I. Montiel, D. Poyatos, D. Escot, y F. Ortega, “Design, analysis, development and measurement of a multilayer frequency selective surface,” en *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, 2005.
- [124] D. Escot, D. Poyatos, y I. Montiel, “Verificación del proceso de diseño y fabricación de superficies selectivas en frecuencia,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 910 – 913, 2006.
- [125] D. Poyatos, D. Escot, I. Montiel, y I. Olmeda, “Complex permittivity estimation by bio-inspired algorithms for target identification improvement,” en *International work-conference on the interplay between natural and artificial computation (IWINAC)*, pp. Part II, 232 – 240, 2007.
- [126] A. Jurado, D. Escot, D. Poyatos, y I. Montiel, “Application of artificial neural networks to complex dielectric constant estimation from free-space measurements,” en *International work-conference on the interplay between natural and artificial computation (IWINAC)*, pp. Part I, 517 – 526, 2009.
- [127] D. Escot, D. Poyatos, I. Montiel, y M. A. Patricio, “Soft computing techniques for free-space measurements of complex dielectric constant,” *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 24, no. 3, pp. 318 – 325, 2009.
- [128] E. Millán Martínez, P. González-Blanco García, A. Jurado Lucena, y I. Montiel Sánchez, “Radar sintético de alta resolución para identificación de blancos,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 2008.
- [129] P. González-Blanco, E. de Diego, E. Millán, B. Errasti, y I. Montiel, “Stepped-frequency waveform radar demonstrator and its jamming,” en *International Waveform Diversity and Design Conference*, 2009.
- [130] P. González-Blanco, E. Millán, E. de Diego, B. Errasti, y I. Montiel, “Synthetic high resolution radar for target identification,” en *IET International Radar Conference*, 2009.
- [131] M. F. Cátedra, J. Pérez, F. Fernández, y I. Montiel, “A comparison between super-resolution methods for ISAR,” en *SET-026 NATO-RTO Symposium on High Resolution Radar Techniques*, pp. 23-1 – 23-8, 1999.

BIBLIOGRAFÍA

- [132] I. Montiel y U. Uschkerat, “Superresolution applied to microwave imaging of aircraft in flight,” en *SET-026 NATO-RTO Symposium on High Resolution Radar Techniques*, 1999.
- [133] A. Jurado-Lucena, D. Escot-Bocanegra, R. Fernández-Recio, D. Poyatos-Martínez, y I. Montiel-Sánchez, “Procesado para la obtención de perfiles de alta resolución (HRRPs) en la identificación de blancos mediante RADAR,” en *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 2008.
- [134] D. Poyatos, A. Jurado, B. Errasti, R. Fernández, y D. Escot, “Identificación no cooperativa de aeronaves mediante radar,” *Boletín de Observación Tecnológica en Defensa*, no. 33, pp. 11–13, 2011.
- [135] D. Poyatos, A. J. Mesa, P. López, y D. Escot, “UNDINE: Campaña de medidas de firma radar de blancos aéreos no tripulados,” *Boletín de Observación Tecnológica en Defensa*, no. 43, pp. 7–9, 2014.
- [136] I. Montiel, D. Poyatos, I. González, D. Escot, C. García, y E. de Diego, “FASCRO code and the synthetic database generation problem,” en *SET-080 NATO-RTO Symposium on Target Identification and Recognition using RF systems*, 2004.
- [137] A. Jurado-Lucena, B. Errasti-Alcalá, D. Escot-Bocanegra, R. Fernández-Recio, D. Poyatos-Martínez, y I. Montiel-Sánchez, “Methodology to achieve accurate non cooperative target identification using high resolution radar and a synthetic database,” en *International Conference on Industrial Engineering and Other Applications of Applied Intelligent Systems*, pp. Part I, 427 – 436, 2010.
- [138] A. Jurado-Lucena, D. Poyatos-Martínez, D. Escot-Bocanegra, B. Errasti-Alcalá, R. Fernández-Recio, y I. Montiel-Sánchez, “On the non cooperative target identification challenge by means of a synthetic database,” en *NATO-RTO SET-160 Symposium on NCI/ATR in Air-Ground and Maritime Applications based on Radar and Acoustics*, 2010.
- [139] A. Jurado-Lucena, I. Montiel-Sanchez, D. Escot-Bocanegra, R. Fernandez-Recio, y D. Poyatos-Martinez, “Class identification of aircraft by means of artificial neural networks trained with simulated radar signatures,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 21, pp. 243 – 255, 2011.

