

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ



DEPARTAMENTO DE CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN

**Sistema de Medida Polivalente con Configuración
Biestática para Ensayos Electromagnéticos**

David Escot Bocanegra

TESIS DOCTORAL

Alcalá de Henares 2012

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ



DEPARTAMENTO DE CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN

**Sistema de Medida Polivalente con Configuración
Biestática para Ensayos Electromagnéticos**

Autor: David Escot Bocanegra

Directores: Ignacio Montiel Sánchez

Francisco Manuel Sáez de Adana Herrero

Tesis Doctoral presentada en la
Universidad de Alcalá para la obtención del
Título de Doctor Ingeniero de Telecomunicación

Alcalá de Henares 2012

CERTIFICADO DEL DIRECTOR DE LA TESIS



Dr. Ignacio Montiel Sánchez, Oficial de Programa de Tecnología del CapTech IAP2 sobre Sensores de RF y Procesado de Señal de la Agencia Europea de Defensa (EDA).

Dr. Francisco Manuel Sáez de Adana Herrero Catedrático de Escuela Universitaria del Departamento de Ciencias de la Computación de la Universidad de Alcalá.

HACEN CONSTAR:

Que la tesis titulada “*Sistema de medida polivalente con configuración biestática para ensayos electromagnéticos*” presentada por David Escot Bocanegra, para optar al título de Doctor por la Universidad de Alcalá, ha sido realizada en el Departamento de Ciencias de la Computación de la Universidad de Alcalá y reúne las condiciones exigidas a los trabajos de Doctorado.

Alcalá de Henares, Diciembre de 2011

| | |
|--|--|
| Director de Tesis  Fdo.: Dr. Ignacio Montiel Sánchez | Codirector de Tesis  Fdo.: Dr. Francisco Manuel Sáez de Adana Herrero |
|--|--|

D. Teresa Inmaculada Díez Folledo, Directora del Departamento de Ciencias de la Computación de la Universidad de Alcalá.

HACE CONSTAR:

Que la tesis titulada “*Sistema de medida polivalente con configuración biestática para ensayos electromagnéticos*” presentada por David Escot Bocanegra, para optar al título de Doctor por la Universidad de Alcalá y dirigida por D. Ignacio Montiel Sánchez y D. Francisco Manuel Sáez de Adana Herrero, ha sido realizada en el Departamento de Ciencias de la Computación de la Universidad de Alcalá y reúne las condiciones exigidas a los trabajos de Doctorado.

Alcalá de Henares, Diciembre de 2011



Teresa Inmaculada Díez Folledo

A Silvia.

Agradecimientos

Bueno, parece que ya he terminado. El apartado de agradecimientos es lo último que escribo y en esta semana llevaré todo a imprimir. Paradójicamente, y de manera muy merecida, es lo primero que quiero que aparezca en esta tesis.

La tesis ha estado co-dirigida por Ignacio y Kiko, Kiko e Ignacio, tanto monta, monta tanto. Quiero agradecer a Ignacio que impulsara este proyecto y que se haya leído este manuscrito y me haya ayudado a mejorarlo con sus comentarios y correcciones. A Kiko le quiero agradecer su apoyo e implicación durante estos años y también que haya dedicado su tiempo a darme su opinión sobre los capítulos que iba escribiendo.

Este trabajo se ha desarrollado en el Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas” (INTA) y ha sido posible gracias al patrocinio de este Instituto, que supo apostar por un nuevo concepto de instalación y permitir que se llevara a cabo. Sin embargo, mis compañeros del Laboratorio y del B-14 han sido los más directamente relacionados con este nuevo sistema y con esta tesis. A todos vosotros, muchas gracias por vuestro apoyo. Querría señalar especialmente la ayuda de Juan Ángel en la fase de diseño, y sobre todo y principalmente, querría destacar a David, verdadero socio en esta aventura que comenzamos juntos. Ha sido, sin duda, la persona con la que más he discutido de la tesis y la que más ha aportado y más me ha ayudado a nivel técnico.

Por otro lado, me quiero acordar de Iván, de la Universidad de Alcalá, que siempre estuvo también ahí, apoyando, animando, corrigiendo artículos e incluso aportando simulaciones.

En el ámbito más personal, tengo que agradecer a mis padres, a los que quiero y admiro tanto, que hayan sido capaces de mantener una ilusión por este proyecto mayor en muchas ocasiones a la mía propia. Gracias a su aliento, cariño y ánimo, así como el de mis hermanos y toda mi familia, todo se ve de otra manera y se afronta con otra

alegría. A mis amigos también les quiero agradecer sus muestras de interés, apoyo y confianza, porque creían en mí, aún sin tener muy claro qué demonios estaba haciendo.

Pero es a Silvia a quién más debo agradecer. Ella es la que ha estado a mi lado todo el tiempo y la que más me ha alentado y comprendido. Sin ella, sencillamente, jamás hubiese terminado.

Abstract

The *Radar Cross Section* (RCS) is a parameter that, in radar technology, is utilized to characterize the reflectivity of a given object under the illumination of an electromagnetic wave. For decades, the understanding, analysis and control of this parameter has been of concern, mainly to the military, because a target with low RCS is more difficult to detect.

This is why, along the years, test facilities for measuring RCS, with gradually better features and capabilities, have been developed. Due to the fact that most radar systems are monostatic, that is, both transmitter and receptor are situated in the same location, measurement systems have mainly focused on determining monostatic RCS. However, recently, bistatic radar systems (transmitter and receptor are separated) are attracting the attention of the scientific, academic and military communities, because they are able to detect sophisticated targets designed to make them less visible (ideally invisible) to the monostatic radar. In this sense, the interest in bistatic electromagnetic scattering and its measurement and characterization has also awakened.

The requirements that need to be met for measuring the RCS of an object are not much different than those needed for measuring the typical parameters of a radiating element or an antenna. Besides, non-metallic parts are being more and more commonly employed in the fabrication of military platforms, and this encourages to study the electromagnetic behaviour of these materials. Thus, the electromagnetic characterization of materials (determination of their dielectric permittivity and magnetic permeability), the measurement of their energy-absorption capability or the analysis of their effect when they are utilized as covers, all conform an area of knowledge of increasing importance.

This thesis is about an innovative and singular facility designed for electromagnetic tests. In this document, diverse applications and ideas for this facility are discussed,

according to the needs that appeared during the research previously conducted by the *Detectability and Electronic Warfare Laboratory* (DEWLab) from INTA, the *Spanish National Institute for Aerospace Technology*. Among these ideas it is worth highlighting the interest in bistatic RCS and the investigation of new measurement techniques. And this is because this facility enables, indeed, the realization of bistatic measurements, which is probably the most relevant feature of this new system. But the rest of the applications were also considered and they influenced the final design because the facility was conceived as a multi-purpose system capable of measuring the radiation pattern of antennas, characterizing materials, measuring absorption or examining the behaviour of non-metallic materials in the presence of electromagnetic fields... Moreover, in the current economic scenario, a versatile system like this, that concentrates in a single facility several measurement capacities, becomes more relevant.

In the thesis the design, fabrication and commissioning works (including the development of a control software) of the system are described, and the first bistatic RCS results obtained with this facility are shown. The measurements are compared with numerical predictions and the thesis presents an objective assessment based on an independent tool able to evaluate, both quantitatively and qualitatively, their similarity.

Resumen

La sección transversal radar, *Radar Cross Section* (RCS), es un parámetro que, en tecnología radar, se utiliza para caracterizar la reflectividad de un determinado objeto ante la iluminación por parte de una onda electromagnética. Su conocimiento, análisis y control ha preocupado desde hace décadas, sobre todo en el ámbito militar, puesto que un blanco con RCS baja es detectado con más dificultad.

Por ello, con los años, se han venido desarrollando instalaciones de ensayo cada vez con mayores prestaciones para medir este parámetro. Dado que la gran mayoría de los sistemas radar son monoestáticos, es decir, el transmisor y el receptor se encuentran en la misma localización, los sistemas de medida también se han centrado en determinar la RCS monoestática. Sin embargo, más recientemente, los sistemas radar biestáticos (el transmisor y el receptor se encuentran separados) están atrayendo la atención de la comunidad científica, académica y militar, porque son capaces de detectar sofisticados blancos diseñados para parecer *invisibles* al radar monoestático. En este sentido, se ha despertado también el interés en el fenómeno de la dispersión electromagnética biestática y en su medida y caracterización.

Las condiciones necesarias para medir la sección transversal radar de un objeto no difieren demasiado de las necesarias para medir los parámetros habituales de una antena o elemento radiante. Por otra parte, el uso cada vez mayor de elementos no metálicos en la composición de distintas plataformas anima a estudiar el comportamiento electromagnético de estos materiales y así, su caracterización electromagnética (determinación de la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética), la medida de su capacidad para absorber energía o el análisis del efecto que provocan cuando se utilizan como recubrimientos, también forman parte de un ámbito de conocimiento que está en auge.

Esta tesis trata sobre una instalación innovadora y singular, diseñada para realizar

ensayos electromagnéticos. En ella se discuten aplicaciones e ideas planteadas según las distintas necesidades que han ido surgiendo en el trabajo llevado a cabo en el Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas” (INTA). Entre ellas destaca el interés en profundizar en RCS biestática y en afrontar la investigación de nuevas técnicas de medida. Y es que, en efecto, posiblemente la característica más relevante que se pueda resaltar de esta instalación es que permite llevar a cabo medidas biestáticas. Por otro lado, el resto de aplicaciones también influyeron en el resultado final, ya que la instalación se concibió como un sistema polivalente que pudiera servir para medir el diagrama de radiación de antenas, caracterizar materiales, medir absorción, analizar el efecto de rardomos, examinar el comportamiento de materiales no metálicos en presencia de campos electromagnéticos... Además, en el escenario económico actual, un sistema versátil de este tipo, que concentra diversas capacidades de medida, cobra aún mayor interés.

En la tesis se describe el diseño, la fabricación y los trabajos de puesta a punto del sistema (incluyendo el desarrollo del *software* de control) y se muestran los primeros resultados de sección radar biestática que se han logrado con esta instalación. Las medidas se comparan con predicciones y la tesis presenta una valoración objetiva basada en una herramienta independiente capaz de evaluar, cuantitativa y cualitativamente, la semejanza entre ambas.

Índice

| | |
|--|-----------|
| 1. Motivación | 1 |
| 1.1. Introducción | 1 |
| 1.2. Medida de sección transversal radar | 3 |
| 1.3. Contexto y objetivos de la tesis | 5 |
| 1.4. Estructura de la tesis | 7 |
| | |
| 2. Antecedentes | 11 |
| 2.1. Fundamentos de medida de RCS | 11 |
| 2.1.1. Por qué medimos | 11 |
| 2.1.2. Clasificación de sistemas de medida | 14 |
| 2.1.3. Requisitos básicos de medida | 16 |
| 2.1.4. Formas de onda | 18 |
| 2.1.5. Soportes de blanco | 21 |
| 2.1.6. Técnicas de medida | 23 |
| 2.1.7. Patrón de referencia | 26 |
| 2.2. Instalaciones exteriores | 27 |
| 2.2.1. Campos de medida en reflexión | 28 |
| 2.2.2. ¿Evitar el efecto del suelo? | 30 |
| 2.3. Cámaras anecoicas | 31 |
| 2.3.1. Geometría de la cámara | 33 |
| 2.3.2. Material absorbente | 35 |
| 2.4. Campos compactos | 37 |
| 2.4.1. Principio de funcionamiento | 38 |
| 2.4.2. Doble reflector | 40 |
| 2.5. Medidas en campo cercano | 42 |

Índice

| | | |
|-----------|--|------------|
| 2.5.1. | Sección transversal radar en campo cercano | 45 |
| 2.6. | Medidas biestáticas | 47 |
| 2.6.1. | Hacia instalaciones <i>indoor</i> de medidas biestáticas completas | 48 |
| 3. | Descripción del sistema | 57 |
| 3.1. | Orígenes | 57 |
| 3.1.1. | Medidas en la anterior cámara anecoica | 60 |
| 3.1.2. | Aplicaciones previstas | 65 |
| 3.1.3. | Especificaciones | 66 |
| 3.1.4. | Diseños previos | 69 |
| 3.2. | Diseño físico y mecánico | 71 |
| 3.2.1. | Hacia el diseño final | 72 |
| 3.2.2. | Elementos mecánicos | 76 |
| 3.2.3. | Pruebas al sistema mecánico | 78 |
| 3.3. | Diseño electromagnético | 86 |
| 3.3.1. | Diagrama de bloques general y camino de radiofrecuencia | 86 |
| 3.3.2. | Analizador vectorial de redes | 90 |
| 3.3.3. | Sondas | 94 |
| 3.3.4. | Absorbente | 113 |
| 4. | Medidas | 117 |
| 4.1. | Manual de medidas | 117 |
| 4.1.1. | Elaboración del plan de ensayo | 118 |
| 4.1.2. | Calibración del VNA | 120 |
| 4.1.3. | <i>Software gating</i> | 121 |
| 4.1.4. | Medida de <i>background</i> | 122 |
| 4.1.5. | Medida del patrón de referencia | 123 |
| 4.1.6. | Medida del blanco | 123 |
| 4.1.7. | Procesado de datos y presentación de resultados | 123 |
| 4.2. | Ensayos de puesta a punto del sistema | 124 |
| 4.2.1. | Determinación de la polarización de las sondas | 124 |
| 4.2.2. | Medida del efecto de la columna de blanco | 133 |
| 4.3. | Resultados de RCS biestática | 148 |
| 4.3.1. | Validación de resultados | 149 |

| | |
|--|------------|
| 4.3.2. Cubo metálico de 12 cm de lado | 150 |
| 4.3.3. Triedro triangular de 10 cm de arista interna | 173 |
| 5. Conclusiones | 181 |
| 5.1. Conclusiones | 181 |
| 5.2. Futuras líneas de trabajo | 183 |
| A. Dispersión electromagnética | 187 |
| A.1. Sección transversal radar | 187 |
| A.2. Regiones de dispersión | 189 |
| A.3. Regímenes y mecanismos de dispersión | 190 |
| A.4. Polarización y matriz de dispersión | 193 |
| A.5. Condición de campo lejano | 195 |
| B. Control del sistema de medida | 197 |
| B.1. Conexionado | 197 |
| B.2. <i>Software</i> de control: AnaCoBra 1.0 | 198 |
| B.2.1. Movimiento de los posicionadores | 202 |
| B.2.2. Realización de medidas | 204 |
| B.2.3. Menús | 210 |
| C. <i>Feature Selective Validation</i> | 213 |
| C.1. Cubo | 217 |
| C.1.1. Recepción $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1 | 217 |
| C.1.2. Recepción $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1 | 220 |
| C.1.3. Recepción $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2 | 223 |
| C.1.4. Recepción $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1 | 226 |
| C.1.5. Recepción $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2 | 229 |
| C.1.6. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1 | 232 |
| C.1.7. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2 | 235 |
| C.1.8. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3 | 238 |
| C.1.9. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4 | 241 |
| C.1.10. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1 | 244 |
| C.1.11. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2 | 247 |
| C.2. Triedro | 250 |

Índice

| | |
|--|------------|
| C.2.1. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$ | 250 |
| C.2.2. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$ | 253 |
| C.2.3. Recepción $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$ | 256 |
| C.2.4. Recepción $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$ | 259 |
| Acrónimos | 263 |
| Bibliografía | 267 |

Índice de figuras

| | |
|--|----|
| 1.1. Ecuación radar | 2 |
| 2.1. Esquema del bucle de cancelación CW | 18 |
| 2.2. Diagrama de bloques de un receptor coherente | 20 |
| 2.3. Forma de onda <i>chirp</i> | 21 |
| 2.4. Niveles de potencia relativa que afectan a la precisión de las medidas | 23 |
| 2.5. Geometría de los caminos de señal en un campo en reflexión | 28 |
| 2.6. Geometrías de cámaras anecoicas | 35 |
| 2.7. Geometrías más comunes en absorbentes de cámara | 36 |
| 2.8. Principio de generación de una onda plana por reflexión en un paraboloide | 38 |
| 2.9. Configuración Gregoriana de campo compacto | 41 |
| 2.10. Configuración Cassegrain de campo compacto | 42 |
| 2.11. Geometrías de sistemas de medida de antenas en campo cercano | 44 |
| 2.12. Vista general del <i>EMSL</i> | 51 |
| 2.13. Instalación biestática del <i>DLR</i> | 53 |
| 3.1. Esquema de la anterior cámara anecoica del Laboratorio | 61 |
| 3.2. Fotografía de la anterior cámara anecoica del Laboratorio | 62 |
| 3.3. Estructura medida | 64 |
| 3.4. Concepto de la nueva instalación | 67 |
| 3.5. Espacio disponible para la ampliación de la cámara | 68 |
| 3.6. Una de las primeras ideas | 70 |
| 3.7. Movimientos del brazo externo | 71 |
| 3.8. Movimientos del brazo interno | 71 |
| 3.9. Representaciones del diseño preliminar | 73 |
| 3.10. Sujeción de las sondas | 73 |

Índice de figuras

| | |
|---|-----|
| 3.11. Representaciones del diseño final | 74 |
| 3.12. Plano general del diseño final | 75 |
| 3.13. Equipos de control de los posicionadores | 78 |
| 3.14. Puntos medidos durante la prueba final con <i>Spatial Analyzer</i> | 80 |
| 3.15. Definición del sistema de referencia convenido | 81 |
| 3.16. Prueba de apuntamiento de las sondas | 84 |
| 3.17. Diagrama de bloques del sistema de radiofrecuencia | 87 |
| 3.18. Pérdidas de los cables de la serie 100 de <i>Spectrum</i> | 88 |
| 3.19. Recorrido de los cables de radiofrecuencia | 89 |
| 3.20. Detalle del recorrido por la mesa rotatoria | 90 |
| 3.21. Efecto del giro de la mesa en los cables | 91 |
| 3.22. ZVA50 en el laboratorio con los 4 puertos conectados | 92 |
| 3.23. Diagrama del analizador ZVA50 | 93 |
| 3.24. Sondas de baja frecuencia modelo SP6000 de <i>Satimo</i> | 95 |
| 3.25. Pérdidas de retorno en los puertos de las sondas de baja frecuencia | 97 |
| 3.26. Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 1. 6 GHz | 98 |
| 3.27. Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 1. 12 GHz | 99 |
| 3.28. Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 1. 18 GHz | 100 |
| 3.29. Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 2. 6 GHz | 101 |
| 3.30. Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 2. 12 GHz | 102 |
| 3.31. Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 2. 18 GHz | 103 |
| 3.32. Sondas de alta frecuencia modelo AL-2310-18.0-DL de <i>Orbit/FR</i> | 104 |
| 3.33. Pérdidas de retorno en los puertos de las sondas de alta frecuencia | 106 |
| 3.34. Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 1. 18 GHz | 107 |
| 3.35. Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 1. 22.25 GHz | 108 |
| 3.36. Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 1. 26.5 GHz | 109 |
| 3.37. Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 2. 18 GHz | 110 |
| 3.38. Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 2. 22.25 GHz | 111 |
| 3.39. Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 2. 26.5 GHz | 112 |
| 3.40. Diseño de la columna de blanco | 115 |
| 3.41. Las dos columnas fabricadas | 115 |
| 3.42. La columna en su emplazamiento final | 116 |
| 3.43. Vista general de la nueva instalación | 116 |

| | |
|--|-----|
| 4.1. Coordenadas esféricas | 125 |
| 4.2. Determinación de polarización en las sondas de baja frecuencia: Corte 1 | 127 |
| 4.3. Determinación de polarización en las sondas de baja frecuencia: Corte 2 | 127 |
| 4.4. Determinación de polarización en las sondas de alta frecuencia: Corte 1 | 128 |
| 4.5. Determinación de polarización en las sondas de alta frecuencia: Corte 2 | 129 |
| 4.6. Determinación de la polarización en el campo recto | 130 |
| 4.7. Conector P1 en la sonda corta | 131 |
| 4.8. Conector P2 en la sonda corta | 132 |
| 4.9. Conector P1 en la sonda larga | 132 |
| 4.10. Conector P2 en la sonda larga | 133 |
| 4.11. Instalación con y sin columna de <i>Styrofoam</i> | 134 |
| 4.12. Efecto de la columna en biestático. Sondas de baja frecuencia. $\phi - \phi$. . | 136 |
| 4.13. Efecto de la columna en biestático. Sondas de baja frecuencia. $\theta - \theta$. . | 137 |
| 4.14. Comparación para $\theta = 0^\circ$. Biestático. $\phi - \phi$ | 138 |
| 4.15. Comparación para $\theta = 0^\circ$. Biestático. $\theta - \theta$ | 139 |
| 4.16. Efecto de la columna en biestático. Sondas de alta frecuencia. $\phi - \phi$. . | 140 |
| 4.17. Efecto de la columna en biestático. Sondas de alta frecuencia. $\theta - \theta$. . . | 141 |
| 4.18. Efecto de la columna en monoestático. Sondas de baja frecuencia. $\phi - \phi$ | 142 |
| 4.19. Efecto de la columna en monoestático. Sondas de baja frecuencia. $\theta - \theta$ | 143 |
| 4.20. Comparación para $\theta = 0^\circ$. Monoestático. $\phi - \phi$ | 145 |
| 4.21. Comparación para $\theta = 0^\circ$. Monoestático. $\theta - \theta$ | 145 |
| 4.22. Efecto de la columna en monoestático. Sondas de alta frecuencia. $\phi - \phi$ | 146 |
| 4.23. Efecto de la columna en monoestático. Sondas de alta frecuencia. $\theta - \theta$. | 147 |
| 4.24. Representación CAD y fotografía del cubo de 12 cm | 151 |
| 4.25. Medida de la RCS biestática del cubo de 12 cm | 152 |
| 4.26. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1 | 154 |
| 4.27. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc | 154 |
| 4.28. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1 | 155 |
| 4.29. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. ADMc | 155 |
| 4.30. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1 | 157 |
| 4.31. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc | 157 |
| 4.32. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1 | 158 |
| 4.33. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. ADMc | 158 |
| 4.34. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2 | 160 |

Índice de figuras

| | |
|--|-----|
| 4.35. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. ADMc | 161 |
| 4.36. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. <i>Background</i> | 161 |
| 4.37. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Comparación de medidas | 162 |
| 4.38. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. ADMc | 162 |
| 4.39. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2 | 164 |
| 4.40. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2 | 164 |
| 4.41. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2 | 165 |
| 4.42. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ : 2^\circ : 35^\circ$. $\theta - \theta$. Simulaciones | 167 |
| 4.43. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ : 2^\circ : 35^\circ$. $\theta - \theta$. Medidas | 167 |
| 4.44. Análisis en el dominio del tiempo. <i>Background</i> | 169 |
| 4.45. Análisis en el dominio del tiempo. Cubo | 170 |
| 4.46. Análisis en el dominio del tiempo. <i>Background subtraction</i> | 170 |
| 4.47. Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$ | 172 |
| 4.48. Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc | 172 |
| 4.49. Representación CAD y fotografía del triedro de 10 cm de arista interna | 173 |
| 4.50. Medida de la RCS biestática del triedro de 10 cm | 174 |
| 4.51. Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$ | 176 |
| 4.52. Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc | 176 |
| 4.53. Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$ | 177 |
| 4.54. Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. ADMc | 177 |
| 4.55. Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$ | 178 |
| 4.56. Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc | 178 |
| 4.57. Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$ | 179 |
| 4.58. Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. ADMc | 179 |
| | |
| A.1. Definición intuitiva de RCS | 188 |
| A.2. Regímenes de dispersión | 192 |
| A.3. Onda electromagnética propagándose | 193 |
| A.4. Desviación de fase a lo largo de una apertura transversal | 196 |
| | |
| B.1. Pantalla de presentación de AnaCoBra 1.0 | 200 |
| B.2. Pantalla principal de AnaCoBra 1.0 | 201 |
| B.3. Paneles de Conexión y de Habilitar / Deshabilitar motores | 202 |
| B.4. Paneles de Movimiento y Posición | 203 |
| B.5. Pestaña de Medida aislada | 206 |

Índice de figuras

| | |
|---|-----|
| B.6. Pestaña de Params. S | 206 |
| B.7. Cuadro de diálogo para el nombre del fichero con el que guardar la traza | 207 |
| B.8. Pestaña de Barrido: inc. angular | 207 |
| B.9. Pestaña de Barrido: intervalo | 208 |
| B.10. Pestaña de Barrido: discreto | 208 |
| B.11. Pestaña de Perfil angular | 209 |
| B.12. Operación aplicada a la medida | 209 |
| B.13. Configuración gráfica | 211 |
| B.14. Configuración de posicionadores | 212 |
| B.15. Demo 3 | 212 |
| | |
| C.1. Ejemplo de representación punto a punto (ADMi) | 215 |
| C.2. Ejemplo de histograma (ADMc) | 216 |
| C.3. Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Datos de entrada | 217 |
| C.4. Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc | 218 |
| C.5. Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. FDMc | 218 |
| C.6. Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. GDMc | 219 |
| C.7. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Datos de entrada | 220 |
| C.8. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc | 221 |
| C.9. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. FDMc | 221 |
| C.10. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. GDMc | 222 |
| C.11. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Datos de entrada | 223 |
| C.12. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. ADMc | 224 |
| C.13. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. FDMc | 224 |
| C.14. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. GDMc | 225 |
| C.15. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. Datos de entrada | 226 |
| C.16. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. ADMc | 227 |
| C.17. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. FDMc | 227 |
| C.18. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. GDMc | 228 |
| C.19. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. Datos de entrada | 229 |
| C.20. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. ADMc | 230 |
| C.21. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. FDMc | 230 |
| C.22. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. GDMc | 231 |
| C.23. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Datos de entrada | 232 |

Índice de figuras

| | |
|--|-----|
| C.24.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc | 233 |
| C.25.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. FDMc | 233 |
| C.26.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. GDMc | 234 |
| C.27.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Datos de entrada | 235 |
| C.28.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. ADMc | 236 |
| C.29.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. FDMc | 236 |
| C.30.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. GDMc | 237 |
| C.31.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. Datos de entrada | 238 |
| C.32.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. ADMc | 239 |
| C.33.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. FDMc | 239 |
| C.34.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. GDMc | 240 |
| C.35.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. Datos de entrada | 241 |
| C.36.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. ADMc | 242 |
| C.37.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. FDMc | 242 |
| C.38.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. GDMc | 243 |
| C.39.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. Datos de entrada | 244 |
| C.40.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. ADMc | 245 |
| C.41.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. FDMc | 245 |
| C.42.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. GDMc | 246 |
| C.43.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. Datos de entrada | 247 |
| C.44.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. ADMc | 248 |
| C.45.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. FDMc | 248 |
| C.46.Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. GDMc | 249 |
| C.47.Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Datos de entrada | 250 |
| C.48.Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc | 251 |
| C.49.Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. FDMc | 251 |
| C.50.Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. GDMc | 252 |
| C.51.Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Datos de entrada | 253 |
| C.52.Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. ADMc | 254 |
| C.53.Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. FDMc | 254 |
| C.54.Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. GDMc | 255 |
| C.55.Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. Datos de entrada | 256 |
| C.56.Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc | 257 |
| C.57.Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. FDMc | 257 |

Índice de figuras

| | |
|---|-----|
| C.58.Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. GDMc | 258 |
| C.59.Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. Datos de entrada | 259 |
| C.60.Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. ADMc | 260 |
| C.61.Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. FDMc | 260 |
| C.62.Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. GDMc | 261 |

Índice de tablas

| | |
|---|-----|
| 3.1. Dimensiones de la mesa y los brazos | 76 |
| 3.2. Principales características de los posicionadores | 77 |
| 3.3. Medida de precisión en fábrica de los posicionadores (sin carga) | 82 |
| 3.4. Medidas del apuntamiento de las sondas de baja frecuencia | 84 |
| 3.5. Medidas del apuntamiento de las sondas de alta frecuencia | 85 |
| 3.6. Ubicación del cero de cada posicionador | 85 |
| 3.7. Características de las sondas <i>Satimo</i> SP6000 | 95 |
| 3.8. Características de las sondas <i>Orbit/FR</i> AL-2310-18-DL | 105 |
| 3.9. Reflectividad garantizada bajo incidencia normal para EHP-8PCL | 113 |
| 4.1. Conexión de los cables para la determinación de la polarización | 126 |
| 4.2. Parámetros de medida para la determinación de la polarización | 126 |
| 4.3. Parámetros de medida en el campo recto | 130 |
| 4.4. Parámetros de medida para analizar el efecto de la columna | 134 |
| 4.5. Interpretación de los valores numéricos de los parámetros de FSV | 150 |
| 4.6. Primeros parámetros de medida del cubo | 153 |
| 4.7. Nuevos parámetros de medida del cubo | 159 |
| 4.8. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Resumen FSV | 163 |
| 4.9. Parámetros de medida para el doble barrido | 166 |
| 4.10. Parámetros de medida para analizar la medida en <i>forward scattering</i> | 168 |
| 4.11. Parámetros de medida para el barrido completo en $\phi = 0^\circ$ | 171 |
| 4.12. Parámetros de medida para el triedro | 174 |
| B.1. Letra asignada a cada posicionador | 203 |
| C.1. Interpretación de los valores numéricos de los parámetros de FSV | 214 |

| | |
|--|-----|
| C.2. Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Resumen FSV | 217 |
| C.3. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Resumen FSV | 220 |
| C.4. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Resumen FSV | 223 |
| C.5. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. Resumen FSV | 226 |
| C.6. Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. Resumen FSV | 229 |
| C.7. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Resumen FSV | 232 |
| C.8. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Resumen FSV | 235 |
| C.9. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. Resumen FSV | 238 |
| C.10. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. Resumen FSV | 241 |
| C.11. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. Resumen FSV | 244 |
| C.12. Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. Resumen FSV | 247 |
| C.13. Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Resumen FSV | 250 |
| C.14. Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Resumen FSV | 253 |
| C.15. Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. Resumen FSV | 256 |
| C.16. Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. Resumen FSV | 259 |

Capítulo 1

Motivación

1.1. Introducción

RADAR es el acrónimo acuñado en 1940 por la marina estadounidense para nombrar los experimentos que estaban llevando a cabo sobre detección y medida de distancia mediante ondas de radio (*RAdio Detection And Ranging*). Desde entonces ese término se ha extendido y generalizado y hoy se entiende que, de manera simplificada, un radar es un sistema capaz de emitir ondas electromagnéticas y recibir los ecos que se producen al encontrarse dichas ondas con un objeto. Los trabajos previos de Maxwell y Hertz en el siglo XIX sentaron las bases teóricas y los esfuerzos de Marconi, Tesla o Hulsmeyer, entre otros, a principios del XX, posibilitaron el posterior desarrollo del radar. Ya en la década de los años 30 y de manera independiente y secreta, no sólo Estados Unidos, sino también otras potencias como Reino Unido, Francia, Alemania, la URSS, Japón, Holanda o Italia, llevaban a cabo sus propios estudios. Todo ello debido a la indudable supremacía militar que un sistema de este tipo podía otorgar. De hecho, si bien ya se consiguieron algunos radares antes de la Segunda Guerra Mundial, fue este grave conflicto el que, sin ninguna duda, impulsó definitivamente su desarrollo [1]. Se ha continuado investigando y trabajando sin descanso, y los usos modernos del radar son muy diversos, tanto en ámbitos civiles como militares: control de tráfico aéreo, radioastronomía, observación de la Tierra, sistemas de guiado de misiles, sistemas anti-colisión, sistemas de vigilancia marítima, altímetros, radar meteorológico, radar geológico y un interminable etcétera.

La relación fundamental entre las características del radar, el blanco y la señal reci-

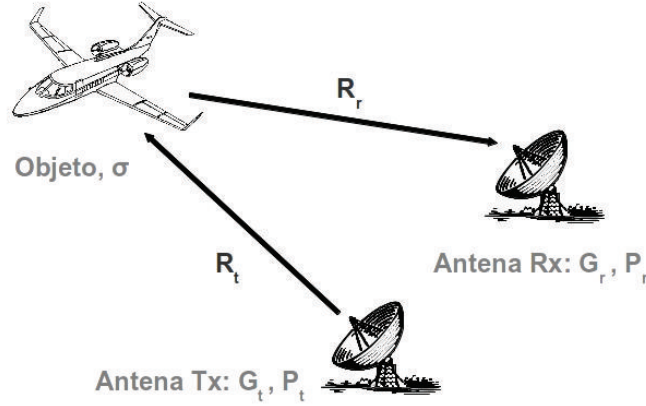


Figura 1.1: Ecuación radar

bida es la denominada ecuación radar, que se obtiene siguiendo el balance de potencia que se esquematiza en la figura 1.1,

$$P_r = P_t G_t \frac{1}{4\pi R_t^2} \sigma \frac{1}{4\pi R_r^2} A_e \quad (1.1)$$

donde P_r es la potencia recibida en bornas de la antena receptora, P_t es la potencia puesta en juego en bornas de la antena transmisora, G_t es la ganancia de la antena transmisora, el término $\frac{1}{4\pi R_{t,r}^2}$ da cuenta de cómo va disminuyendo la densidad de potencia de la onda (esférica) a medida que se va propagando, R_t es la distancia transmisor-blanco, R_r es la distancia blanco-receptor, σ es la sección transversal radar, *Radar Cross Section* (RCS), un parámetro que caracteriza la dispersión electromagnética producida por el objeto, y A_e es la apertura efectiva de la antena receptora,

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (1.2)$$

siendo λ la longitud de onda y G_r la ganancia de la antena receptora. La figura 1.1 y la ecuación (1.1) representan una configuración genérica de radar biestático, en la que la antena transmisora y la receptora se encuentran en diferentes posiciones. Sin embargo, el caso más común de sistema radar es el monoestático, en el que transmisor y receptor están en la misma posición, compartiendo además normalmente una misma antena. En tales circunstancias se tiene que $G = G_t = G_r$ y $R = R_t = R_r$, y entonces, teniendo en cuenta (1.2), la ecuación queda reducida a:

$$P_r = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1.3)$$

Un radar será capaz de detectar un objeto o blanco si la potencia de la respuesta recibida supera un determinado umbral. La ecuación radar pone de manifiesto que, aparte de otras variables, esa potencia depende del parámetro σ , es decir, de la sección transversal radar o RCS del blanco.

1.2. Medida de sección transversal radar

La RCS de un blanco, también llamada firma radar, es una característica propia del mismo, que dependerá principalmente de sus condiciones estructurales (tamaño, forma, propiedades electromagnéticas del material con que esté hecho...) y de las peculiaridades de la onda que incida sobre él (frecuencia, polarización, ángulo de llegada...). Se trata de un parámetro de vital importancia en los sistemas radar, sobre todo desde el punto de vista militar, preocupado por su control, caracterización y medida. Hoy día, por ejemplo, en todo diseño de plataforma militar susceptible de trabajar o tener misiones en escenarios iluminados por un radar, se deben tener en cuenta estos aspectos, y se busca minimizar su sección transversal radar.

Por ello, desde los comienzos del radar, la medida de RCS ha sido un reto que ha preocupado a la comunidad científica y militar [2-4]. El principal problema que plantea cualquier medida de RCS estriba en el hecho de que es preciso un sistema transmisor que ilumine al blanco, puesto que este no dispersa la energía electromagnética por sí sólo, y un sistema receptor capaz de captar en ese instante dicha dispersión. Es un problema más complejo que su homólogo de radiación, que se da, por ejemplo, cuando se quieren medir las características de una antena. En ese caso, la propia antena bajo test actúa de transmisor y sólo hace falta una sonda que reciba lo que está radiando. Además, las ondas radiadas o dispersadas por una fuente son esféricas, pero, la propia definición de RCS impone que el campo que incide sobre el blanco a ensayar debe ser una onda plana y, del mismo modo, el campo dispersado debe cumplir la misma condición al ser medido en recepción. Esto implica unas restricciones prácticas en la distancia de medida y/o tamaño del blanco que limitan las capacidades de los sistemas de medida. A lo largo de los años la investigación en la medida de RCS ha ido tratando de superar estas limitaciones, y un buen ejemplo de ello fue la aparición de los campos compactos.

En esta misma línea y más recientemente se están intentando replicar, para RCS, unos métodos que se han mostrado útiles y efectivos para medir antenas. Al igual

que ocurre en RCS, una antena ha de ser medida también cuando la energía radiada por la misma sea una onda plana (o razonablemente plana), pero desde la década de los 70 se comenzaron a desarrollar una serie de teorías encaminadas a intentar sintetizar artificialmente esa condición. Se basan en el teorema de equivalencia [5], según el cual, a partir de los campos presentes en una superficie arbitraria que encierre a la antena se puede obtener el campo radiado más allá de dicha superficie. De este modo se desarrollaron técnicas para medir más cerca de la antena, en la denominada zona de campo cercano, en la que no se garantiza un frente de onda plano, sino que se tiene un frente esférico. En las instalaciones basadas en estas técnicas, mediante escaneos en superficies planas, cilíndricas o esféricas y posterior procesamiento y transformación [6], se miden los mismos parámetros de una antena que en un sistema de medida convencional.

Lógicamente, las medidas en campo cercano son muy deseables en muchos casos porque posibilitan tener instalaciones de menores dimensiones pero con las mismas capacidades que instalaciones convencionales. Para la medida de antenas los sistemas en campo cercano han alcanzado una madurez tecnológica aceptable y están disponibles comercialmente. El ahorro de espacio que se consigue es muy atractivo y por ello se ha intentado lograr un avance similar para la medida de RCS, pero aún se está a mucha distancia de la tecnología que se tiene para la medida de antenas y se está investigando en ello.

Por otro lado, como se ha mencionado anteriormente, la gran mayoría de los sistemas radar existentes tienen una configuración monoestática, en la que transmisor y receptor se encuentran en la misma posición y por este motivo, la medida de la RCS monoestática (o retrodispersión, *backscatter return*) ha sido la que más ha importado. Sin embargo, un renovado interés en los radares biestáticos, en los que el transmisor y el receptor se hallan en localizaciones distintas, está provocando que se investigue en nuevas instalaciones, sistemas y métodos de medida de RCS biestática de blancos.

En efecto, la principal técnica de reducción de la firma radar empleada en diseños de baja observabilidad es la modificación de la forma del blanco (técnica de *shaping*). Esta técnica se basa en redirigir la energía de la señal incidente en direcciones diferentes de la de la fuente, reduciendo así la RCS monoestática [7, 8], pero esto supone que se ha debido aumentar la RCS biestática del blanco para otros ángulos. Es esperable, por tanto, que sistemas radar bi- o multiestáticos supongan una mayor amenaza para las sofisticadas plataformas diseñadas con características de baja observabilidad (llamadas plataformas furtivas o *stealth*) que sistemas radar monoestáticos, y esta es una razón

más que anima a estudiar y comprender mejor los mecanismos de dispersión biestática.

Por último, hay que tener en cuenta que la respuesta de objetos al estímulo de las ondas electromagnéticas va más allá de la medida de su sección transversal radar, y otros ensayos son posibles. Así, un sistema de medida de RCS, puede, con el diseño adecuado y el conveniente post-procesado de los datos recogidos, ser utilizado también para la caracterización electromagnética de materiales no metálicos, aspecto cada vez más importante en los sectores de defensa y seguridad, debido al empleo de nuevos materiales y recubrimientos en todo tipo de estructuras y plataformas, especialmente en el ámbito aeronáutico. Igualmente, con una instalación apropiada, se puede medir la capacidad de nuevos materiales para absorber la energía electromagnética (*Radar Absorbing Material* (RAM)), 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.

1.3. Contexto y objetivos de la tesis

Esta tesis se ha desarrollado en las dependencias del Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas” (INTA), que es el lugar en el que el autor trabaja y lleva a cabo su labor investigadora desde 2004. El INTA depende del Ministerio de Defensa español y es el Organismo Público de Investigación (OPI) especializado en la investigación y desarrollo tecnológico aeroespacial. Por su parte, el Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica se creó en 1997 y en la actualidad pertenece al Departamento de Tecnologías Electrónicas y 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 [9].

Con los años, el Laboratorio¹ se ha especializado en el análisis, control y explotación de firma radar y en el desarrollo de equipos ligeros de guerra electrónica. Cuenta entre sus instalaciones con un laboratorio de radiofrecuencia y microondas plenamente equipado (analizadores de redes, analizadores de espectro, generadores de señal, osciloscopios, fuentes de alimentación, máquinas de prototipado electrónico,...) que le permiten

¹A lo largo de toda la tesis, cualquier mención al *Laboratorio* (con la primera letra en mayúscula) se refiere al Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del INTA.

el desarrollo de prototipos y demostradores de guerra electrónica. Dispone igualmente de herramientas *software* de predicción basadas en técnicas rigurosas y asintóticas para resolver 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.