BIBLIOGRAFÍA

- [140] A. Jurado Lucena, *Desarrollo y Evaluación de Algoritmos de Identificación No Cooperativa de Blancos Radar Reales Mediante Una Base de Datos Sintética: Aproximación Hacia Una Solución Operativa*. PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2011.
- [141] H. T. Anastassiou, “A review of electromagnetic scattering analysis for inlets, cavities, and open ducts,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 6, pp. 27 – 40, 2003.
- [142] E. García, D. Escot, D. Poyatos, y I. Montiel, “Comparación de métodos numéricos de cálculo de sección radar de cavidades,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 916 – 919, 2006.
- [143] D. Poyatos-Martínez, D. Escot-Bocanegra, R. Fernández-Recio, y I. Montiel-Sánchez, “RCS analysis of a configurable mock-up cavity with blade motion capability,” en *Conference on Electromagnetic Field Computation*, pp. PD1–6, 2008.
- [144] D. Poyatos-Martínez, D. Escot-Bocanegra, R. Fernández-Recio, y I. Montiel-Sánchez, “RCS analysis of a configurable mock-up cavity with blade motion capability,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 3, pp. 1096 – 1099, 2009.
- [145] R. Fernández-Recio, D. Escot-Bocanegra, D. Poyatos-Martínez, A. Jurado-Lucena, B. Errasti-Alcala, y I. Montiel-Sánchez, “Application of FDTD to HRRP generation of a cavity model for NCTI purposes,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 3, pp. 1685 – 1695, 2011.
- [146] B. Fromentin-Denozière, J. Simon, A. Tzoulis, F. Weinmann, H. T. Anastassiou, D. Escot Bocanegra, D. Poyatos Martínez, R. Fernández Recio, A. Zdunek, y B. Furnivall, “A comparative study of radar cross section computations and high range resolution profiles for a simplified inlet model,” en *NATO-RTO SET-160 Symposium on NCI/ATR in Air-Ground and Maritime Applications based on Radar and Acoustics*, 2010.
- [147] B. Fromentin-Denozière, J. Simon, A. Tzoulis, F. Weinmann, H. T. Anastassiou, H. Schippers, H. van der Ven, D. Escot Bocanegra, R. Fernández Recio, A. Zdunek, y B. Furnivall, “Radar cross section and high range resolution profiles for a selection of realistic aircraft inlets,” en *NATO-RTO SET-160 Symposium on*

BIBLIOGRAFÍA

- NCI/ATR in Air-Ground and Maritime Applications based on Radar and Acoustics*, 2010.
- [148] B. Fromentin-Denozière, J. Simon, A. Tzoulis, F. Weinmann, H. Anastassiou, D. Escot Bocanegra, D. Poyatos Martínez, R. Fernández Recio, y A. Zdunek, “Comparative study of miscellaneous methods applied to a benchmark, inlet scattering problem,” *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 9, no. 3, pp. 342–354, 2015.
- [149] D. Escot, D. Poyatos, I. Gonzalez, F. Saez de Adana, y M. Catedra, “Application of particle swarm optimization (PSO) to single-snapshot direction of arrival (DOA) estimation,” en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 5287 – 5290, 2007.
- [150] B. Errasti, D. Escot, D. Poyatos, I. González, y I. Montiel, “Rendimiento del algoritmo del enjambre (PSO) aplicado a la estimación del ángulo de llegada,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 2008.
- [151] D. Poyatos, D. Escot, I. Montiel, I. González, F. Saez de Adana, y M. F. Cátedra, “Evaluation of particle swarm optimization applied to single snapshot direction of arrival estimation,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22, pp. 2251 – 2258, 2008.
- [152] B. Errasti, D. Escot, D. Poyatos, y I. Montiel, “Performance analysis of the particle swarm optimization algorithm when applied to direction of arrival estimation,” en *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pp. 447 – 450, 2009.
- [153] B. Errasti-Alcalá, D. Escot-Bocanegra, D. Poyatos-Martínez, A. Jurado-Lucena, y R. Fernández-Recio, “Joint direction of arrival and amplitude estimation using particle swarm optimization and a single snapshot,” en *Conference on Electromagnetic Field Computation*, 2010.
- [154] B. Errasti Alcalá, *Estimación de dirección de llegada basada en métodos de optimización metaheurística mediante un único muestreo*. PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2013.

BIBLIOGRAFÍA

- [155] D. Escot, D. Poyatos, J. A. Rosado, y I. Montiel, “Bi-static spherical measurement system for electromagnetic tests,” en *European Test and Telemetry Conference (ETTC)*, 2009.
- [156] D. Poyatos, D. Escot, J. A. Rosado, y I. Montiel, “Multi-purpose 3D spherical system for electromagnetic tests,” en *Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–5, 2010.
- [157] D. Escot, D. Poyatos, J. Aguilar, I. Montiel, I. Gonzalez, y F. Saez de Adana, “Indoor 3D full polarimetric bistatic spherical facility for electromagnetic tests,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, no. 4, pp. 112–118, 2010.
- [158] I. J. LaHaie, “Overview of an image-based technique for predicting far-field radar cross section from near-field measurements,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 6, pp. 159–169, 2003.
- [159] M. A. Dinallo, “Extension of plane-wave scattering-matrix theory of antenna-antenna interactions to three antennas: a near-field radar cross section concept,” en *Proceedings of the Antenna Applications Symposium*, pp. 665–686, 1984.
- [160] Rohde&Schwarz, “R&S®ZVA Vector Network Analyzers,” 2015. *Online*. https://www.rohde-schwarz.com/product/zva-productstartpage_63493-9660.html.
- [161] Spectrum Elektrotechnik GmbH, “Product catalog: Handbook cable assemblies,” 2013. *Online*. http://www.spectrum-et.org/new_web2/cables/Cable-Assemblies.pdf.
- [162] IEEE, “IEEE standard radar definitions,” *IEEE Std 686-2008 (Revision of IEEE Std 686-1997)*, p. 26, 2008.
- [163] D. Escot-Bocanegra, D. Poyatos-Martínez, I. Montiel-Sánchez, F. M. Sáez de Adana, y I. González-Diego, “Spherical indoor facility applied to bistatic radar cross section measurements,” *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 26, pp. 181–187, 2011.
- [164] M. G. Cote, M. B. Woodworth, y A. D. Yaghjian, “Scattering from the perfectly conducting cube,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 9, pp. 1321–1329, 1988.

BIBLIOGRAFÍA

- [165] R. P. Penno, G. A. Thiele, y K. M. Pasala, "Scattering from a perfectly conducting cube," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 5, pp. 815 – 823, 1989.
- [166] G. T. Ruck, D. E. Barrick, W. D. Stuart, y K. C. K., *Radar cross section handbook*, vol. 1. Plenum Press, 1970.
- [167] ANSYS, Inc., "ANSYS HFSS," 2016. *Online*. <http://www.ansys-iberia.com/>.
- [168] J. M. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, 2nd edition. John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [169] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods (reprint)*. Wiley-IEEE Press, 1993.
- [170] NewFasant, S.L., "newFASANT - EM Simulation Software," 2016. *Online*. [http://http://www.fasant.com/es](http://www.fasant.com/es).
- [171] J. Song, C.-C. Lu, y W. C. Chew, "Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, pp. 1488 –1493, 1997.
- [172] A. Von Hippel, *Dielectric materials and applications*. Technology Press of MIT, 1954.
- [173] J. L. Suthar, J. R. Laghari, A. N. Hammoud, E. D. Baumann, I. T. Myers, y S. Domitz, "Evaluation of dielectric films for aerospace and space power wiring insulation," en *Proc. of the IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, pp. 17–20, 1992.
- [174] A. S. A. Bakar, M. I. Misnon, D. K. Ghodgaonkar, N. Khadri, J. H. Salleh, W. Y. W. Ahmad, M. D. M. Ramli, Y. M. Taib, y Z. Salleh, "Comparison of electrical physical and mechanical properties of textile composites using microwave nondestructive evaluation," en *Proc. of the RF and Microwave Conference*, pp. 164–168, 2004.
- [175] Q. Zeng, W. Li, J. Shi, y J. Guo, "Fabrication and microwave dielectric properties of a new LTCC ceramic composite based on $Li_2O - Nb_2O_5 - TiO_2$ system," *Materials Letters*, vol. 60, no. 27, pp. 3203–3206, 2006.