Sin embargo, lo más relevante para esta tesis es el hecho de que el Laboratorio estaba dotado con una cámara anecoica que venía posibilitando la realización de medidas electromagnéticas que permitían la investigación en el campo de la sección transversal radar y el comportamiento de materiales ante la radiación electromagnética [10–15]. En 2007 surgió la oportunidad de renovar y ampliar esta instalación y con el conocimiento y la experiencia previa acumulada, se comenzó a pensar en el diseño de un nuevo concepto de sistema polivalente, capaz de aumentar las capacidades de medida del Laboratorio, pero capaz también de permitir profundizar e investigar en nuevas técnicas de medida, gracias a una configuración biestática.

Así pues la aportación fundamental de la presente tesis es el diseño, fabricación y puesta en servicio de una nueva instalación de medida para ensayos electromagnéticos que tenga un carácter versátil y polivalente, de modo que posibilite la realización sencilla de medidas mono- y biestáticas de RCS en campo lejano y en campo cercano, (esto último debe abrir el camino para investigar transformaciones de campo cercano a campo lejano para RCS), 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. La tesis explicará el diseño de la instalación, presentará los trabajos y ensayos para la puesta en funcionamiento del sistema y mostrará las primeras medidas de RCS biestática que se están comenzando a obtener.

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 con respecto a un sistema de referencia 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 medidas de antenas. Para lograr un sistema de este tipo se ha pensado en un conjunto formado por dos ejes en elevación que gobiernan sendos brazos capaces de sostener cada

una de las sondas, y otros dos ejes en acimut para manejar una mesa rotatoria y un posicionador de blanco. Gracias al uso de sondas dualmente polarizadas y un analizador vectorial de redes, *Vector Network Analyzer* (VNA), de cuatro puertos, se pueden llevar a cabo medidas polarimétricas. Se trata de un verdadero sistema biestático de medida en tres dimensiones, puesto que los posibles barridos no se limitan al caso en el que transmisor, receptor y blanco están en el mismo plano.

Para la puesta en marcha de la instalación ha sido necesario generar un *software* de control que gobernase simultáneamente y de forma sincronizada, los cuatro posicionadores y el VNA. Este programa y su interfaz gráfica se han implementado en *Visual Basic*, haciendo uso de las instrucciones *General-Purpose Instrumentation Bus* (GPIB) pertinentes y el lenguaje propio de cada equipo.

La tesis hablará de las posibles aplicaciones para las que se pensó la instalación. Como el radio definido por los brazos del sistema de medida es fijo, serán la frecuencia de medida y el tamaño del blanco o la antena bajo test los parámetros que definan si el ensayo se realiza en campo lejano o en campo cercano. Pero aparte de las capacidades de medida polarimétrica de RCS tanto mono- como biestática, en campo cercano y en campo lejano, y de medida polarimétrica de antenas, hay que destacar el uso que se puede dar a este sistema para la medida electromagnética de materiales. En efecto, con una instalación de este tipo se puede abordar la estimación de la permitividad eléctrica mediante la técnica de medida en espacio libre, se pueden realizar ensayos para medir la capacidad de ciertos materiales para absorber la energía electromagnética e igualmente, el efecto de radomos o recubrimientos sobre elementos radiantes también se puede examinar con esta instalación.

Finalmente, lo más destacable del sistema de medida al que está dedicado esta tesis, aparte de su diseño enfocado a varias aplicaciones, es su capacidad para realizar ensayos biestáticos y, por este motivo, la tesis culminará con la presentación de los primeros resultados de RCS biestática que se están obteniendo con este sistema.

1.4. 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 da una introducción general a la sección transversal radar y a su medida. Seguidamente se habla sobre el contexto y localización 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: Este capítulo se dedica al repaso de los conceptos e instalaciones de medida de RCS. Comienza con los fundamentos de medida y a continuación se describen las instalaciones exteriores, las medidas en cámara y los campos compactos. El capítulo prosigue con la revisión de aproximaciones más innovadoras, como son los intentos de medida en campo cercano y finaliza con una muestra de sistemas de medida en cierto modo similares al que se presenta en esta tesis: interiores y con capacidad biestática.

Capítulo 3. Descripción del sistema: El tercer capítulo empieza introduciendo las aplicaciones que se tenían en mente cuando se comenzó a diseñar la instalación, y se exponen los diseños preliminares. Posteriormente se detalla el diseño mecánico del sistema y, a continuación, el diseño electromagnético.

Capítulo 4. Medidas: Al inicio del capítulo se describe el procedimiento de medida empleado en esta instalación, a modo de manual de buenas prácticas. Después se describen algunos ensayos de puesta en funcionamiento del sistema, como la determinación de la polarización de las sondas o el análisis del efecto de la columna de blanco. Finalmente, se presentan resultados de medidas de sección transversal radar biestática de dos blancos: un cubo y un triedro. Estos resultados se comparan de manera objetiva con simulaciones.

Capítulo 5. Conclusiones: Este último capítulo resume brevemente el trabajo realizado y enumera unas posibles líneas de continuación.

Apéndice A. Dispersión electromagnética: El primer apéndice se dedica al repaso de algunos conceptos fundamentales sobre dispersión electromagnética, como regiones, regímenes y mecanismos de dispersión, polarización y matriz de dispersión o la condición de campo lejano.

Apéndice B. Control del sistema de medida: Trata sobre el conexionado del sistema y la presentación de AnaCoBra, el *software* de control desarrollado para esta tesis.

Apéndice C. *Feature selective validation*: El apéndice C versa sobre FSV, la herramienta de comparación entre simulaciones y medidas empleada en esta tesis.

Incluye una breve descripción y el conjunto de las comparaciones presentadas en el capítulo 4.

Capítulo 2

Antecedentes

En este capítulo se repasan los principales aspectos relacionados con la medida de sección transversal radar y se hace un recorrido por los fundamentos de las distintas instalaciones de medida. Según avanza el capítulo se van presentando esfuerzos más modernos para medir RCS, y las instalaciones con características que más se asemejan a las de esta tesis aparecen al final del mismo.

Una buena lectura previa a este capítulo es el apéndice A, en el que se dan algunas nociones básicas sobre dispersión electromagnética.

2.1. Fundamentos de medida de RCS

2.1.1. Por qué medimos

La medida de la reflectividad de blancos se remonta a los primeros días del radar. Sin embargo, lo que hoy conocemos como medidas de RCS comenzó a ser más discutido en la literatura a finales de los 50 y principios de los 60 [16, 17], aunque buena parte de ese trabajo se realizó auspiciado por contratos militares y no era realmente abierto. Esta situación comenzó a cambiar con la publicación en 1965 de un número especial en la revista *Proceedings of the IEEE*, dedicado a temas relacionados con reflectividad radar.

Varios de los artículos de ese número estaban específicamente orientados a la medida de RCS, incluyendo un repaso al estado del arte [18, 19], los requisitos de los campos de medida [20] o soportes para sustentar los blancos [21]. También se incluían discusiones sobre instalaciones típicas, tanto estáticas [22] como dinámicas [23]. En definitiva, con

la publicación de este número, la comunidad que trabajaba en este campo tuvo acceso a una literatura base abierta.

El periodo siguiente vino marcado por el rápido desarrollo de nuevas aproximaciones para hacer medidas y el deseo de medir blancos con una RCS baja. En efecto, en aquella época se impulsaron los esfuerzos para reducir la RCS de plataformas militares, con programas como el U-2 y el SR-71 y como consecuencia, comenzó a existir la necesidad de medir con precisión estos pequeños niveles de señal. Además, muchas aplicaciones comenzaban a requerir la medida de la matriz de dispersión completa. Por lo tanto, se trabajó significativamente para mejorar la tecnología de medida, haciendo hincapié en el aumento del margen dinámico y en la medida de fasores complejos.

Al mismo tiempo el mundo académico profundizaba en la teoría electromagnética y se preocupaba por entender los fundamentos de la dispersión, con el objetivo de resolver analíticamente y predecir la dispersión de objetos cada vez más complejos. Muchas de las técnicas empleadas hoy día como el Método de los Momentos (*Method of Moments* (MoM), [24]), la Teoría Geométrica de la Difracción (*Geometrical Theory of Diffraction* (GTD), [25]) o la Óptica Física (*Physical Optics* (PO), [26]) fueron desarrolladas en ese periodo.

Hoy en día, la sección transversal radar de geometrías simples se puede calcular de forma analítica. Para blancos más complicados, gracias a los avances de las últimas décadas, se puede recurrir a programas de simulación basados en técnicas de este tipo. El aumento de la capacidad y la velocidad de cómputo ha supuesto que se puedan resolver más rápido y con mayor precisión problemas cada vez más complejos, y ha convertido a estos programas de simulación en herramientas indispensables a la hora de afrontar un diseño sujeto a especificaciones de reflectividad radar.

Podría parecer entonces que la necesidad de continuar midiendo RCS se esté diluyendo. Pero nada más lejos de la realidad. Teoría, predicción y medidas, lejos de competir, se complementan, como no podía ser de otra manera. Las motivaciones para realizar medidas de RCS son muy diversas y pueden ir desde el más puro ámbito académico a ser un requisito contractual de una sofisticada plataforma militar. A continuación se enumeran sólo algunas de estas motivaciones:

- Las medidas de RCS han permitido, y permiten, conocer mejor el fenómeno de la dispersión. Como en el ejemplo que cuenta Knott sobre la GTD [27], las sucesivas comparaciones entre medidas y predicciones hacen que la comunidad científica

vaya avanzando y que se mejoren las técnicas y métodos de predicción.

- En este sentido, las medidas pueden servir como instrumentos de validación de los programas de predicción y, así, se han venido publicando casos de referencia (*benchmark test cases*) para que el mundo académico contraste los resultados de sus avances con medidas previamente realizadas [28–30], y se celebran talleres con el mismo propósito, como el *EM Workshop* de las *Journées Internationales de Nice sur les Antennes*, JINA, donde cada vez se abordan problemas más complicados, que involucran blancos compuestos de distintos materiales, tamaños eléctricos muy grandes o presencia de *clutter*.
- Las herramientas de predicción son tremendamente útiles durante la fase de diseño de cualquier plataforma militar con especificaciones de baja observabilidad, pero las medidas son siempre necesarias para verificar el comportamiento del producto final. En proyectos de este tipo es habitual, además, realizar ensayos para adquirir datos que permitan diagnosticar posibles problemas de diseño o fabricación, algo que se realiza incluso, si la plataforma diseñada es muy grande, en condiciones de campo cercano.
- Mediante ensayos de reflectividad se puede también caracterizar el comportamiento ante la radiación electromagnética de materiales distintos de conductores perfectos, (PEC, *Perfect Electric Conductor*), algo cada vez más importante en los ámbitos militar y aeronáutico. Estas medidas permiten estimar la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética de dichos materiales o su capacidad para absorber la energía radar.
- Las imágenes que se obtienen con tecnología de radar de apertura sintética, *Synthetic Aperture Radar* (SAR), sirven para llevar a cabo campañas de observación de la Tierra con muy diversas aplicaciones. Para la correcta calibración de estos sistemas y para una mejor interpretación de las imágenes obtenidas, es necesario caracterizar distintos tipos de terrenos: cultivos, composiciones de tierra, vegetación, nieve, asfalto... Algo posible gracias a las medidas.

Por último, hay que destacar que toda medida de RCS está sujeta a un determinado error, que depende de numerosos factores. Hoy no se mide como hace cuarenta años. Gracias a la investigación, el conocimiento sobre la sección transversal radar ha aumentado, la instrumentación ha mejorado, las técnicas se han ido depurando... Con

todo ello se han conseguido hacer medidas más sofisticadas y precisas, de modo que medir por el mero hecho de continuar aprendiendo a hacer mejor las cosas y perfeccionar las técnicas y sistemas de medida para acotar el error, es una fuerte motivación en sí misma.

2.1.2. Clasificación de sistemas de medida

El propósito de cualquier instalación de medida es tratar de conseguir un entorno que simule propagación en espacio libre e incidencia y recepción en condiciones de onda plana, tal y como impone la definición de RCS. En base a diferentes criterios podemos encontrar distintos tipos de sistemas:

- Atendiendo al movimiento del blanco
 - Estáticos (*static range*): Son aquellos en que el blanco no se mueve por sí mismo y se coloca sobre un soporte o es sustentado por algún otro medio. El uso de uno o varios rotores permiten variar la posición relativa entre el propio blanco y el sistema de transmisión y recepción, habilitando la realización de medidas angulares.
 - Dinámicos (*dynamic range*): El hecho de realizar medidas estáticas de RCS no caracteriza necesariamente por completo la respuesta de un blanco que un radar se encontraría en un escenario operativo real. Para un avión, por ejemplo, una medida estática no tiene en cuenta el giro de las turbinas y motores o el estrés mecánico a que se ven sometidas las alas. Para los blancos terrestres y marítimos parece tener más sentido realizar medidas teniendo en cuenta el efecto del suelo o del mar, que hacer ensayos en los que dichos blancos se encuentren extrañamente aislados de su medio. En otros casos, simplemente, el blanco es demasiado pesado para ser sustentado por un sistema capaz de hacerlo girar, o es tan grande que para cumplir la condición de campo lejano es necesario distanciarse varios kilómetros (ver sección A.5 y ecuación (A.12) del apéndice A).

Sea cual sea el motivo, está claro que hay muchas circunstancias en las que son necesarias las medidas dinámicas de RCS, es decir, aquellas en las que el blanco se encuentra realizando movimientos propios de su operación, en su medio natural.

- Atendiendo al entorno
 - Exteriores (*outdoor range*): El blanco que se quiere medir se encuentra situado a la intemperie. Habitualmente también lo suele estar el radar instrumental, si bien existen instalaciones de medida mixtas, en las que éste se encuentra resguardado del exterior.
 - Interiores (*indoor range*): Toda la instalación completa 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 el sistema radar y el blanco, de tal manera que el frente de onda que incida sobre el objeto ensayado parezca localmente plano.
 - De campo compacto (*compact range*): Por el contrario, en estos sistemas, se consigue artificialmente una onda plana por medio del uso de uno o varios reflectores. De esta forma se pueden reducir las dimensiones de la instalación de medida y se pueden medir, a distancias más cortas que en un sistema de campo lejano, blancos eléctricamente grandes.
 - De campo cercano (*near field range*): La distancia entre el radar y el blanco es tal que no se cumple la condición de campo lejano y la RCS se obtiene posteriormente mediante transformaciones de las medidas realizadas, a la manera de las técnicas empleadas en medida de antenas. Estos sistemas no son maduros ni están consolidados hasta la fecha y se investiga en diferentes propuestas.
- Atendiendo a las regiones de dispersión
 - Monoestáticos: Son la mayoría. Puesto que los sistemas radar más comunes son monoestáticos, lo normal es que las instalaciones no tengan capacidad de medir en biestático.

- **Biestáticos:** Los sistemas de medida de RCS en biestático son menos habituales y cada instalación tiene sus propias capacidades y limitaciones. Son más completos en el sentido de que permiten obtener más información sobre la reflectividad de un blanco, pero también son más complejos. Es frecuente que sean capaces de medir también RCS monoestática, pero no necesariamente.

Si bien hay instalaciones de medida de todo tipo, que se pueden etiquetar al mismo tiempo, y de manera no excluyente, con varias de las categorías que se acaban de mencionar, existen dos salvedades importantes. Por la propia filosofía de una medida dinámica, ésta se desarrolla normalmente en una instalación exterior. Del mismo modo, en un campo compacto la calidad del reflector es primordial y debe estar sujeto a unas condiciones ambientales estables, por lo que lo más normal es también se trate de un sistema interior.

Esta tesis presenta una instalación interior y estática para realizar medidas de RCS, tanto monoestáticas como biestáticas, en campo lejano, pero se ha diseñado para permitir profundizar en la investigación de medidas en campo cercano. Las medidas dinámicas quedan completamente fuera del alcance de esta tesis y no serán tratadas en lo que resta de la misma, por lo que todo lo que se analice a partir de este momento queda restringido a medidas estáticas. El lector interesado puede consultar [31] para comenzar a abordar esta materia.

2.1.3. Requisitos básicos de medida

La mayoría de los campos de medida se han construido con un propósito específico y suelen ser únicos en términos de disposición espacial, equipamiento, limitaciones, capacidades... De modo que la manera de llevar a cabo los ensayos y los métodos y técnicas empleados para medir pueden variar notablemente de una instalación a otra. Por este motivo cuesta generalizar, pero en esta sección se intentan resaltar, al menos, algunos elementos comunes e indispensables en toda instalación o campo de medida [27,32]. Así pues, un sistema de medida de RCS debe contar con los siguientes elementos básicos:

- **Radar instrumental o equipo de transmisión / recepción:** Debe ser capaz de generar y emitir la forma de onda adecuada para la medida que se quiera realizar y recibir correctamente el eco del blanco. Tiene que operar en alguna o varias de las bandas frecuenciales de interés para RCS, que hoy en día, pueden ir fácilmente

desde 100 MHz hasta 18 GHz y es muy habitual que se extiendan hasta 40 o 50 GHz y que de manera puntual se realicen medidas a 65 GHz o 95 GHz, en la llamada banda sub-milimétrica.

- Equipo de captura y almacenamiento de los datos de una medida: Hace años la única manera de registrar una medida era mediante un grabador de datos analógico que dibujaba una gráfica en tiempo real. Cualquier post-procesado precisaba una digitalización manual previa. Posteriormente se pasó a las cintas magnéticas y más adelante a los discos en los que paulatinamente la información se iba ya guardando de manera digital. Hoy la potencia de los equipos de procesamiento y control ha avanzado considerablemente y los datos pueden ser procesados en tiempo real en muchos casos, o almacenados digitalmente para ser tratados cuando el usuario disponga. De todos modos, sí permanece la necesidad de monitorizar lo que ocurre en el campo de medida, para comprobar si el ensayo se está realizando correctamente.
- Entorno de medida controlado: El entorno controlado de medida puede ser exterior (*outdoor range*) o interior (*indoor range*). Un campo exterior de medida de RCS ha de ser diseñado explícitamente para esta función, puesto que la reflexión en el suelo y las condiciones ambientales y atmosféricas son factores a tener muy en cuenta para poder realizar un ensayo preciso. Una cámara interior, que permite un mayor aislamiento y control de agentes externos y puede ser recubierta de material absorbente (RAM) en las paredes, techo y suelo para minimizar el efecto de reflexiones indeseadas, parece una mejor alternativa, pero dependiendo del tamaño del blanco puede ser una opción impracticable, incluso para un campo compacto.
- Soporte de medida para el blanco: Sea en un campo exterior o interior, es necesario disponer de un soporte para nuestro blanco. Idealmente debe ser invisible y conseguir que parezca que el blanco está suspendido en el aire. Lógicamente esto no es posible, pero se persigue lograr estructuras capaces de sustentar al objeto bajo test que tengan la menor influencia sobre éste y sobre el entorno de medida.
- Capacidad de posicionamiento o mesa rotatoria: Por último, hemos visto que la RCS de un blanco depende del ángulo de incidencia, de modo que un sistema de medida no sería muy útil si para medir la RCS del blanco para distintas posiciones

hubiese que variar manualmente la posición relativa entre sistema de medida y blanco. Por este motivo es indispensable contar, al menos, con un posicionador de blanco.

2.1.4. Formas de onda

Evidentemente, dependiendo de cada instalación particular, la medida de RCS se realiza de una u otra manera. Pero siempre va a haber en común un equipo de transmisión y recepción que será el encargado, tanto de generar la señal necesaria, como de recibir el eco del blanco. Este apartado trata sobre las formas de onda que se suelen emplear para realizar una medida. No es el objetivo de esta tesis profundizar en el hardware empleado para generar o recibir señales ni en la instrumentación en sí misma, sino dotar al lector de una idea amplia y general, aunque se darán las explicaciones pertinentes cuando sea preciso.

El sistema de transmisión y recepción de una instalación de medida tiene, en esencia, el mismo funcionamiento que un radar, pero adaptado a las necesidades y requisitos que imponga la propia instalación. Por este motivo, a este equipo, se le suele denominar radar instrumental y nos vamos a encontrar con las mismas formas de onda que podemos hallar en un radar operativo.