BIBLIOGRAFÍA

- [176] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, y V. K. Varadan, *Microwave electronics: Measurement and materials characterization*. John Wiley & Sons, Ltd., 2004.
- [177] M. T. Jilani, M. Z. Rehman, A. M. Khan, y S. M. Khan, M. T. and Ali, “A brief review of measuring techniques for characterization of dielectric materials,” *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering*, vol. 1, pp. 1–5, 2012.
- [178] A. Baker, S. Dutton, y D. Kelly, *Composite Materials for Aircraft Structures, 2nd Ed.* American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. (AIAA Education Series), 2004.
- [179] Flight Standards Service, *Aviation Maintenance Technical Handbook- Airframe Volume I (FAA-H-8083-31)*. Federal Aviation Administration (F.A.A.), U.S. Department of Transportation, 2012.
- [180] EUROCAE, *ED-107A - Guide to Certification of Aircraft in a High-Intensity Radiated Field (HIRF) Environment*. European Organization for Civil Aviation Equipment (EUROCAE), 2010.
- [181] Keysight Technologies, *Basics of measuring the dielectric properties of materials. Application Note 5989-2589EN*. Keysight Technologies, Inc., USA, 2015.
- [182] D. V. Blackham y R. D. Pollard, “An improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 5, pp. 1093–1099, 1997.
- [183] Agilent Technologies, *Technical overview, Agilent 85070E Dielectric Probe Kit. Agilent literature number 5989-0222EN*. Agilent Technologies, Inc., USA, 2012.
- [184] D. Barker-Jarvis, E. J. Vanzura, y W. A. Kissick, “Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 8, pp. 1096–1103, 1990.
- [185] J. Musil y F. Zacek, *Microwave Measurements of Complex Permittivity by Free-Space Methods and their Applications*. Ed. Elsevier, 1986.

BIBLIOGRAFÍA

- [186] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, y V. K. Varadan, “Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 2, pp. 387–394, 1990.
- [187] R. A. Fenner, E. J. Rothwell, y L. L. Frasci, “A comprehensive analysis of free-space and guided-wave techniques for extracting the permeability and permittivity of materials using reflection-only measurements,” *Radio Science*, vol. 47, no. 1, pp. 1–13, 2012. RS1004.
- [188] M. D. Janezic, *Nondestructive relative permittivity and loss tangent measurements using a split-cylinder resonator*. PhD thesis, University of Colorado at Boulder, 2003.
- [189] Agilent Technologies, *Split post dielectric resonators for dielectric measurements of substrates. Application Note 5989-5384EN*. Agilent Technologies, Inc., USA, 2006.
- [190] ASTM, *Standard D 2520 - Test methods for complex permittivity (dielectric constant) of solid electrical insulating materials at microwave frequencies and temperatures to 1650°*. American Society for Testing Materials (ASTM), 2013.
- [191] ASTM, *Standard D 150 - Test methods for A-C loss characteristics and permittivity (dielectric constant) of solid electrical insulating materials*. American Society for Testing Materials (ASTM), 2011.
- [192] Agilent Technologies, *Solutions for measuring permittivity and permeability with LCR meters and impedance analyzers. Application Note 5980-2862EN*. Agilent Technologies, Inc., USA, 2008.
- [193] R. G. Sheffield, *The official F-19 stealth fighter handbook*. Compute, 1989.
- [194] H. Mosallaei y Y. Rahmat-Samii, “RCS reduction of canonical targets using genetic algorithm synthesized RAM,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 10, pp. 1594–1606, 2000.
- [195] K. J. Vinoy y R. M. Jha, *Radar absorbing materials - from theory to design and characterization*. Springer US, 1996.

BIBLIOGRAFÍA

- [196] S. P. Rea, D. Linton, E. Orr, y J. McConnell, “Broadband high-impedance surface design for aircraft HIRF protection,” *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 4, pp. 307–313, 2006.
- [197] M. Liepe, B. Barstow, y H. Padamsee, “First studies for a low temperature higher-order-mode absorber for the Cornell ERL prototype,” en *Proceedings of the 2003 Particle Accelerator Conference (PAC)*, vol. 2, pp. 1320–1322, 2003.
- [198] C. M. Chang, J. C. Chiu, W. S. Jou, T. L. Wu, y W. H. Cheng, “New package scheme of a 2.5-Gb/s plastic transceiver module employing multiwall nanotubes for low electromagnetic interference,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 5, pp. 1025–1032, 2006.
- [199] C. L. Holloway, R. R. DeLyser, R. F. German, P. McKenna, y M. Kanda, “Comparison of electromagnetic absorber used in anechoic and semi-anechoic chambers for emissions and immunity testing of digital devices,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 39, no. 1, pp. 33–47, 1997.
- [200] V. Bogush, T. Borbot’ko, N. Kolbun, y L. Lynkov, “Novel composite shielding materials for supression of microwave radiation,” en *2006 International Conference on Microwaves, Radar Wireless Communications*, pp. 645–647, 2006.
- [201] P. Saville, *Review of Radar Absorbing Materials (Technical Memorandum)*. Defence Research and Development Canada (DRDC) - Atlantic, Canadá, 2005.
- [202] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, y M. T. Tuley, *Radar cross section, 2nd edition*, ch. 9-Radar Absorber Measurement Techniques. Artech House Publishers, Inc., 1993.
- [203] G. I. Kiani, K. L. Ford, L. G. Olsson, K. P. Esselle, y C. J. Panagamuwa, “Switchable frequency selective surface for reconfigurable electromagnetic architecture of buildings,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 581–584, 2010.
- [204] A. Niembro-Martin, E. Pistono, P. Lemaître-Auger, T. P. Vuong, y G. E. P. Tourtollet, “Efficient setup for the measurement of transmission-coefficients with a single-room anechoic chamber,” en *2014 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA)*, pp. 1–3, 2014.

BIBLIOGRAFÍA

- [205] M. Kowal, S. Kubal, y R. J. Zielinski, “Measuring the shielding effectiveness of large textile materials in an anechoic chamber,” en *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE 2012)*, pp. 1–4, 2012.
- [206] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, y V. K. Varadan, “A free-space method for measurements of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 3, pp. 789–793, 1989.
- [207] M. A. B. Aris, E. A. Kadir, D. K. Ghodgaonkar, y N. Khadri, “Comparison of reflection and transmission method and metal back method measurement of dielectric properties of transformer oil using free space microwave measurement system in 8-12 GHz frequency range,” en *Proc. of the Asian Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 1609–1612, 2009.
- [208] Z. Awang, F. A. M. Zaki, N. H. Baba, A. S. Zoolfakar, y . R. Bakar, “A free-space method for complex permittivity measurement of bulk and thin film dielectrics at microwave frequencies,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 51, pp. 307–328, 2013.
- [209] J. Kennedy y R. Eberhart, “Particle swarm optimization,” en *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, vol. 4, pp. 1942–1948, 1995.
- [210] J. Robinson y Y. Rahmat-Samii, “Particle swarm optimization in electromagnetics,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 397–407, 2004.
- [211] L. NV, “Eccostock HIK 500F,” 2016. *Online*. <http://www.eccosorb.eu/products/eccostock/eccostock-hik-500f>.
- [212] SCR, “Sistemas de Control Remoto S.L. - SCR.” *Online*.<http://www.scrtargets.es/index.php/es/>.
- [213] P. López-Rodríguez, D. Escot-Bocanegra, D. Poyatos-Martínez, y F. Weinmann, “Comparison of metal-backed free-space and open-ended coaxial probe techniques for the dielectric characterization of aeronautical composites,” *Sensors*, vol. 16, no. 7, p. 967, 2016.