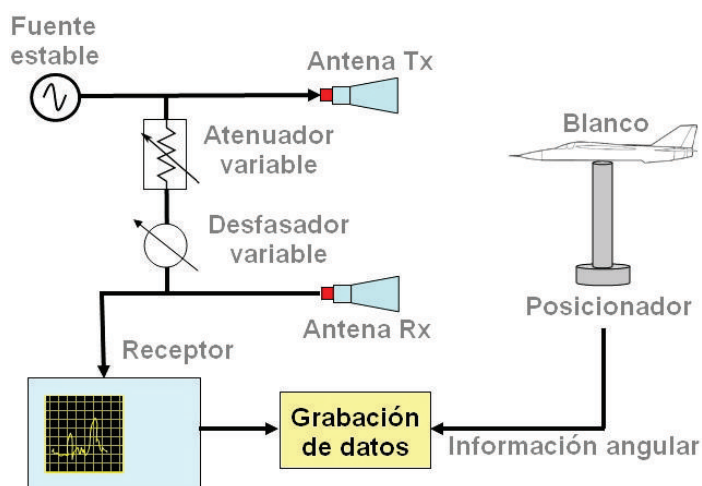


Figura 2.1: Esquema del bucle de cancelación CW

El sistema más sencillo que podemos utilizar para medir RCS es el de cancelación con onda continua, *Continuous Wave* (CW), a su vez el más antiguo. Hoy en día está prácticamente obsoleto ya que ha sido reemplazado por las opciones que veremos

más adelante. Hace uso de un radar de onda continua que, como su propio nombre indica, está transmitiendo y recibiendo continuamente una señal electromagnética a una frecuencia determinada. El principio de funcionamiento sigue el esquema de la figura 2.1. Parte de la energía transmitida pasa a través de un acoplador direccional a un bucle de cancelación. Ahí llega también la señal que se recoge en la antena receptora, y se combina con la del bucle. En ausencia de blanco, y con ayuda de desfasadores y atenuadores, se ajusta el bucle de cancelación hasta conseguir un nivel de señal muy bajo a la salida del receptor (idealmente cero). Acto seguido se introduce un blanco de referencia, se anota el nivel dado por el receptor para luego poder calibrar y, a continuación, se introduce el blanco y se realiza la medida. Este sistema es sencillo, rápido y barato, pero es inestable y se cuenta con apenas unos minutos para hacer la medida del blanco. Pasado ese tiempo hay que repetir todo el proceso, lo que implica dificultades prácticas de operación. Además se restringe a blancos pequeños, ligeros y manejables, que se puedan colocar y quitar del soporte rápidamente.

El sistema de medida basado en radar pulsado logra el mismo propósito que el sistema de cancelación con onda continua (separar el eco del blanco de otros ecos) pero de una manera diferente, empleando el dominio temporal en lugar de la cancelación. Un radar pulsado no emite energía continuamente, sino que lo hace a intervalos regulares. Cada emisión se denomina pulso y se deja pasar el tiempo suficiente entre un pulso y el siguiente para que se reciba el eco del blanco. En recepción ocurre lo mismo: sólo se recibe durante un instante de tiempo. De esta forma, conociendo la distancia a la que se encuentra el blanco, se pueden ajustar los instantes de transmisión y recepción para captar sólo la respuesta debida al blanco, y no del resto del campo de medida.

Las versiones actuales de este sistema son coherentes, es decir, son capaces de extraer información de fase, además de información de amplitud, de la señal recibida. Para ello hay que generar señales muy estables en frecuencia y en fase, combinarlas, transmitir las y, posteriormente, emplearlas como referencia para contrastarlas con el eco recibido. Son las señales STALO y COHO que aparecen en el diagrama de bloques de un sistema coherente simple como el de la figura 2.2. La estabilidad a una frecuencia determinada se logra con los sintetizadores de frecuencia, basados en bucles de enganche en fase, *Phase-Locked Loop* (PLL), que utilizan un oscilador controlado por voltaje, *Voltage-Controlled Oscillator* (VCO), y un cristal a una frecuencia muy estable. En recepción, las componentes en fase y en cuadratura se obtienen con un detector síncrono.

En una medida estándar, el ancho del pulso (τ) en un sistema pulsado ha de ser tal

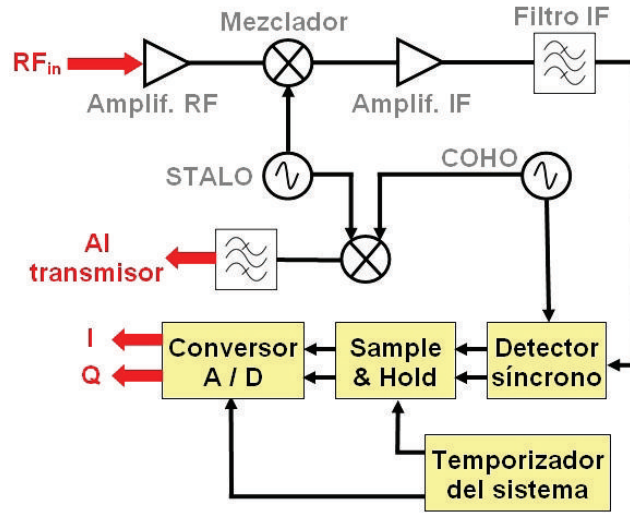


Figura 2.2: Diagrama de bloques de un receptor coherente

que abarque, longitudinalmente, todo el tamaño del blanco. Sin embargo, si el pulso es estrecho, la resolución en distancia (Δr) mejora (es más pequeña) y se puede obtener de un mismo blanco, la respuesta de distintos puntos de *scattering*, dando lugar a lo que se conoce como perfil de alta resolución en distancia, *High Resolution Range Profile* (HRRP). En efecto, ancho de pulso y resolución están relacionados a través de

$$\Delta r = \frac{c\tau}{2} \quad (2.1)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío. Para este tipo de medidas conviene entonces hacer el ancho de pulso lo más estrecho posible. Pero cuanto menor es el pulso, más ancho es el espectro de la señal transmitida y esto impone una serie de limitaciones prácticas. Para tener en recepción las ventajas de un pulso estrecho, pero sin comprometer otros factores del diseño, se emplean las llamadas técnicas de compresión de pulsos. Una de ellas es la modulación en frecuencia dentro de cada pulso, es decir, el uso de una señal *chirp*, en la que la frecuencia varía linealmente con el tiempo durante la duración del pulso, como se muestra en la figura 2.3. De forma similar se puede optar por una modulación en fase.

Otra alternativa es realizar la modulación en frecuencia de manera sintética, con una forma de onda de pasos en frecuencia (*stepped-frequency*), en la que de un pulso a otro se va incrementando paso a paso la frecuencia de la señal transmitida. Almacenando la respuesta para cada frecuencia se puede pasar posteriormente al dominio del tiempo (o

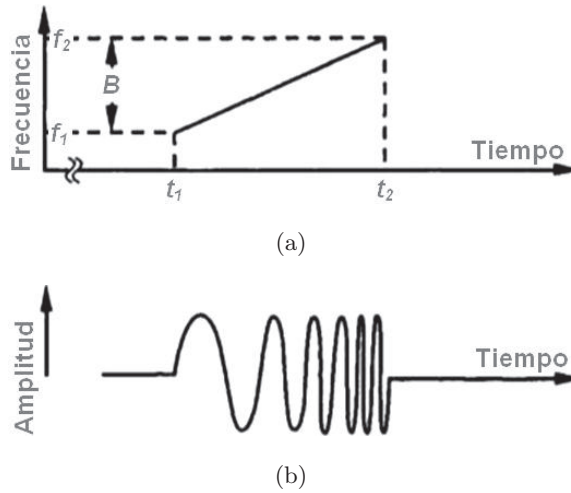


Figura 2.3: Forma de onda chirp: (a) Variación de la frecuencia con el tiempo (a) Forma de onda en el dominio del tiempo

de la distancia, ya que tiempo y distancia guardan una relación lineal) por medio de una transformada de Fourier, con lo que se consigue el perfil de alta resolución. Si se registra la respuesta en frecuencia del blanco para varios ángulos de aspecto, dentro un margen angular limitado, se puede, de un modo parecido, con una transformada doble de Fourier, lograr una imagen radar denominada *Inverse Synthetic Aperture Radar* (ISAR). Es una representación en dos dimensiones de la reflectividad del blanco para una dirección dada y, puesto que es distinta para cada blanco, se puede emplear en procesos de identificación como parte, por ejemplo de las técnicas no cooperativas, *Non-Cooperative Target Identification* (NCTI).

2.1.5. Soportes de blanco

Tres son las estructuras que se emplean principalmente para soportar o sustentar un blanco en una instalación de medida: las columnas de espuma (*foam*), los *pylon* metálicos y las cuerdas. Cada una de ellas tiene sus propias ventajas e inconvenientes.

Posiblemente la manera más sencilla de soportar un blanco durante un ensayo es apoyarlo sobre una columna cilíndrica fabricada con un material que presente una baja reflectividad (idealmente nula) y que, por lo tanto, deje pasar la mayor parte de la energía. Los materiales que se emplean para este fin son espumas obtenidas a partir de poliestireno o poliuretano, que presentan valores de constante dieléctrica muy

próximos al del vacío, lo que se traduce en una reflectividad baja [33]. El eco radar del producto final, es decir, de la columna cilíndrica completa, se puede atribuir a dos mecanismos. Por un lado la respuesta volumétrica y no coherente de las diminutas celdas que componen el interior de la columna y, por otro, la reflexión en su superficie. Esto motiva que densidad, grosor y forma de la columna influyan en su reflectividad. Una columna menos densa y delgada es más transparente, pero, a cambio, sólo soporta blancos más pequeños y ligeros. En cuanto a la forma, se puede hacer que el radio de la base inferior y superior sea distinto, dando lugar a una geometría de cono truncado. De esta manera, la onda proveniente de la antena de medida se encuentra con una superficie inclinada en lugar de con una completamente perpendicular, lo que es más conveniente. Siguiendo el mismo principio y dependiendo del margen angular que se desee medir, se puede dar a la columna una forma de diamante o de ojiva, con las aristas alineadas con el eje de medida. Esto consigue disminuir el eco de la columna para algunos ángulos de aspecto.

Una alternativa para poder medir blancos más pesados es usar un *pylon* metálico. Se trata de una estructura que aporta la consistencia y rigidez necesarias para poder soportar pesos elevados. Típicamente es, siguiendo lo que veníamos explicando para las columnas de *foam*, una torre inclinada con forma de ojiva. El objetivo es presentar una RCS baja, redirigiendo la energía hacia direcciones diferentes de la de incidencia. Los *pylon* metálicos no rotan, para presentar siempre su cara menos reflectiva a la antena de medida. Esto supone que el posicionador (o los posicionadores) necesario para hacer girar al blanco se debe situar en la base superior. Como consecuencia, hay que adaptar el blanco al posicionador, lo que en ocasiones se traduce en modificar físicamente el blanco. Este es uno de los inconvenientes de este tipo soporte. Otro, muy importante igualmente, que el acoplo mutuo o la interacción entre el blanco y la estructura metálica es mayor que en el caso de la columna de *foam*.

La tercera opción más empleada consiste en hacer uso de filamentos no metálicos o cuerdas para sustentar el blanco. Dada su escasa sección, resultan en una reflectividad baja. Estas cuerdas deben ser lo suficientemente fuertes para soportar el peso del blanco y la tensión a que se verán sometidas. Las soluciones de sustentación utilizando cuerdas dependen mucho de la naturaleza de la instalación donde se ubiquen y del blanco a medir, pero pueden ser muy imaginativas [34]. En cualquier caso, su principal desventaja radica en la dificultad de realizar medidas angulares, debido a los balanceos o movimientos oscilatorios que se producen tras cada giro y puede ser necesario emplear

instrumentación de medida gobernada por la información suministrada por un sistema de apuntamiento.

2.1.6. Técnicas de medida

El receptor de un sistema de medida impone unos límites a los niveles de señal que se pueden medir. El límite máximo es el de saturación del receptor, situación que se alcanza cuando no existe relación lineal entre la entrada al receptor y la salida, de modo que incrementos de la señal de entrada producen una salida máxima constante. Similarmente, en el límite inferior, nos encontramos con el mismo comportamiento entre la entrada y la salida cuando se alcanza el fondo de ruido o sensibilidad del receptor. La diferencia entre estos límites es lo que denominamos margen dinámico, que no es más que el rango útil para medir. Por encima del fondo de ruido del receptor, aparece el fondo de ruido de la instalación (*range background*), es decir, el nivel de señal que se mide en ausencia de blanco, debido a reflexiones indeseadas de la señal emitida y a interferencias electromagnéticas¹. A esto hay que añadir la respuesta del soporte empleado para sujetar el blanco. Todo esto hace que disminuya el margen efectivo de medida (figura 2.4).



Figura 2.4: Niveles de potencia relativa que afectan a la precisión de las medidas

Se puede diseñar el receptor para ampliar su margen dinámico, usando, por ejemplo, preselectores y amplificadores a la entrada y una configuración superheterodina que

¹Dependiendo de las características del receptor y de la cámara, estos niveles pueden estar intercambiados, es decir, el fondo de ruido del receptor por encima del de la cámara.

permita un ancho de banda de frecuencia intermedia reducido. Igualmente, un diseño apropiado de la instalación de medida y de los elementos empleados para sustentar el blanco pueden disminuir el ruido de fondo. Sin embargo este apartado no se centra en esos aspectos sino que se detiene en valorar aquellas técnicas que, dado un receptor y una instalación de medida determinado, permiten mejorar las capacidades de medida, sobre todo cuando se quieren medir niveles bajos. Se van a describir tres de las técnicas más populares: resta del fondo de la instalación (*background subtraction*), enventanado (*gating*) e integración coherente (*coherent integration*).

La técnica de *background subtraction* no es más que la versión actualizada de la cancelación con onda continua del apartado 2.1.4. En los sistemas coherentes modernos se puede almacenar digitalmente la medida del fondo de ruido de la instalación y el soporte (es decir, la configuración real de medida, pero sin blanco) y restarla luego vectorialmente (amplitud y fase), bien en tiempo real, bien en post-proceso, de la medida en la misma configuración pero con el blanco incluido [35].

Para que esta técnica sea efectiva se necesita que el entorno se mantenga muy estable durante el tiempo de medida, por lo que está menos indicada para instalaciones exteriores, sobre todo a altas frecuencias, y es más habitual emplearla en cámara. Por la misma razón, si se emplea un soporte que no sea cónico o cilíndrico en un barrido angular, el eco del mismo variará con el ángulo y, por lo tanto, el fondo de ruido de la instalación. Lo mismo pasa si la posición relativa de transmisor, soporte y receptor cambia. Como consecuencia, en tales circunstancias, se debe realizar una medida de *background* por cada ángulo, con el aumento del tiempo de ensayo que esto conlleva [36].

Por otro lado, la filosofía de esta técnica es eliminar el *background* (B) de la medida de *background* más blanco (B+T), dejando, idealmente, sólo la respuesta del blanco (T). Lo cual es sólo aproximadamente cierto, puesto que se apoya en el hecho de que incluir el blanco en el campo de medida no afecta al entorno. Y en realidad el blanco y la cámara sí interactúan, especialmente el blanco y el soporte. Además colocar el blanco ensombrece parte de la instalación que en la medida sin blanco contribuía a la medida de *background* que se utiliza para restar.

La siguiente técnica que vamos a ver es el enventanado (*gating*), que se emplea para seleccionar sólo aquella parte del eco recibido que sea debida al blanco. La discriminación se produce en el dominio temporal puesto que se basa en que las respuestas de obstáculos más próximos (o más alejados) al radar instrumental que el blanco, regresan antes (o después) al receptor que el eco debido al blanco. En este sentido el enventanado

es útil, entre otras, para las siguientes aplicaciones [37]:

- Eliminar respuestas fuertes que podrían saturar el receptor, como las fugas, reflexiones o acoplos que se puedan producir al transmitir.
- Eliminar respuestas indeseadas, como las reflexiones en paredes en un sistema interior.
- Discriminar en dos canales distintos dos blancos separados en distancia, uno para calibración y el otro para ensayo.
- Realizar perfiles de alta resolución.

Si bien la técnica de *gating* es inherente a los sistemas pulsados que vimos en el apartado 2.1.4 y se ha llevado a cabo tradicionalmente por hardware, los sistemas *stepped-frequency* actuales permiten también realizarlo por *software*, mediante procesamiento. En efecto, tras recolectar los ecos recibidos en una medida para un conjunto discreto de puntos en frecuencia, se puede pasar, mediante una transformada de Fourier, al dominio del tiempo. En ese instante se puede aplicar la ventana (*gate*) que se desee, para filtrar las respuestas indeseadas.

El inventariado es muy beneficioso y está muy extendido, pero no es la panacea. Algunas reflexiones por multi-camino de posibles *scatterers* anteriores al blanco pueden llegar al mismo tiempo que la respuesta del blanco, por lo que se colarían en la ventana de medida. Por otro lado, se debe seleccionar el ancho de ventana de modo que se reciba toda la respuesta del blanco pero esto incluirá la parte de la instalación que se encuentre a la misma distancia, por lo que su respuesta, incluida la del soporte se añadirá a la del blanco. El empleo de *background subtraction* mitiga este inconveniente.

La tercera técnica se denomina integración y, si bien puede aplicarse sólo a la amplitud de las respuestas recibidas, resulta más beneficiosa si se tiene en cuenta también la fase (*coherent integration*). Bien se haga por *software* o por hardware, con medios analógicos o digitales, su objetivo es siempre el mismo: aumentar la relación señal a ruido, *Signal-to-Noise Ratio* (SNR), siendo en este caso la señal, el eco deseado del blanco. Hay que entender el término integración como la media aritmética de múltiples señales recibidas.

Efectivamente, la integración coherente consiste en realizar M veces la misma medida (tomar M muestras), y dar como resultado la suma de lo medido dividido por M :

$$X = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M x(m) \quad (2.2)$$

La mejora se produce si las señales recibidas están contaminadas de ruido aleatorio. Esto es debido a que al sumar repetidas veces una misma medida, habrá una componente altamente correlada que se verá multiplicada, mientras que la parte incorrelada, no lo hará. Así, si asumimos que la amplitud media de la señal y del ruido es S y N respectivamente, la SNR en términos de potencia será $(S/N)^2$. Tras sumar M muestras consecutivas, la potencia de la parte de señal (aceptando que es idéntica medida tras medida) será $(MS)^2$. Sin embargo, el ruido, al ser aleatorio y estar incorrelado de 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 . La SNR final será $M(S/N)^2$ y M es conocida como la ganancia de integración. La parte que se mantiene prácticamente invariable muestra tras muestra es la que resulta beneficiada de esta técnica. Por ello sirve para mejorar la relación entre la respuesta del blanco y el ruido térmico, pero cuando el nivel en recepción del entorno y el soporte supera de forma estable el fondo de ruido, se muestra menos efectiva. No obstante, sí resulta más acertado el uso de esta técnica para mitigar el efecto de interferencias espúreas más probables en instalaciones de medida exteriores.

2.1.7. Patrón de referencia

En un sistema de medida, todos los parámetros de la ecuación radar (1.3) deberían poder conocerse, pues vienen fijados por la instrumentación y por la geometría de la instalación. Bastaría sólo despejar σ para obtener nuestra medida. Sin embargo, resulta mucho más fiable y preciso conseguir el efecto combinado de todos esos factores midiendo la RCS de un blanco conocido. A este blanco se le llama patrón y su medida se toma como referencia para luego comparar la RCS obtenida del blanco bajo test. A este procedimiento se le conoce como calibración absoluta o también se le denomina método de sustitución [38].

Los patrones son metálicos (o al menos con acabado metálico) y las geometrías que se emplean son simples. En general los requisitos que se piden son que se puedan fabricar con precisión, que sean manejables y que su RCS sea fácilmente calculable. Pero cada patrón tiene sus propias características y el uso de uno u otro dependerá de la medida que se quiera realizar y de las propias particularidades de la instalación.