BIBLIOGRAFÍA

- [214] SPEAG, Schmid & Partner Engineering AG, “DAK - Dielectric Assessment Kit Product Line.” *Online*.<http://www.speag.com/products/dak/dielectric-measurements/>.
- [215] B. A. Munk, *Frequency selective surfaces: theory and design*. John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [216] D. B. Davidson, A. G. Smith, y J. J. van Tonder, “Measurement and design of frequency selective surfaces,” en *10th International Conference on Antennas and Propagation (Conf. Publ. No. 436)*, vol. 1, pp. 156–160, 1997.
- [217] S. Thakur, R. L. Yadava, y S. Das, “A review on adaptive frequency selective surfaces (AFSS) based patch antennas,” en *Computing, Communications and IT Applications Conference (ComComAp)*, pp. 120–124, 2013.
- [218] B. Döken y M. Kartal, “Triple band frequency selective surface design for global system for mobile communication systems,” *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 11, pp. 1154–1158, 2016.
- [219] K. Chang, S. il Kwak, y Y. J. Yoon, “Equivalent circuit modeling of active frequency selective surfaces,” en *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 663–666, 2008.
- [220] R. Mittra, C. H. Chan, y T. Cwik, “Techniques for analyzing frequency selective surfaces—a review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 12, pp. 1593–1615, 1988.
- [221] LPKF Laser & Electronics AG, “PCB Prototype Technology & Laser Material Processing - LPKF.” *Online*.<http://www.lpkf.com/index.htm>.
- [222] G. A. E. Crone, A. W. Rudge, y G. N. Taylor, “Design and performance of airborne radomes: a review,” *IEE Proceedings F Communications, Radar, and Signal Processing*, vol. 128, no. 7, pp. 451–464, 1981.
- [223] D. J. Kozakoff, *Analysis of Radome-Enclosed Antennas, 2nd Edition*. Artech House, 2010.
- [224] U. N. Raveendranath y M. J. Rakesh, “Electromagnetic design and performance analysis of airborne radomes: Trends and perspectives,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 56, no. 4, pp. 276–298, 2014.

BIBLIOGRAFÍA

- [225] R. A. Inc., “Rozendal Associates Incorporated,” 2015. *Online*. <http://www.rozendalassociates.com/>.
- [226] R. F. Harrington, *Time Harmonic Electromagnetic Fields*. McGraw-Hill, Inc., 1961.
- [227] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- [228] J. F. Shaeffer, “Physics and overview of electromagnetic scattering,” en *Radar cross section, 2nd edition* (E. F. Knott, J. F. Shaeffer, y M. T. Tuley, eds.), Artech House Publishers, Inc., 1993.
- [229] R. C. Johnson, H. A. Ecker, y J. S. Hollis, “Determination of far-field antenna patterns from near-field measurements,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 12, pp. 1668 – 1694, 1973.
- [230] E. F. Knott, “Far field RCS test ranges,” en *Radar reflectivity measurement: techniques and applications* (N. C. Currie, ed.), Artech House Publishers, Inc., 1989.
- [231] C. J. Bradley, “The calibration of bistatic radar cross section measurements,” Master’s thesis, Air Force Institute of Technology, 2001.
- [232] A. C. Ludwig, “Computation of radiation patterns involving numerical double integration,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 16, no. 6, pp. 767–769, 1968.
- [233] P. Ufimtsev, “New insight into the classical macdonald physical optics approximation,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 3, pp. 11 –20, 2008.
- [234] J. B. Keller, “Geometrical theory of diffraction,” *Journal of Aircraft*, vol. 52, no. 2, pp. 116–130, 1962.
- [235] A. C. Woo, H. T. G. Wang, M. J. Schuh, y M. L. Sanders, “Benchmark plate radar targets for the validation of computational electromagnetics programs,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 34, no. 6, pp. 52 – 56, 1992.

BIBLIOGRAFÍA

- [236] A. C. Woo, H. T. G. Wang, M. J. Schuh, y M. L. Sanders, “Benchmark radar targets for the validation of computational electromagnetics programs,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 35, no. 1, pp. 84 – 89, 1993.
- [237] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 11 - Dynamic test ranges. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [238] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, y M. T. Tuley, *Radar cross section, 2nd edition*, ch. 12- Outdoor RCS test ranges. Artech House Publishers, Inc., 1993.
- [239] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 6 - Outdoor test ranges. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [240] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, y M. T. Tuley, *Radar cross section, 2nd edition*. SciTech Publishing, Inc., 2004.
- [241] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [242] E. F. Knott y T. B. A. Senior, “Studies of scattering by cellular plastic materials, report no. 5849-1-f,” tech. rep., University of Michigan Radiation Laboratory, 1964.
- [243] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 3 - Target support structures. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [244] M. Hiebel, “Vector Network Analyzer (VNA) calibration: The basics,” *Rohde & Schwarz White Paper*, 2008.
- [245] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 4 - Measurement errors. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [246] IEEE, “IEEE recommended practice for radar cross-section test procedures,” *IEEE Std 1502-2007*, 2007.
- [247] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 5 - Calibration. SciTech Publishing, Inc., 2006.