Para el caso monoestático y co-polar (misma polarización en transmisión y recepción), la esfera, por ejemplo, es una de las geometrías más empleadas porque su RCS es constante (cuando el tamaño eléctrico de la esfera es grande) y además no depende del ángulo de incidencia. Sin embargo, el error que comete la instrumentación de medida depende habitualmente de la región del margen de medida (figura 2.4) en la que se esté trabajando y, por lo tanto, lo más idóneo es que el nivel de RCS del patrón sea del orden del esperado para el blanco bajo test. La relación entre la RCS de la esfera y su dimensión es modesta y para conseguir valores altos hacen falta esferas RCS grandes. Un cilindro es una alternativa con mayor respuesta y que, al menos para direcciones normales a la superficie curva, también es independiente de la incidencia. La placa plana tiene una mayor relación entre su nivel máximo de RCS y su dimensión y puede ser muy apropiada en muchas ocasiones. No obstante, ese valor máximo decae rápidamente cuando la incidencia no es normal y esto se agrava a medida que aumenta la frecuencia, con lo que este patrón es muy sensible al apuntamiento. Por ello, también se utilizan triedros o *corner reflectors* como patrones de referencia, ya que tienen un nivel máximo alto y son más insensibles al apuntamiento.

La realización de medidas más complejas requiere también blancos de calibración adecuados. Una medida en polarización cruzada necesita un blanco que depolarice fuertemente. Por ejemplo, el diedro está muy indicado en este caso, porque girado 22.5° ofrece una respuesta alta tanto en la componente contra-polar o *cross-polar* (es decir, la componente ortogonal a la transmitida) como en la co-polar.

2.2. Instalaciones exteriores

Una vez vistas algunas consideraciones generales sobre sistemas de medida de RCS, nos centramos ahora en particular en las instalaciones exteriores. Dejando al margen las medidas dinámicas, sería deseable realizar los ensayos estáticos de RCS en instalaciones interiores, bajo condiciones más controladas, pero algunos blancos son sencillamente demasiado pesados o tienen un tamaño eléctrico demasiado grande, y no queda otra alternativa que salir al exterior.

Como se ha visto en el apartado 2.1.2, las instalaciones exteriores son primordialmente de campo lejano, por lo que la aproximación a la condición de onda plana se logra mediante el alejamiento entre el radar y el blanco. Por otro lado, lo ideal es que las instalaciones exteriores se localicen en enclaves razonablemente apartados y alejados

de áreas pobladas de manera que se acerquen a la condición de propagación en espacio libre por la ausencia significativa de obstáculos y de señales espúreas provenientes de interferencias electromagnéticas. Sin embargo, aún logrando una ubicación exterior completamente aislada, la principal fuente de contaminación del campo incidente es la reflexión en el suelo. El control de esta señal constituye el principal objetivo de diseño de los sistemas *outdoor*. Se puede eliminar o al menos reducir drásticamente el efecto del suelo, paredes y techo en una instalación interior, pero es más difícil soslayar la presencia del suelo en un sistema exterior. La opción más efectiva suele pasar por asumir que está ahí y tratar de adaptarse a él.

2.2.1. Campos de medida en reflexión

Estas instalaciones, denominadas en inglés *ground plane ranges* intentan explotar la reflexión en el suelo para combinarla constructivamente con la incidencia directa. En efecto, en presencia de suelo (*ground plane*), el blanco es iluminado por dos campos distintos: uno que llega directamente de la antena transmisora y otro que lo hace tras reflejarse en el suelo. La energía dispersada por el blanco regresa a la antena receptora por los dos mismos caminos, de modo que la señal recibida es una combinación de cuatro componentes distintas que han seguido cuatro trayectorias de ida y vuelta (figura 2.5): *ABA*, *ABSA*, *ASBA* y *ASBSA*. La primera componente es la señal directa, la segunda y la tercera suponen una reflexión simple y la última una doble reflexión [37].

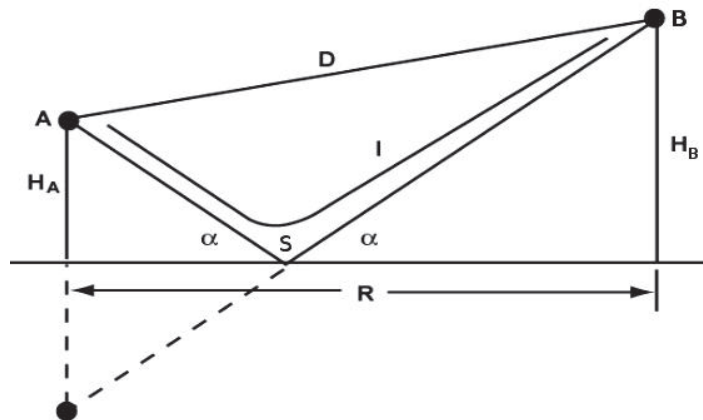


Figura 2.5: Geometría de los caminos de señal en un campo en reflexión

Ya que las componentes se suman como cantidades de campo (con amplitud y fase),

vamos a tomar la re-definición de la ecuación (A.11) para representar los ecos recibidos. Si denotamos como $\sqrt{\sigma_0}$ la RCS intrínseca del blanco, y teniendo en cuenta que la fase de cada componente recibida depende de la longitud del camino recorrido, la RCS efectiva sería

$$\sqrt{\sigma} = \sqrt{\sigma_0} \left[e^{j2kD} + 2\rho e^{jk(D+I)} + \rho^2 e^{jk2I} \right] \quad (2.3)$$

donde D e I son las longitudes de los caminos directo e indirecto respectivamente y ρ es el coeficiente de reflexión del suelo en el punto de reflexión S . Esta ecuación se puede reescribir como

$$\sqrt{\sigma} = \sqrt{\sigma_0} e^{j2kD} \left[1 + 2\rho e^{jk(I-D)} + \rho^2 e^{jk2(I-D)} \right] \quad (2.4)$$

$$\sqrt{\sigma} = \sqrt{\sigma_0} e^{j2kD} \left[\left(1 + \rho e^{jk(I-D)} \right)^2 \right] \quad (2.5)$$

en la que la expresión entre corchetes es el factor de mejora respecto al caso ideal de propagación en espacio libre (sin reflexión en el suelo). Se alcanza un máximo en dicha expresión cuando $I - D = m(\lambda/2)$, siendo m un entero impar. Las longitudes de los caminos se expresan en función de la altura del blanco y de la antena del siguiente modo:

$$I = \sqrt{(H_B + H_A)^2 + R^2} \simeq R + \frac{(H_B + H_A)^2}{2R} \quad (2.6)$$

$$D = \sqrt{(H_B - H_A)^2 + R^2} \simeq R + \frac{(H_B - H_A)^2}{2R} \quad (2.7)$$

donde se han realizado aproximaciones bastante asumibles porque prácticamente siempre la altura de la antena y la del blanco son sólo una pequeña porción de la distancia que los separa. Restando e igualando a $\lambda/2$ ($m = 1$) se obtiene

$$H_A H_B = R \frac{\lambda}{4} \quad (2.8)$$

El criterio de la ecuación (2.8) sitúa al blanco en el centro del primero de muchos lóbulos multi-camino verticalmente desplazados, que tienen un nulo en el suelo y a una altura de $2H_B$. Se usa $m = 1$ porque valores mayores disminuyen la anchura de dicho lóbulo principal [39]. También, como dicho criterio impone que el lóbulo principal sea mínimo en el suelo y en $2H_B$, el *taper* (la disminución gradual respecto al máximo) es más plano a medida que aumenta la altura del blanco. Luego la configuración ideal, respetando el mismo criterio, implica un blanco todo lo elevado posible y una antena

prácticamente a ras de suelo. Montar un blanco en un soporte muy elevado tiene limitaciones prácticas, y como siempre en ingeniería se trata de buscar una solución de compromiso.

La mejora que produce esta manera de medir con respecto al ensayo ideal en espacio libre es muy atractiva, pero también existen desventajas. Por ejemplo, un aumento de la ganancia de las antenas no mejora necesariamente el margen dinámico de medida porque la diferencia entre la ganancia en dirección al blanco y al suelo, puede empeorar la situación. Por otro lado, un campo de medida en reflexión supone una iluminación muy fuerte del suelo y las irregularidades que puedan existir en la superficie de los alrededores del punto de reflexión pueden alterar la medida. Para minimizar este efecto se intenta suavizar todo lo posible dicha región. Pero con todo, posiblemente, la principal desventaja de esta instalación sea la dependencia de las dimensiones físicas de la misma con la frecuencia (ecuación (2.8)) lo que le resta versatilidad y supone, en ocasiones, tener dispuestos en el mismo emplazamiento varios campos de medida con distintas configuraciones para medir en distintas bandas.

2.2.2. ¿Evitar el efecto del suelo?

Hay ocasiones en que en lugar de tratar de aprovechar la reflexión en el suelo, conviene más hacer lo posible para eliminarla. Las razones son variadas [39]. Por ejemplo, precisamente, para no tener que modificar la configuración del campo de medida. En muchas situaciones de medida lo que se quiere es realizar ensayos a distintas frecuencias y esto supone, en un campo de medida en reflexión, variar la altura de la antena o del blanco o la distancia entre ambos. A costa de sacrificar la mejora producida por el suelo, se pueden mantener fijas las posiciones de la instalación, siempre y cuando se consiga vencer el efecto de la reflexión. Por otra parte, a medida que aumenta la frecuencia, las rugosidades de la superficie en torno al punto de reflexión van siendo mayores en términos de longitud de onda y obtener, pero sobre todo mantener, unas imperfecciones que afecten poco a la medida va siendo más complicado.

Una manera de tratar de minimizar la reflexión en el suelo es hacer uso de una valla (*radar fence*) situada entre la antena y el blanco de modo que oculte la zona alrededor del punto de reflexión [40]. Esta valla es típicamente metálica, para evitar que la energía se transmita a través de ella, y está inclinada de manera que refleje el campo incidente en una dirección distinta de la del radar. Sin embargo, la difracción producida en el

borde superior de la valla puede continuar su propagación hacia el blanco y hacerlo nuevamente por dos caminos: el directo y el reflejado en el suelo. Para atenuar la difracción se puede optar por un borde en forma de diente de sierra y para frenar la propagación hacia el blanco se pueden poner más vallas. No obstante, la difracción en el último borde superior siempre podría alcanzar al blanco. Además las vallas deben ser generalmente grandes para favorecer la ocultación y optimizar su despliegue en el campo de medida se convierte en una tarea pesada. Hay poca documentación discutiendo el rendimiento de las *radar fences* y las instalaciones que optaron por usarlas han ido retirándolas [41].

Otra opción que se ha probado es el campo de medida en forma de cuña o V-invertida, llamado así porque consiste en disponer en el suelo un montículo con esa forma a lo largo de la línea imaginaria que une al radar y al blanco en el campo de medida [37]. El montículo puede ser de tierra, pero debe recubrirse de asfalto o cemento para retardar la erosión. La filosofía es la misma: evitar la reflexión en el suelo y dirigir la energía hacia direcciones distintas de las del radar o el blanco. Para ello, el borde debe ser más bien agudo en lugar de redondeado y los lados inclinados deben ser razonablemente rectos. De nuevo, las instalaciones de medida que probaron esta alternativa, como la de *The Teledyne Micronetics Company*, en San Diego, Estados Unidos, terminaron desechándola [39].

En [37] también se sugiere la posibilidad del campo de medida elevado, que se emplea en medida de antenas [42]. Consiste en utilizar soportes muy altos para el radar y el blanco (o aprovechar una depresión natural del terreno, como en la instalación de La Turbie, Francia [43]) y antenas muy directivas para alejar el efecto del suelo. Sin embargo, el propio documento advierte que las instalaciones de este tipo para medida de RCS son muy raras.

A raíz de lo visto en este apartado, parece que las alternativas empleadas para evitar la reflexión en el suelo no se han mostrado realmente efectivas, y el consenso general es que, en los campos exteriores, resulta preferible adaptarse a la existencia del suelo, que eliminarlo [41].

2.3. Cámaras anecoicas

Si bien se puede considerar que una instalación interior es aquella que simplemente cumple el propósito de servir de refugio a la intemperie, la inmensa mayoría de los

sistemas de medida de sección transversal radar se alojan en las denominadas cámaras anecoicas (literalmente cámaras sin eco), que se diseñan especialmente para suavizar las reflexiones de las paredes, suelo y techo.

Medir en el exterior tiene desventajas claras frente a medir dentro de una cámara [44]. Posiblemente el mayor contratiempo en un campo de medida exterior es tener que lidiar con los fenómenos meteorológicos. No se puede medir un blanco bajo la lluvia, debido a que modifica el coeficiente de reflexión del suelo y a que las gotas también dispersan la energía electromagnética. Muchas instalaciones se tratan de ubicar en climas secos, pero el viento también es un problema grave y los cambios de temperatura, presión y humedad alteran las condiciones de medida y afectan al mantenimiento de todo el equipamiento del campo.

Los campos exteriores son caros. Se emplean sobre todo para medir blancos eléctricamente grandes, lo que supone, en muchas ocasiones, instalaciones de centenares de metros o de algunos kilómetros. Ese terreno hay que adquirirlo, acondicionarlo y luego mantener en buenas condiciones toda la instalación. Además, los blancos ensayados suelen estar sujetos a restricciones de seguridad y por lo tanto se debe delimitar el perímetro e imponer medidas de vigilancia, no sólo en el interior del mismo sino también en los alrededores, para no comprometer visual o electromagnéticamente al blanco. Sin embargo, siempre se está sujeto al paso de aviones o satélites. Por ello, es habitual disponer una zona de exclusión aérea y, aunque los horarios de paso de los satélites son conocidos, eso no quita el trastorno que supone tener que ocultar un blanco, ante la posible amenaza de potenciales observaciones. En ocasiones, para evitar el espectro visible se mide de noche, pero lógicamente, esto dificulta la manipulación de los equipos.

Las interferencias electromagnéticas pueden comprometer un ensayo, y por ello, además de por motivos de seguridad, los campos exteriores de medida se acostumbran a emplazar en zonas aisladas y poco pobladas. Desde el punto de vista práctico, esto supone también una desventaja, puesto que la eficiencia de la instalación disminuye por las dificultades logísticas y de recursos humanos. Pensemos en lo ventajoso que resulta en este sentido tener una instalación de medida de RCS a mano, en un edificio más de los que componen una universidad, una empresa aeronáutica o una base militar, por ejemplo.

Se puede comprender que medir en el interior de una cámara supera todas estas desventajas ya que implica protección frente a las condiciones meteorológicas y ambientales exteriores, menor necesidad de terreno, muchos menos problemas de seguridad,

aislamiento de interferencias y emplazamiento más conveniente. Lógicamente, no puede ser más que a costa de una serie de inconvenientes. El principal, seguramente, la limitación de su tamaño, algo que viene motivado por consideraciones económicas. En efecto, si bien el coste de una instalación exterior de medida es elevado, no por ello debemos pensar que una cámara anecoica es especialmente barata. Hay que construir un recinto que, normalmente debe aislar del exterior, es decir, apantallado, y recubrirlo interiormente con material absorbente, que es costoso. A eso hay que añadir (eso sí, al igual que en un campo *outdoor*) los posicionadores, soportes, antenas, radar instrumental, cables y demás equipamiento. Si las dimensiones de la cámara son grandes, el coste se eleva notablemente, algo que se agrava más en una configuración de campo compacto que veremos más adelante, puesto que el reflector (o los reflectores) necesarios deben seguir unas pautas de construcción, mecanizado, acabado y mantenimiento que limite al máximo las posibles imperfecciones, lo cual encarece estos elementos. Con todo, una instalación interior de medida de RCS puede superar en coste a una exterior y por ello son mucho más pequeñas de lo que desearíamos. Una cámara de 60 m de longitud ya es bastante grande. Hay algunas pocas mayores pero lo habitual es que sean más pequeñas [45]. Por lo tanto, las dimensiones de una cámara simplemente no permiten cumplir la condición de campo lejano más que para blancos de un tamaño moderado.

El recinto cerrado que conforma una cámara anecoica impone fuertes reflexiones de las paredes, suelo y techo, que suponen la principal fuente de contaminación de la medida. Hay que poner especial cuidado en el diseño de la cámara y, sobre todo, es imprescindible usar recubrimientos absorbentes para mitigar esta adversidad. Aún con eso, el ruido de fondo (*backgorund*) o el *clutter* (respuesta al radar indeseada en una medida) puede ser mayor que en el espacio libre y es más habitual emplear técnicas de medida para mejorar las condiciones de ensayo.

Finalmente, una cámara anecoica es, por lo general, menos versátil. Una vez construida con unas determinadas dimensiones, para funcionar a una determinada frecuencia, empleando un determinado absorbente... es difícil hacer modificaciones. Algo que, por el contrario, presenta menos inconvenientes en el exterior.

2.3.1. Geometría de la cámara

Aunque los campos compactos se han ido extendiendo desde su concepción como una buena opción de sistema *indoor*, el menor coste de implantación y mantenimiento y

la mayor facilidad de manejo, han hecho que los sistemas interiores de campo lejano sean los más mayoritarios y populares. Su funcionamiento es el esperado: tratar de aproximar la iluminación por onda plana alejando antena y blanco hasta cumplir la condición de campo lejano (ecuación (A.12)). Esto supone que un campo recto para medida de RCS en una cámara anecoica, consiste, básicamente, en un prisma rectangular recubierto de material absorbente, con una antena en un extremo y el posicionador y soporte para el blanco en el otro.

Pese a que todo el interior se recubra de material absorbente, no se puede acercar todo lo que se quiera el blanco al fondo de la cámara puesto que existe una fuerte influencia, por iluminación directa, de la pared posterior. Además, al igual que ocurría en los campos de medida en reflexión (apartado 2.2.1) se producen fenómenos de *multi-path* por reflexión en el techo, en el suelo y en las dos paredes. Se pueden emplear técnicas de enventanado, bien por hardware, bien por *software*, para filtrar las respuestas que regresen a la antena más tarde que la del blanco. Para ello, Pellet recomienda situar el blanco al menos a una distancia de los límites de la cámara de $3D$, siendo D la mayor dimensión del blanco [44].

La cámara en forma de prisma es la más habitual porque es también la más conveniente desde el punto de vista de la construcción. Sin embargo, no es la mejor opción electromagnéticamente hablando debido a las fuertes reflexiones en las paredes internas. Se han propuesto algunas otras geometrías. Uno de los primeros intentos es la que en la literatura se conoce como cámara acanalada (*fluted chamber*), y que propuso durante un tiempo la *Emerson & Cumming Company*. La idea consiste en hacer un canal longitudinal con forma de V invertida a lo largo de la cámara en el techo, el suelo y las paredes laterales, para lograr el mismo propósito que se pretendía con esta misma geometría en las instalaciones de medida exteriores: dirigir las reflexiones provenientes de la antena transmisora hacia regiones alejadas de la zona de medida y las provenientes de la respuesta del blanco hacia regiones alejadas de la antena receptora. Sin embargo, al igual que en aquel caso, esta iniciativa no cuajó. No hay datos útiles que permitan juzgar la efectividad de la *fluted chamber* porque la compañía decidió abandonar el diseño. Y es que casi al mismo tiempo se comenzó introducir el novedoso diseño de cámara en forma de bocina (más conocida en inglés como *tapered chamber*), y su popularidad sugiere que era más efectiva y esto motivó el abandono de la cámara acanalada [45].

La *tapered chamber* consta de dos partes (figura 2.6(b)). Una de ellas, la zona

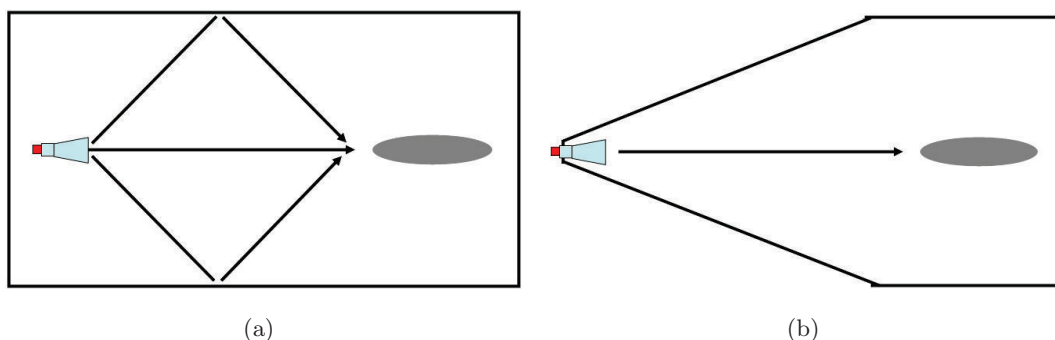


Figura 2.6: Geometrías de cámaras anecoicas: (a) Cámara rectangular (b) Cámara abocinada (tapered), con menor perturbación debida a multi-trayecto en la zona de ensayo

de ensayo, es rectangular y ocupa de un tercio a la mitad de la longitud total de la cámara. La otra, es una transición piramidal hasta el lugar en el que se ubica la antena. El objetivo es acercar las paredes a la antena de modo que se minimicen las reflexiones y que la parte estrecha de la cámara se comporte como una extensión de la antena, a modo de bocina. El concepto fue publicado por primera vez en [46], y en [47] se hicieron las primeras pruebas comparativas con las cámaras rectangulares probando que las reflexiones en la zona abocinada disminuían notablemente. Esto permite abaratar costes en el material absorbente a emplear en esa parte, lo que puede compensar, por otro lado, el incremento que supone un diseño más difícil de llevar a cabo como este. Sin embargo, la proximidad de las paredes provoca, por efecto imagen, un patrón de interferencia que es más acusado a medida que aumenta la frecuencia [48]. Por ello, estas cámaras han llegado hasta nuestros días como una alternativa a las instalaciones tradicionales sobre todo a baja frecuencia.

2.3.2. Material absorbente

Aunque el diseño de la propia geometría de la cámara puede disminuir el efecto del multi-camino, finalmente se hace necesario emplear material absorbente para reducir las reflexiones en paredes, techo y suelo a niveles asumibles. Afortunadamente, dado su emplazamiento, los requisitos de estos materiales son más flexibles en términos de grosor o comportamiento mecánico que los que se emplean en aviones u otras plataformas militares para reducir su RCS. Esto permite también lograr valores de absorción más elevados para mayores anchos de banda. Básicamente, la idea principal para lograr la

absorción consiste en hacer que la señal incidente atraviese un material en el que, por efecto Joule, la energía se disipa en forma de calor. Para esto hace falta que el material conduzca, pero con dificultad, es decir, que sea resistivo. Por lo tanto, los materiales idóneos para esta labor son los semiconductores. De entre ellos, el más empleado por su mayor facilidad de obtención, es el carbono.

Para aumentar la absorción hay que lograr que la forma física del material permita la penetración de la onda incidente, y que una vez dentro deba recorrer largos caminos por delgadas capas de material resistivo. Tiley ya apuntó que la manera consistiría en “suspender partículas de carbono o algún otro material resistivo en el interior de algún, plástico, resina sintética o algún otro material dieléctrico” [49]. Emerson revisó los intentos más tempranos en [50]. Los absorbentes que usamos hoy en día siguen el mismo concepto. La mayoría están fabricados en espumas de uretano que una vez cortadas se aprietan y se sumergen en un baño que contiene partículas de carbono suspendidas. Una vez allí, las espumas se dejan libres y se expanden, de modo que su laberinto de células se va empapando de las partículas de carbono. El proceso se repite varias veces. Finalmente se deja secar y se pinta con una mezcla que contiene elementos que retardan la propagación del fuego.

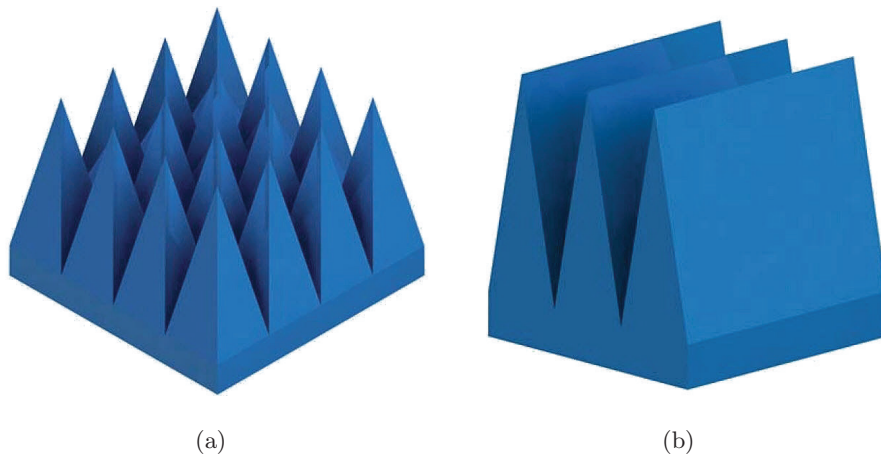


Figura 2.7: Geometrías más comunes en absorbentes de cámara: (a) Pirámide (b) Cuña

Las geometrías más empleadas hoy día son la pirámide y la cuña, como vemos en la figura 2.7. El diseño en forma de pirámide es esencial para lograr mayores niveles de absorción. Si el material fuese una plancha de espuma plana y uniforme, las reflexiones en la cara frontal y posterior, degradarían la capacidad de absorción. Se puede intentar

que la densidad de partículas de carbono vaya aumentando con el grosor de la espuma, pero el diseño en pirámide es más efectivo. Al fin y al cabo hay que entender que el material debe realizar una adaptación de impedancias desde un medio, el aire, con una impedancia característica de 377 ohm, hasta otro, el medio sobre el que se apoye el absorbente, que tendrá una impedancia muy baja, cuando no nula si es un metal. La pirámide permite una transición gradual de un medio al otro con mínimas reflexiones si está diseñada correctamente. En este sentido, pese a que se desarrollen con el objetivo de que la energía se transmita al material, no hay que obviar que parte de la misma se reflejará en las caras de la pirámide. El ángulo que forma cada pirámide con su adyacente ha de provocar múltiples reflexiones entre las mismas, cada una de ellas con una porción menor de la energía puesto que en cada nueva incidencia parte se transmite al material. El objetivo del diseño es que, en la medida de lo posible, la onda incidente quede atrapada en el material y no se refleje.

Las pirámides tienen un óptimo comportamiento bajo incidencia normal, y el nivel de absorción se va degradando a medida que aumenta el ángulo de incidencia. Por este motivo es habitual utilizar este material, al menos, en la pared posterior de la cámara, la que se sitúa tras el blanco. La geometría en cuña, por el contrario, está más indicada en otras ocasiones. Si nos fijamos tiene la forma de V-invertida que hemos visto en anteriores apartados, y, efectivamente está pensada para ser colocada paralela al eje de la cámara, en el suelo, techo y las paredes laterales. La capacidad de absorción de estos materiales depende principalmente, además del ángulo de incidencia, del grosor de los mismos en términos de longitud de onda, siendo mayor cuanto más gruesos sean. Pero evidentemente, cuanto más gruesos, más caros.

2.4. Campos compactos

En las instalaciones *indoor* tradicionales, basadas en la filosofía de campo lejano, existe una fuerte limitación del tamaño del blanco a medir. Siguiendo el criterio de $2D^2/\lambda$, un blanco de 3 m a 10 GHz requiere un campo de medida de 600 m de longitud. Los campos compactos representan un intento exitoso de incrementar el tamaño del blanco que se puede medir en el interior de una cámara con unas dimensiones dadas. Como ejemplo, dos de los compactos más grandes construidos, originariamente de la *Boeing* y la *McDonnell Douglas* [51], son capaces de medir un blanco de 10 m a una frecuencia de hasta 35 GHz, algo imposible en un campo estático exterior.

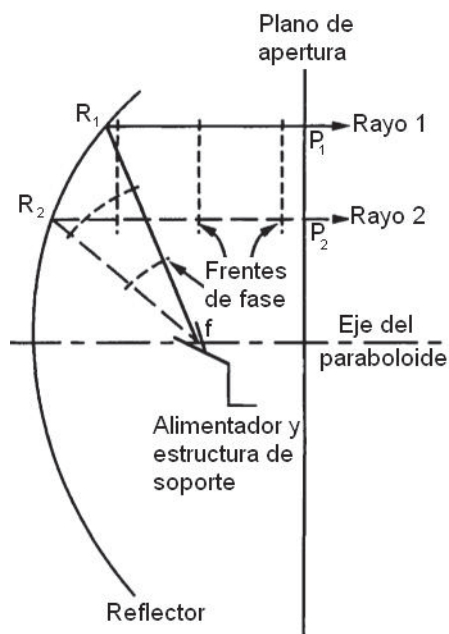


Figura 2.8: Principio de generación de una onda plana por reflexión en un paraboloide

2.4.1. Principio de funcionamiento

El concepto de campo compacto se apoya en la premisa de que se pueden construir objetos capaces de colimar una onda esférica para producir una onda plana. Y así es. Existen principalmente dos tipos de colimadores de este tipo: las lentes y los reflectores. Mentzer propuso el uso de lentes en [52] y durante un tiempo se investigó en este sentido, pero los reflectores acabaron presentando más ventajas y las lentes no han gozado de mucha popularidad comercial. Uno de los principales inconvenientes es que la lente hay que situarla entre la antena y el blanco, mientras que con los reflectores, antena y blanco pueden estar en el mismo lado, lo que supone un importante ahorro de espacio. Además, fabricar grandes lentes para grandes cámaras supone un reto mucho mayor que el de construir grandes reflectores metálicos, que ya de por sí es difícil.

El reflector más simple que se puede usar en un campo compacto es un paraboloide, forma que se obtiene al revolucionar una parábola alrededor de su eje. Tiene la propiedad de que cuando un punto del mismo es iluminado por una fuente situada en el foco, la reflexión producida es paralela al eje. Además, los caminos que hay recorrer para lle-

gar desde el foco a los puntos P_1 y P_2 del plano perpendicular al eje, tras reflejarse en los puntos R_1 y R_2 de la superficie del paraboloide, tienen la misma longitud [53]. Esto supone que, puesto que salen del foco con la misma fase, tienen, en ese plano, también la misma fase. Sin embargo, pese a que la fase es correcta, no se puede decir que se ha conseguido una onda plana porque la amplitud no es constante. Como la distancia a R_1 y a R_2 no es la misma, la amplitud del campo que alcanza dichos puntos es también distinta y por tanto la del campo reflejado. En efecto, existe una ligera variación (*taper*) en la amplitud del campo que llega al reflector inherente a este tipo de diseño.

El primer uso práctico de un paraboloide como reflector para realizar medidas de RCS se atribuye a Johnson [54], que pone de manifiesto que un frente de onda esférico puede ser convertido en una onda quasi-plana gracias a un reflector de ese tipo (al menos durante una longitud de varios diámetros del reflector, luego divergería). *Scientific Atlanta*, un fabricante de sistemas comerciales de medida de antenas, fue el que antes apostó por este nuevo concepto y pronto se dio cuenta de que si se tuviese que emplear todo el paraboloide para lograr la colimación, la antena, o alimentador (*feed*) en terminología de campos compactos, supondría un estorbo para la medida. Pero las características de esta geometría son iguales en toda su superficie, y cómo se aprecia en la figura 2.8, basta con una porción.

La zona de medida en que las condiciones de uniformidad de campo se mantienen dentro de unos límites aceptables, se denomina zona quieta y se ve afectada por diversos factores. En primer lugar, a medida que aumenta la frecuencia las pequeñas imperfecciones en la superficie del reflector son mayores en términos de longitud de onda y provocan dispersión difusa que contamina la zona quieta, provocando un efecto de rizado. Esto implica que los reflectores de las instalaciones de este tipo deben tener un acabado óptimo y deben ser tratados con cuidado, estando sujetos a un mantenimiento adecuado y aislados de grandes variaciones en las condiciones ambientales. Por otro lado, lo deseable es lograr una zona quieta tan grande como sea posible en relación al tamaño del reflector, pero una iluminación completa de la superficie conduce inevitablemente a discontinuidades de campo en los bordes que provocan fenómenos de difracción. Parte de los campos difractados se propagan hacia la zona quieta, generando también un efecto de rizado. A lo largo de los años se han probado varias aproximaciones para maximizar la zona quieta, dado un tamaño de reflector, al mismo tiempo que se minimizan las consecuencias de la difracción. La idea básica consiste en conseguir una variación en la amplitud del campo (de manera geométrica o electromagnética)

que reduzca el nivel de difracción en la zona quieta. Se han usado principalmente tres alternativas: bordes serrados, borde redondeados o una configuración de doble reflector, si bien en ocasiones también se ha contemplado la posibilidad de emplear recubrimientos de material absorbente [48]. No se puede decir que ninguna sea claramente mejor, porque todas tienen sus ventajas e inconvenientes y las consideraciones de eficiencia y coste tienen un peso importante en la decisión por una u otra opción.

Las primeras pruebas realizadas con los primeros sistemas que desarrollaron en *Scientific Atlanta* pusieron de manifiesto el problema de la difracción. Para mitigar este efecto indeseado apostaron por serrar los bordes (darles una forma de diente de sierra [55]) con un diseño tal que se evite, en la medida de lo posible, que los rayos difractados según el cono de Keller se dirijan hacia la zona quieta. Otra alternativa, desarrollada por la *Ohio State University* (OSU) [56], propone redondear los bordes para suavizar la difracción y convertirla en reflexión que se propaga hacia direcciones alejadas de la zona quieta. La tercera alternativa, que presenta además otras ventajas, se detalla a continuación.

2.4.2. Doble reflector

Intentar maximizar la iluminación de la superficie de un reflector grande para obtener una zona quieta grande provoca graves problemas de diseño del *feed*, en términos de ancho de haz y por tanto de *taper* de amplitud. Sin embargo, para un tamaño de reflector dado, la variación en amplitud disminuye aumentando la distancia focal [51]. Un sistema de campo compacto con un único reflector impone limitaciones físicas a dicho aumento de la distancia focal. Por el contrario con dos reflectores, la distancia focal efectiva se aumenta con más sencillez y, además como el ancho de haz necesario para iluminar al subreflector es más pequeño, el diseño de *feed* se simplifica. Todo ello redundando en un *taper* de amplitud menor.

Las figuras 2.9 y 2.10 muestran dos configuraciones de esta propuesta: la Gregoriana y la de Cassegrain, respectivamente. La diferencia entre ambas es la localización del foco del reflector principal, que en el caso Gregoriano se encuentra entre los dos reflectores y en el caso de Cassegrain tras el subreflector, algo debido a la forma cóncava o convexa del subreflector empleado en cada caso.

Las figuras ponen de manifiesto que en la configuración Gregoriana el subreflector principal debe ser más alto y tener más curvatura que el de la otra configuración. Esto

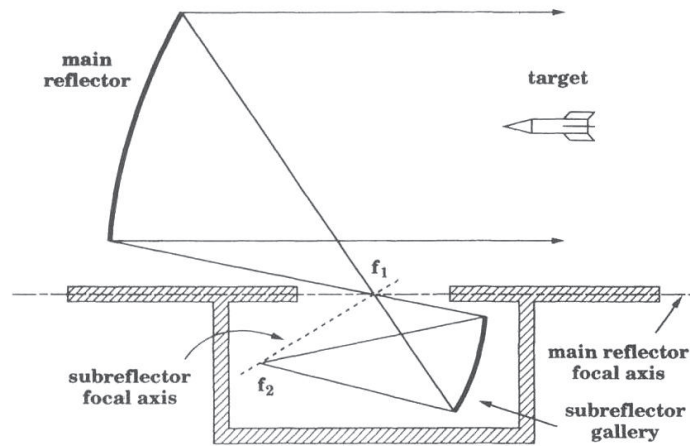


Figura 2.9: (Tomada de [51]) Configuración Gregoriana de campo compacto. El foco del reflector principal se encuentra entre los dos reflectores

implica emplear un *feed* con más ancho de haz, lo que hace su diseño más complicado. En segundo lugar, el *feed* en el caso Gregoriano se sitúa por debajo del eje focal del reflector principal, al contrario que en la configuración de Cassegrain, por lo que la dimensión vertical total de la cámara debe ser mayor para albergar un sistema Gregoriano que uno de Cassegrain. Todo parece indicar que la opción de Cassegrain, promovida originalmente por la *Harris Company* [57] es mejor que la Gregoriana, investigada en la OSU [58]. Sin embargo, la ventaja de la propuesta Gregoriana radica en la apertura de la galería que alberga al subreflector y a la antena. Esta apertura debe ser lo suficientemente grande para permitir el paso cómodo de los rayos hacia y desde el reflector, pero a su vez lo más pequeña posible para evitar posibles contaminaciones de la zona quieta por iluminación directa, reflexiones indeseadas en el interior de la galería o por la difracción del subreflector. Los investigadores de la OSU argumentaban que su diseño minimizaba este problema, debido a la menor apertura necesaria. Sin embargo, esto no quedó fehacientemente demostrado [51].

Existe otra alternativa de campo compacto con dos reflectores, empleada inicialmente por *March Microwaves* [59], y basada en el uso de la parte con curvatura simple de cilindros parabólicos [60], tanto para el reflector principal como para el subreflector. Los reflectores se disponen de manera que la onda esférica proveniente del *feed* se colima en elevación o acimut en el subreflector y, a continuación, se colima en la otra dimensión en el reflector principal. Una de las ventajas de este esquema es que la simple

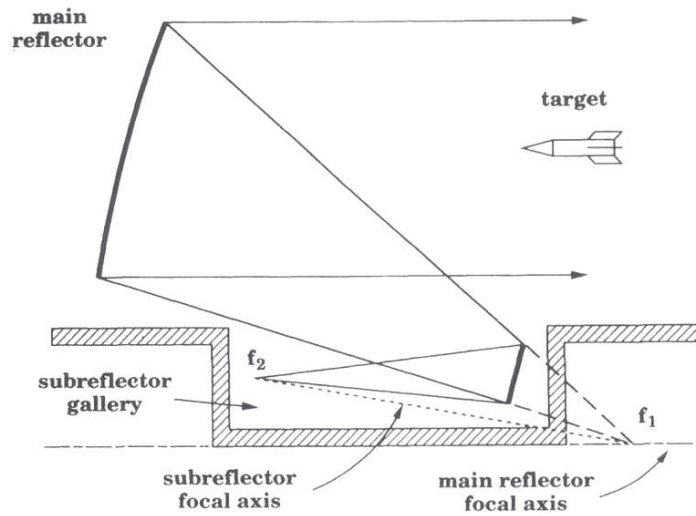


Figura 2.10: (Tomada de [51]) Configuración Cassegrain de campo compacto. El foco del reflector principal se encuentra detrás del subreflector

curvatura de estos reflectores es más fácil de mecanizar y se pueden conseguir piezas más precisas a un menor coste.

Usar dos reflectores en lugar de uno tiene ventajas que se traducen en una mayor pureza de la zona quieta. Sin embargo, todo ello es a costa de una mayor complejidad e inversión económica provocada, sobre todo, por el hecho de que las dimensiones totales de la cámara deben ser mayores y porque se necesitan dos reflectores muy precisos en lugar de uno.

2.5. Medidas en campo cercano

Hemos visto a lo largo del capítulo que cumplir la condición de campo lejano limita el tamaño de los blancos que podemos medir. Esto provocó que se comenzase a investigar para tratar de solventar esta limitación y pronto se llegó a la solución aportada por los campos compactos. La investigación continuó y, primero para el caso de antenas, se comenzaron a desarrollar teorías para medir a distancias más cortas que la que impone dicha condición.

Los primeros esfuerzos se basaron en que se puede calcular la configuración de campo que rodea a una antena si se conoce la distribución de corrientes o de cargas sobre la estructura de la misma. Sin embargo, la dificultad para realizar en la práctica las

medidas pertinentes y la menor precisión conseguida con este método, popularizaron la otra opción. Esta segunda alternativa se fundamenta en el hecho de que un campo electromagnético arbitrario se puede expresar como una combinación lineal de un conjunto de soluciones ortogonales en un sistema de coordenadas apropiado. Es decir, cabe el desarrollo del campo en una expansión modal o sumatorio o espectro de modos. Las amplitudes y las fases de estos modos se pueden derivar a partir de medidas en campo cercano realizadas sobre una determinada superficie y el conocimiento de la amplitud y fase de cada componente de la expansión modal permite una completa descripción del campo lejano radiado. El diagrama de la sonda empleada en la medida también se puede desarrollar de la misma forma y la ponderación que introduce en cada componente de la expansión del campo cercano medido se puede eliminar.

Así pues, la teoría precisa muestrear el campo cercano radiado en distintos puntos de una superficie y luego realizar una transformación a campo lejano. Tres son las principales expansiones modales que se han propuesto: plana, cilíndrica y esférica. La primera de ellas se explicó en [61], aunque Kerns y Dayhoff desarrollaron a continuación la aproximación de la *Plane Wave Scattering Matrix* (PWSM) [62]. Kerns se dió cuenta de las aplicaciones de este método y en [63] discutió la posibilidad de hacer medidas en campo cercano con corrección de sonda, algo que concretaría más adelante, en el primer trabajo que utilizaba este método para transformar campo cercano a campo lejano incluyendo corrección de sonda [64].

El primer artículo sobre escaneo en campo cercano con corrección de sonda para una superficie cilíndrica fue escrito por Brown y Jull, como parte de la tesis de Jull [65] y resolvía el problema en dos dimensiones, es decir, con independencia de z . Sin embargo, una implementación práctica necesitaba una teoría en tres dimensiones y esta fue llevada a cabo en primer lugar por Leach y Paris [66]. Por su parte, la expansión modal con corrección de sonda en ondas esféricas fue resuelta en Dinamarca por Jensen [67]. Su solución era matemáticamente rigurosa, pero suponía la inversión de grandes matrices y un coste computacional elevadísimo para la época. Wacker [68] y el propio Jensen [69] pronto propusieron alternativas que reducían considerablemente dicho coste. Otra alternativa popular es la que aparece en [70, 71].

Hoy en día la tecnología para medir antenas en campo cercano es lo suficientemente madura y se pueden encontrar soluciones comerciales para los tres tipos de escáneres. Las configuraciones más habituales se aprecian en la figura 2.11. En el escaneo sobre una geometría plana, la antena bajo test, *Antenna Under Test* (AUT), está fija y es una

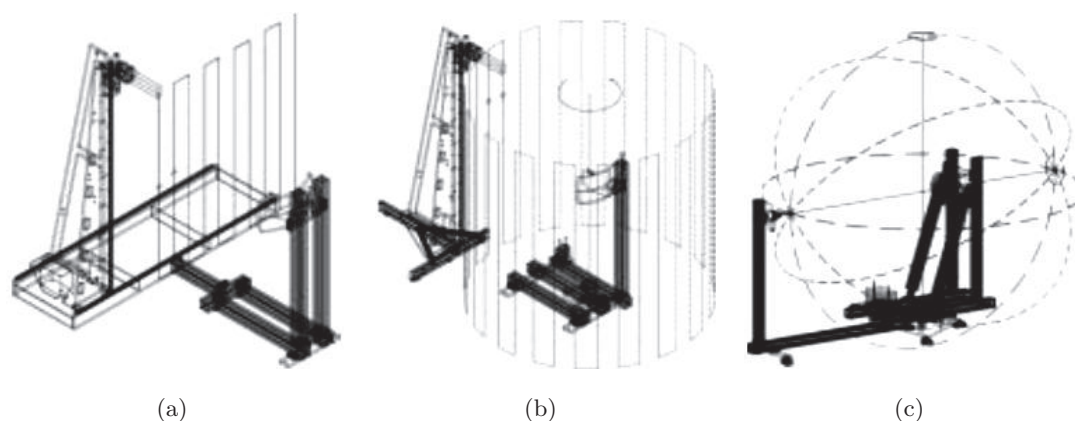


Figura 2.11: Geometrías de sistemas de medida de antenas en campo cercano: (a) Plana (b) Cilíndrica (c) Esférica

sonda la que se mueve a lo largo de un plano situado frente a ella, realizando las medidas pertinentes. La conversión de campo cercano a campo lejano se reduce a la realización de una transformada de Fourier. Sin embargo, el mero hecho de que la superficie de escaneo sea finita se traduce en un enventanamiento de los campos muestreados, que al fin y al cabo da lugar a distorsiones por efecto del truncamiento. La solución de la geometría cilíndrica involucra funciones de Bessel, haciéndola más complicada que la anterior, pero, a cambio, la superficie de medida envuelve mucho más a la AUT, con lo que los errores debidos al truncamiento son menores. Lo habitual en este caso es que la AUT se coloque sobre un posicionador de acimut y la sonda tome medidas frente a ella moviéndose en dirección vertical, de modo que el movimiento combinado conforma un cilindro alrededor de la AUT. Por último, en las medidas esféricas, la sonda mide desde una posición fija, mientras que la AUT está en un posicionador de elevación sobre acimut, cuyo movimiento conjunto dibuja una esfera. Los errores por truncamiento desaparecen en la geometría esférica, ya que ésta rodea totalmente a la antena, y los campos hallados son del todo exactos. En la formulación matemática aparecen funciones de Hankel y polinomios de Legendre, lo cual la hacen la más complicada de las tres formulaciones. Sin embargo, con el gran avance que se ha producido en la capacidad de memoria y la velocidad de cálculo de los ordenadores, los problemas matemáticos quedan hoy en segundo plano.

Visto esto, se puede entender que la opción con geometría plana se emplea para medir antenas con alta directividad, mientras que la opción cilíndrica permite también

medir antenas que radian la mayor parte de su energía en el plano perpendicular a la superficie del cilindro y prácticamente nada hacia arriba o hacia abajo, y la geometría esférica permite medir todo tipo de antenas. Sin embargo, aquellas antenas que sean pesadas o difíciles de maniobrar pueden comprometer el uso de la geometría cilíndrica o la esférica.

Asuntos como el paso mínimo necesario para tomar cada muestra en las tres geometrías, o el tamaño de la superficie a escanear han sido resueltos a lo largo de los años. Johnson hizo una revisión de las técnicas de transformación en [72] y posteriormente Yaghjian presentó una actualización [6]. Ambos son dos excelentes puntos de partida para el lector que quiera comenzar a investigar en el tema de las medidas de antenas en campo cercano. Se pueden sumar el número especial de junio de 1988 del *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, y los libros de Hansen [73], Slater [74] y Gregson *et al.* [75].

2.5.1. Sección transversal radar en campo cercano

Las teorías de medida de antenas en campo cercano se han intentado adaptar para RCS, pero, en este caso, no se ha alcanzado aún la madurez suficiente. Y es que medir RCS en campo cercano supone un reto más complicado porque el blanco no radia *per se*, sino que hay que iluminarlo y, en ese momento, bajo el efecto del campo incidente, escanear el campo dispersado a su alrededor. Eso sí, la iluminación del blanco se puede hacer de una manera más tradicional, empleando un campo compacto o una antena alejada que permita cumplir la condición de campo lejano dando lugar a un escenario mixto o, en una configuración más pura de medida en campo cercano, transmitiendo también en la zona de campo cercano. La iluminación en campo cercano supone sintetizar una onda plana con elementos radiantes situados en varios puntos de una superficie, bien con un array uni-, bi- o tri-dimensional o con una sonda que se mueva mecánicamente, como se hace en antenas al muestrear una medida.

El escenario mixto, más fácil de llevar a cabo en principio, se comenzó a emplear ya en [76], donde se ilumina una placa plana en un campo compacto y se recibe muestreando en campo cercano sobre una superficie plana. Estos datos se emplean para realizar una transformación basada en PWSM al estilo de antenas y se obtiene la RCS biestática. En [77] se repite el proceso para un blanco más complejo: una maqueta de un F-100.

En ese mismo artículo se revisan conceptualmente las configuraciones posibles para medidas de RCS en cercano, que implican combinaciones en recepción y transmisión de reflectores, arrays o sondas que se muevan mecánicamente. Otros estudios similares, bajo iluminación en campo lejano, se han llevado a cabo en [78–80]. Más recientemente, se ha presentado la teoría y los resultados que demuestran la transformación de campo cercano a campo lejano sobre una geometría cilíndrica y bajo la iluminación del blanco provocada por un sistema de campo compacto [81, 82].

La configuración de transformación basada en iluminación y medida en campo cercano también ha atraído a los investigadores desde mediados de los 80. En este sentido, Dinallo extendió la teoría PWSM de Kerns para RCS en [83] y puso de manifiesto que hace falta medir la combinación biestática completa de la dispersión electromagnética del blanco en campo cercano, para poder caracterizar la RCS en campo lejano [84]. Es decir, se puede pensar en dos sistemas de escaneo planos como los empleados en antenas, pero trabajando simultáneamente, de manera que por cada transmisión desde una posición del plano de transmisión, se debe escanear en todos los puntos de muestreo de la superficie plana de recepción [85, 86]. Se aprecia que el número de medidas a realizar es muy elevado y pronto se intentaron buscar aproximaciones a la teoría completa de Dinallo.

Todos los esfuerzos iniciales se centraron en tratar de superar la obligación de realizar medidas biestáticas. A esto contribuyeron los teoremas de equivalencia de monoestático-biestático, *Monostatic to Bistatic Equivalence Theorem* (MBET) [87–89], que básicamente establecen que la RCS biestática es la misma que la monoestática en el bisector del ángulo biestático, con una ligera corrección. Están limitados a blancos simples y ángulos pequeños [90, 91]. En [92] se utiliza un escáner de geometría plana y uno de estos teoremas para medir la dispersión en cercano de una placa plana metálica y luego transformar a campo lejano. En [93] también se usa un MBET para reducir el número de medidas a realizar en la concepción original de Dinallo. Por su parte, en [94] se sugiere medir directamente en monoestático a distancias más cortas que la que impone la condición de campo lejano mediante una técnica basada en filtrado paso-bajo y en [95, 96] se propone lo mismo con una aproximación distinta basada en física óptica. Estos últimos ejemplos presentan blancos sencillos y es que en [97] se argumenta que con medidas monoestáticas de este tipo no se está recogiendo toda la información necesaria para hacer la transformación de cercano a lejano, y sólo se pueden obtener resultados aceptables de RCS si se miden así blancos puntuales, que no presenten interacciones

entre sus distintos centros de *scattering*.

Otra alternativa para obtener RCS en campo lejano a partir de medidas monoestáticas de la dispersión de un blanco es la promovida por LaHaie y su grupo desde la década de los 90. Son transformaciones que denominan *Image-Based Near-Field to Far-Field Transformation* (IB-NFFFT) puesto que están basadas en las técnicas empleadas para formación de imágenes ISAR. En [98] se presenta el primero de estos algoritmos. Se trata de una transformación 2D a partir de un conjunto completo de medidas monoestáticas de cortes por paralelos a lo largo de una esfera. En [99] se da una implementación discreta y eficiente de este algoritmo. Para blancos con una alta relación entre anchura y altura y si se mide cumpliendo la condición de campo lejano para la altura, se puede hacer una versión aproximada a esta transformación a partir de un único corte monoestático en acimut hecho en el ecuador, *Circular Near-Field to Far-Field Transformation* (CNFFFT). En [100] se resume la evolución del trabajo llevado a cabo por este grupo de investigación hasta ese momento. Ahí ya se manifiesta que las IB-NFFFT están basadas en un modelo de blanco puntual, es decir, ignoran las múltiples interacciones entre partes separadas del blanco, y debido a esto su comportamiento empeora ante este tipo de blancos. Los trabajos posteriores de este grupo se han encaminado hacia la mejora del CNFFFT [101].

Numerosos estudios han seguido los pasos marcados por LaHaie y su grupo y las propuestas basadas en las técnicas empleadas para hacer una imagen ISAR midiendo en cercano, se encuentran, pese a sus limitaciones, entre las más populares y efectivas. Por ejemplo, una aproximación similar se inicia en [102] y luego es ampliada a tres dimensiones en [103]. Posteriormente se completa con la extracción de la RCS en campo lejano a partir de la relación existente entre ésta y la imagen ISAR en [104]. Una mejora basada en tomografía [105] se realiza en [106] y se continua en [107]. Otras contribuciones con fundamentos parecidos se encuentran en [108–112].

2.6. Medidas biestáticas

Los sistemas de medida de RCS biestática son mucho menos comunes que los de RCS monoestática y cada campo de medida tiene su propia fisonomía, características y capacidades. En cualquier caso, los requisitos básicos tanto de un sistema como del otro son los mismos (siempre se debe recoger la respuesta a una señal transmitida, extraer la información del blanco y realizar una calibración adecuada). En muchas ocasiones,

se aprovecha esta circunstancia para dotar a una instalación de la capacidad para realizar los dos tipos de medidas. Sin embargo, sí que existen una serie de complejidades añadidas que no están presentes en un sistema convencional de medidas monoestáticas.

En un campo biestático, es muy habitual, sobre todo si es exterior, que el transmisor y el receptor estén en emplazamientos físicos distintos y, entonces, para saber en qué momento se debe disponer el receptor para captar la respuesta del blanco, es necesario establecer algún mecanismo de sincronización entre ellos. Esto se puede hacer de distintas maneras. Quizá la más simple consiste en establecer un radioenlace y transmitir parte del pulso radiado directamente hacia el receptor, usando una antena de alta directividad. Si esta alternativa no es viable, se puede tratar de emplear otra banda de frecuencia o medios de transmisión terrestres. Por motivos similares, cuando se requiere realizar medidas coherentes de RCS biestática, hay que establecer una referencia de fase común. De nuevo, se deben transmitir la señal o señales de referencia al receptor, pero alternativas más imaginativas basadas en un reloj externo independiente, como uno atómico, también se emplean con eficacia [113].

La calibración absoluta de un sistema biestático presenta un problema diferente porque conocer la RCS biestática de los patrones de referencia es más difícil y su RCS biestática suele ser más baja que la monoestática, dificultando las medidas a largas distancias. En cualquier caso se puede decir que el comportamiento es similar ya que, con carácter general, para una misma dimensión dada, los patrones curvos (esfera, cilindro...) tienen menos RCS que los patrones rectos (placa, diedro, triedro...), pero son más insensibles a los errores de apuntamiento. Se han analizado en detalle estos y otros patrones, como discos circulares o *grids* metálicos, para los sistemas de medida de RCS biestática y también se ha profundizado en las posibles técnicas de calibración [114–116].

2.6.1. Hacia instalaciones *indoor* de medidas biestáticas completas

La capacidad de medida de RCS biestática se ha ido introduciendo poco a poco en las instalaciones. Aún así, comparado con el caso monoestático, sigue siendo una característica minoritaria. Pese a ello, se han venido realizando esfuerzos en los últimos años para conseguir sistemas que puedan obtener una información biestática cada vez mayor de la dispersión de un blanco, que se acerquen a una caracterización completa en todo par posible de puntos de una esfera. Dadas las características de la instalación

que se presenta en esta tesis (de interior, y con una amplísima capacidad de medida biestática), en este apartado se van a repasar brevemente algunos de estos esfuerzos. Sin embargo, antes de continuar, cabe apuntar que la literatura especializada no es muy abundante en instalaciones de medida de RCS en general, porque la inversión económica que hay que realizar es habitualmente elevada y aquellas organizaciones que han sido capaces de dotarse de un sistema de medida tratan de amortizarlo, y transcurren años antes de actualizar o sustituir una instalación. Además, en muchas ocasiones, los proyectos para los que se han empleado o se emplean estos sistemas de medida están auspiciados por estamentos militares que imponen ciertas condiciones de confidencialidad que evitan o retrasan la salida a luz pública de las características y capacidades de una instalación. Con todo, aparte de las ya citadas hasta este punto, el lector interesado puede consultar un significativo abanico de ejemplos de instalaciones de todo tipo en las siguientes referencias: [39, 117–119].

Dicho esto, hay que recordar que los primeros sistemas radar eran biestáticos, dada la imposibilidad tecnológica de la época para transmitir y recibir con la misma antena. Pero muy pronto, la invención en 1936 del duplexor permitió ir superando esta dificultad y los sistemas monoestáticos, más sencillos, se acabaron imponiendo. El interés por el radar biestático no se retomó hasta finales de los 50 y la década de los 60 [120]. Lógicamente, la medida de RCS biestática siguió un camino paralelo y los primeros trabajos aparecen en estas fechas, como el de [121], que presenta medidas de una cuña realizadas en una instalación interior a 70 GHz. RATSCAT, el centro nacional estadounidense de medida de RCS y, a su vez, mayor instalación exterior de medida, también se presentó por aquellos años, y ya estaba dotada de cierta capacidad biestática [22]. En las décadas de los 70 y 80, la administración estadounidense promovió varios programas de investigación y desarrollo destinados a evaluar el uso de sistemas biestáticos en distintas misiones [122]. Destacan de esta época los ensayos realizados en [123], empleando una instalación interior sita en Point Mugu, California, para medir en *forward scattering*, blancos cilíndricos de diversa composición y modelos a escala de misiles. De aquellos días también data la instalación mono- y biestática de medida de barcos de Boca Raton, Florida [124], en la que la coordinación entre los emplazamientos de transmisión y recepción se realizaba mediante un radioenlace. En [113] se pueden encontrar ejemplos de los primeros sistemas de medida aerotransportados como el *MISC-Raytheon Bistatic Clutter Instrumentation System*, que empleaba un helicóptero como estación transmisora, mientras que el receptor se encontraba en tierra, o el *USAF-Calspan Terrain*

Measurements System, que utilizaba dos helicópteros como estaciones de transmisión y recepción, posicionados con la ayuda de un equipo en tierra de sistema de aterrizaje por microondas, *Microwave Landing System* (MLS), y un sistema de sincronización basado en relojes atómicos.

Posteriormente, sobre todo ya a partir de la década de los 90, y pese a que en la literatura podemos seguir encontrando ejemplos de instalaciones exteriores capaces de realizar medidas de RCS biestática como la presentada en [125] o la actualización del RATSCAT [126], comenzaron a desarrollarse instalaciones interiores más innovadoras, diseñadas y concebidas para realizar medidas de RCS biestática. Ya se han repasado en anteriores apartados las ventajas e inconvenientes que ofrece una instalación interior frente a una exterior, pero para el caso de medidas de RCS biestática en interior hay que añadir, debido a que las distancias son más reducidas, una mayor simplificación en la sincronización y coordinación entre transmisor y receptor, resolviéndose el problema en muchas ocasiones con el uso de un mismo equipo de transmisión y recepción para cumplir ambas funciones.

Uno de los primeros sistemas biestáticos interiores reportados data de 1991, y se refiere a los trabajos de mediados de los años 80 de diseño, construcción y primeras pruebas del *Swept Bistatic Angle Measurement System* (SBMS) dentro de la instalación para medidas electromagnéticas del *Rome Laboratory*, asociado a la base aérea de Hanscom, y ubicado en Ipswich, Massachusetts, Estados Unidos [127]. Este sistema se encuentra dentro de una cámara anecoica de (6 x 6 x 12 m, ancho x alto x largo) y en [128, 129] se presenta su automatización. En el centro del sistema se encuentra una columna cónica de poliestireno extruido para apoyar el blanco bajo análisis. Esta columna está pegada sobre la base superior de un pequeño posicionador acimutal, que se fija al suelo a través un tubo que atraviesa el centro de otro posicionador mayor, atornillado al suelo de la cámara. De esta manera, ambos ejes se pueden mover de manera independiente. Al segundo posicionador de acimut se sujeta una viga de aluminio paralela al suelo, sobre cuyo extremo se apoya un soporte para sostener a la antena receptora a un nivel un poco superior al de la columna de blanco. Se conforma así un arco de giro de radio fijo, que permite barridos en acimut. La configuración biestática se logra gracias a una antena transmisora que se mantiene fija en un extremo de la cámara, a la misma altura que la receptora. Las medidas se realizan empleando un radar de onda continua y el objetivo original de este sistema era la obtención de RCS de blancos canónicos para mejorar el conocimiento de los mecanismos de dispersión

biestática y verificar el comportamiento de herramientas de simulación.

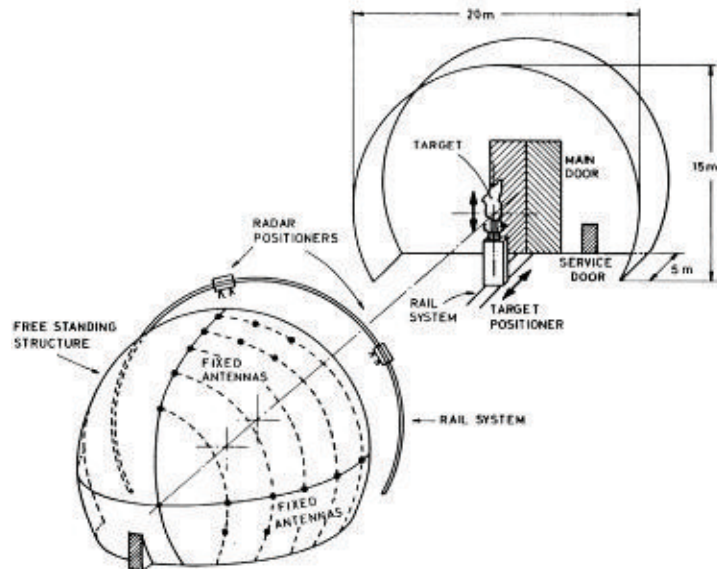


Figura 2.12: (Tomada de [130]) Vista general del EMSL

Sin embargo, varios de los diseños que podemos encontrar, interesados en intentar recolectar de manera controlada y repetitiva un amplio abánico de medidas biestáticas de la dispersión de un blanco, tienen un acercamiento al problema desde otro punto de vista: la teledetección o detección remota (*remote sensing*). Por ello, es muy habitual que se usen para caracterizar la respuesta de blancos distribuidos, como pueden ser superficies rugosas, terrenos, vegetación, líquidos... Tal es el caso del *European Microwave Signature Laboratory* (EMSL) del *Joint Research Centre* (JRC) de la Comisión Europea, situado en Ispra, Italia [130]. Surgió como respuesta a la necesidad de investigación en este campo, y como apoyo y acompañamiento al proyecto ERS-1 (primer satélite europeo de teledetección, lanzado en 1991) y los proyectos similares programados para la época: el ERS-2, el ERS-1 japonés o el canadiense RADARSAT. Esta instalación se concibió como un trabajo de gran envergadura llevado a cabo por miembros del propio JRC y de la empresa *Siemens*. Físicamente la instalación está formada por una cúpula o hemisferio y un cilindro, ambos de 10 m de radio. El suelo de la cámara se encuentra 5 m por debajo del centro de la esfera y en la unión de la cúpula y el cilindro hay un arco circular vertical por el que se pueden mover dos módulos de transmisión-recepción, que apuntan siempre al centro del arco. El posicionador de blanco permite movimientos en acimut y además está situado sobre unos raíles que posibilitan introducirlo o sacarlo

de la cámara. Aparte de los dos módulos del arco, en una mitad de la superficie de la cúpula hay 37 antenas receptoras fijas y, en la otra, hueco para colocar hasta 30 sensores más. Toda la superficie de la cámara y las partes mecánicas están recubiertas con material absorbente y todas las antenas son de doble polarización. La banda de frecuencias para la que se diseñó la instalación va de 1 a 40 GHz y un cuidadoso 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. Nos hallamos, por lo tanto, ante una instalación singular, de gran tamaño, prestaciones y versatilidad.

Otra importante instalación *indoor* con capacidad de medida biestática es la *Holographic Imaging Facility* del *Houston Advanced Research Center* (HARC) [131]. Está alojada en el interior de una cámara anecoica cúbica de aproximadamente 9 m de lado. En su interior se encuentran dos arcos semicirculares que comparten el mismo eje vertical y que tienen el mismo radio (4 m). Cada uno de ellos dispone de un pequeño carrito que sustenta a una antena que apunta al centro del sistema. Uno de los arcos se mantiene fijo y se emplea para transmisión, mientras que el de recepción se abate en acimut como si de una puerta se tratase, pudiendo girar de 0° a 180° para situarse al lado o enfrente del arco fijo. Toda la instalación se encuentra recubierta de material absorbente y el radar instrumental lo conforma un VNA que permite trabajar de 2 a 40 GHz gracias a tres juegos de dos bocinas cónicas dualmente polarizadas. Los carritos pueden moverse a lo largo de los arcos de 10° a 165° , con lo que las direcciones alrededor del cenit y el nadir no se pueden medir. Pese a ello, esta instalación permite realizar un amplio conjunto de medidas biestáticas polarimétricas.

BABI (*BAse BIstatique*) es una instalación francesa que también permite medidas biestáticas en un entorno interior controlado [132]. Se encuentra en una cámara recubierta por material absorbente y amplía el concepto de medidas en el plano paralelo al suelo de [128] ya que está formada por un arco horizontal fijo a lo largo del cual se pueden mover nuevamente dos carritos capaces de sustentar, cada uno, una antena dualmente polarizada. En el centro de la cámara se ubica el soporte del blanco, capaz de rotar en acimut. Las antenas se encuentran a una distancia de 5.5 m de este punto y el arco no se encuentra a nivel del suelo sino elevado 2.5 m sobre el mismo. El sistema originalmente operaba de 1 a 18 GHz usando un VNA. Esta es la configuración

que se empleó, por ejemplo, en [133]. Una comunicación más reciente, muestra que la instalación se ha actualizado con un carril adicional situado en la parte superior de la cámara anecoica [134].

Otra implementación parecida de sistema horizontal con dos brazos, ampliación del diseño de [128], es la instalación del Centro Aeroespacial Alemán (DLR) que aparece en [135], donde se describen unas medidas a 94 GHz. Se trata, en efecto, de un sistema *indoor* conceptualmente similar a BABI, en el que el transmisor, el receptor y el blanco están en un mismo plano paralelo al suelo y los brazos que sostienen las sondas permiten movimientos en acimut. Recientemente, el sistema, dependiente del Grupo de Firmas (*Signatures Group*) del DLR ha sido reconstruido en un nuevo edificio y se han renovado parte de sus componentes [136].

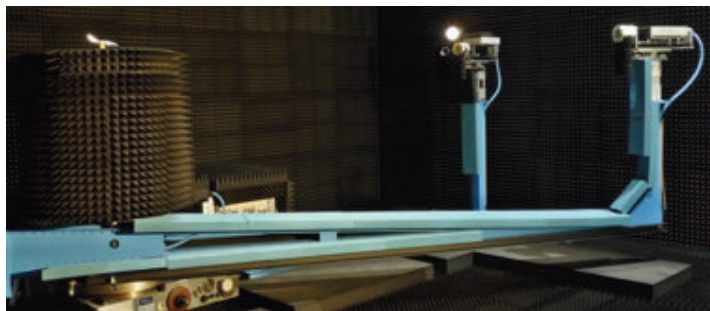


Figura 2.13: (Tomada de [136]) Instalación biestática del DLR

La Universidad de Michigan también se dotó de un sistema experimental especialmente diseñado en principio para estudiar el fenómeno de la dispersión biestática en superficies rugosas [137, 138]. La instalación como tal (*Bistatic Measurement Facility* (BMF)) se describe en [139]. El sistema consta de dos arcos de distinto radio y una mesa rotatoria. El arco externo se abate en elevación como si del asa de un cubo se tratara. En el centro del arco se ubica la antena receptora, una bocina dualmente polarizada que dista del centro 3.26 m. Del mismo modo, en el arco interno se encuentra la antena transmisora, de tipo parabólico, dualmente polarizada y a una distancia de 2.01 m del centro del sistema. Este arco también se abate en elevación, pero a su vez está colocado sobre un raíl que le permite girar en acimut. La composición de movimientos de los arcos y la mesa rotatoria permite realizar medidas para un amplio juego de ángulos biestáticos. El sistema, tal y como está reportado en [139] no está ubicado en una cámara anecoica (no se emplea absorbente) y trabaja en banda X, aunque también puede operar a 35 GHz [140].

La siguiente instalación interior para medidas biestáticas se encuentra en Malasia y sigue un esquema más parecido a la de Ispra, con una cámara anecoica en forma de cúpula [141]. En efecto, la estructura de la instalación es un cuarto de esfera de 3.65 m de radio, elevada sobre el suelo casi 1 m. A lo largo de cada uno de los seis railes disponibles en los meridianos definidos por los ángulos en acimut de 0° , 30° , 60° , 90° , 120° y 180° , se puede mover una antena. Además, existen otras cuatro antenas fijas ubicadas en distintas posiciones en un meridiano justo a continuación del de 0° . Por la geometría de la instalación, todas las antenas apuntan siempre al centro del cuarto de esfera. Este es el lugar en el que se coloca un posicionador de acimut sobre elevación y el soporte de blanco. El conjunto posibilita acometer un ancho espectro de medidas biestáticas polarimétricas en la banda de 2 a 18 GHz.

En Marsella, Francia, encontramos otro ejemplo singular [142]. Es una instalación 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 sigue la misma idea que los de Ipswich, BABI o el DLR. Es capaz de girar en acimut de -130° a 130° , siendo 0° la posición en la que se encuentra enfrente del 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. Ahí se encuentra una columna de *foam* en la que apoyar el blanco que puede rotar 360° gracias a un pequeño posicionador de acimut. El sistema emplea un VNA como radar instrumental y puede trabajar de 2 a 18 GHz.

Las instalaciones que se acaban de resumir ahora son, hasta donde el autor ha sido capaz de conocer, las más representativas entre los sistemas *indoor* de medida de RCS con mayor cobertura biestática. Sin embargo, cabe mencionar otras instalaciones relevantes que se pueden encontrar en la literatura. Tal es el caso de la *Bistatic Anechoic Chamber* (BAC) en Point Mugu, California, que aprovecha un campo compacto de grandes dimensiones (46 x 18 x 46 m) para introducir un arco que permite realizar medidas biestáticas de 100 MHz a 100 GHz [143]. Por otro lado, el DLR cuenta con otra instalación que aparece en [144, 145] y que utiliza dos brazos verticales idénticos que se pueden abatir desde el cenit hasta el ecuador, siempre moviéndose en el plano de incidencia y apuntando al centro, donde se coloca la muestra. La instalación francesa

que se describe en [146] presenta una distribución poco habitual y permite realizar medidas a lo largo de toda la superficie de una esfera, pero no de manera biestática. Sin embargo como se puede apreciar en ese mismo artículo, está ubicada en el interior de CACTUS, otra instalación de características muy parecidas a BABI. Por último, en [147] se describe una instalación interior capaz de medir RCS biestática empleando un novedoso sistema de cuerdas dieléctricas para sustentar al receptor.

Como se ha podido ver, poco a poco se han ido concibiendo, diseñando y poniendo en marcha sistemas *indoor* de medida de RCS biestática con capacidades de posicionamiento y ensayo cada vez mayores. Esta tesis va en ese camino y aporta un nuevo concepto de instalación que mejora en muchos aspectos a los sistemas mencionados. El siguiente capítulo se dedica por completo a la descripción de esta novedosa instalación. Sin embargo, cabe avanzar aquí que se trata de un sistema de posicionamiento basado en cuatro ejes: dos de acimut y dos de elevación. El blanco se asienta en el centro del sistema, sobre una columna de *Styrofoam*² de 75 cm de alto atornillada a un pequeño posicionador de acimut. Éste, a su vez, se apoya en un posicionador mayor que sustenta una mesa rotatoria. Encima de la mesa hay un posicionador de elevación que mueve un brazo que sostiene una sonda. Un posicionador algo mayor, también de elevación, gobierna otro brazo que sostiene otra sonda y completa el sistema. Con la libertad de movimientos proporcionada por estos cuatro ejes se puede lograr virtualmente cualquier combinación de ángulos entre el transmisor, el blanco y el receptor, a lo largo de una semiesfera imaginaria de radio fijo 1.7 m, en relación al centro de la misma. La instalación hace uso de un VNA de cuatro puertos como radar instrumental y los juegos de sondas utilizados son de doble polarización lineal, con lo que se posibilita la realización de ensayos polarimétricos. Todo el sistema se encuentra en el interior de una cámara y se ha presentado en [148–150].

Hay que tener en cuenta que se trata de una geometría experimental, destinada a la investigación. Se aleja, por tanto, de una instalación de la envergadura y las prestaciones del EMSL. Pese a ello, en el EMSL, la combinación de medidas biestáticas posibles en la semiesfera es limitada, porque la posición de los sensores es fija, algo que se supera con el diseño propuesto en esta tesis. Lo mismo se puede aplicar a la instalación malaya, que aunque emplea más raíles, estos están fijos en posiciones discretas.

Además, la instalación de esta tesis permite hacer barridos en los que transmisor, blanco y receptor no se encuentren en el mismo plano, con lo que se mejoran las presta-

²El *Styrofoam* es la marca comercial de *The Dow Chemical Company* para el poliestireno extruido.

ciones originales de BABI o la similar del DLR. Otras alternativas, como la de Marsella, la Universidad de Michigan o el HARC, también poseen esta capacidad, pero no en toda la semiesfera. En parte es debido a que, el uso de arcos y carritos impide medidas biestáticas en las proximidades del espacio ocupado ellos y, puesto que los arcos deben estar libres de obstáculos para que los carritos puedan desplazarse, no se pueden cubrir de material absorbente, añadiendo una posible fuente adicional de error al sistema. La utilización de brazos en lugar de arcos, mejora esta situación.

Capítulo 3

Descripción del sistema

El capítulo 3 se dedica a la descripción del sistema de medida motivo de esta tesis. Comienza con una introducción a las tareas que se estaban desarrollando en el Laboratorio en el momento de afrontar el diseño del sistema y que influyeron en el propio diseño y determinan las aplicaciones que se tienen previstas para esta instalación. Tras los diseños preliminares se pasa a detallar el sistema, primero desde el punto de vista mecánico y luego electromagnético.

3.1. Orígenes

El INTA lleva a cabo, desde hace años, diversos trabajos en el área de la reflectividad radar en general. Con el paso del tiempo esas tareas se han ido agrupando por ámbitos de conocimiento, y hoy existen en el Instituto principalmente tres unidades relacionadas con este tema:

- El Área de Radiofrecuencia del INTA, que aglutina varios laboratorios, trabaja en el diseño de antenas, sobre todo para aplicaciones aeroespaciales, y también opera varias instalaciones de medida, tanto exteriores como interiores. Entre ellas destaca el campo compacto de reciente construcción que utiliza una configuración de simple reflector (13 x 9 m) ubicado en una cámara anecoica de 18 x 13 x 30.5 m (ancho x alto x largo). Esta instalación garantiza una zona quieta de 5 x 5 x 6 m y es capaz de trabajar tanto para medir antenas como para medir RCS en el margen de frecuencia de 1.5 a 40 GHz [151, 152].
- El Laboratorio de Radar desarrolla varios prototipos de sistemas completos de

radar de apertura sintética (SAR) aerotransportados. Mediante esta tecnología se pueden obtener imágenes radar de un terreno gracias al procesado del eco recibido tras iluminar desde un avión una determinada zona del suelo.

- El Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica trabaja en el estudio, predicción, medida, reducción y procesado de la RCS de blancos, y también elabora prototipos de guerra electrónica embarcables en plataformas aéreas.

Esta tesis se ha realizado en el seno del Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica, que fue creado inicialmente con el nombre de Laboratorio de Detectabilidad en 1997. Su responsable, Ignacio Montiel Sánchez, provenía del Área de Radiofrecuencia del INTA, y ya había publicado anteriormente trabajos ligados a la medida de RCS y a la caracterización de materiales [10–12, 153, 154]. El nuevo Laboratorio debía profundizar en la comprensión de los fenómenos de dispersión y en la capacidad de análisis de la RCS, y debía investigar en la identificación de blancos mediante tecnología radar y adentrarse en el área de la guerra electrónica. Teniendo en cuenta estas premisas, el Laboratorio se fue dotando poco a poco de los recursos necesarios, materiales y humanos, y comenzó también a participar en foros internacionales de expertos en el sector, entre los que destacan los grupos de trabajo e investigación de la organización de investigación y tecnología, *Research and Technology Organisation* (RTO)¹, de la *North Atlantic Treaty Organization* (NATO). A lo largo de los años, el Laboratorio ha trabajado en sus objetivos iniciales y a la vez ha expandido sus fronteras de conocimiento, llevando a cabo, en la medida de lo posible, una labor investigadora en la que el autor de esta tesis ha participado activamente y que se puede resumir en los siguientes puntos destacables:

- En cuanto al análisis de RCS, el Laboratorio firmó un convenio con la Universidad de Alcalá para el desarrollo de FASCRO, un *software* de simulación basado en técnicas numéricas de alta frecuencia (PO y teoría física de la difracción, *Physical Theory of Diffraction* (PTD)) para la obtención de la RCS monoestática de blancos complejos a partir de una representación diseñada por ordenador, *Computer-Aided Design* (CAD), de su superficie [14, 155–157]. Aparte de FASCRO, el Laboratorio adquirió posteriormente licencias de otras herramientas comerciales para completar su abanico de posibilidades de simulación de RCS.

¹Organismo sucesor de la anterior agencia AGARD, *Advisory Group for Aerospace Research and Development*, que existió de 1952 a 1996.

- FASCRO es una herramienta asintótica apropiada para trabajar con blancos grandes en términos de longitud de onda y permitía obtener perfiles de alta resolución (HRRP) e imágenes ISAR en un tiempo razonable, algo impensable para las herramientas rigurosas y las capacidades de cómputo de la época. Esto motivó que el Laboratorio se fuera especializando en el tratamiento de señal radar de alta resolución [13, 158, 159] y pudiera ser miembro de los grupos NATO-RTO SET-040, SET-068, SET-112 y SET-180, dedicados a NCTI. En ellos el Laboratorio ha venido abogando por el uso de predicciones para afrontar la problemática de la creación de la base de datos necesaria en estas técnicas [160], una línea de trabajo que ha seguido desarrollando [161–163] y que ha dado lugar, recientemente, a la publicación de una tesis doctoral [164].
- En este sentido, se advirtió que las herramientas *software* de predicción de RCS no eran capaces de simular adecuadamente el efecto que las cavidades de un avión (tomas de aire, salidas de humos...) puede tener en la RCS global del sistema y se comenzó a investigar esta cuestión [165]. El Laboratorio también se interesó por el asunto [166–169] y el autor de esta tesis ha sido representante nacional en los grupos NATO-RTO SET-085 y SET-138, con los que ha publicado conjuntamente [170, 171].
- Por otro lado, para poder ampliar el conocimiento y apoyar la investigación, el Laboratorio pronto vio la necesidad de disponer de una instalación de medida, y pudo construir una pequeña cámara anecoica de 3 x 3 x 7 m. La cámara fue recubierta con material absorbente y equipada con el cableado y la instrumentación necesaria, entre la que se incluía un VNA HP8510 como radar instrumental. Esta cámara permitió hacer medidas de RCS de blancos canónicos, pero también investigar en superficies selectivas en frecuencia, *Frequency Selective Surface* (FSS), en caracterización de materiales, en absorción de energía radar... [15, 30, 172–179].
- Asimismo, el Laboratorio se fue equipando con la instrumentación propia de un laboratorio de microondas (fuentes, generadores de señal, osciloscopios, analizadores, cableado, componentes...), y participó en grupos de investigación dedicados a la guerra electrónica (como los NATO-RTO SCI-140 y SCI-190) y fue desarrollando diversos prototipos de equipos portables, ligeros y de bajo coste capaces de perturbar una señal o engañar a un radar. La experiencia ganada en el desarrollo

de hardware también llevó a la concepción, diseño y construcción de un radar experimental *stepped-frequency* capaz de sintetizar perfiles de alta resolución en distancia [180–182].

- Finalmente, el problema de la estimación de ángulo de llegada también ha sido abordado por el Laboratorio desde el punto de vista teórico, dada su importancia en sistemas de medidas de soporte electrónico, *Electronic Support Measurements* (ESM), para guerra electrónica, y se está preparando una tesis al respecto [183–187].

Aparte de esta faceta más académica o investigadora, el Laboratorio ha participado en proyectos nacionales e internacionales relacionados con este sector y realiza labores de asistencia técnica, en su campo de conocimiento, para el Ministerio de Defensa y otras dependencias del INTA. Las actuaciones recientes del Laboratorio se pueden consultar regularmente en [9].

3.1.1. Medidas en la anterior cámara anecoica

Como se ha visto, antes de la instalación que se describe en esta tesis, el Laboratorio ya disponía de una pequeña cámara anecoica para apoyar sus trabajos y, como descubriremos más adelante, el nuevo sistema se ha ubicado en el mismo emplazamiento, gracias a una ampliación de la anterior cámara, pero manteniendo plenamente operativo el mismo campo recto de medida.

La cámara en cuestión era de tipo rectangular y estaba fabricada en madera, con unas dimensiones aproximadas de 3 x 3 x 7 m. A sus paredes y techo se pegó material absorbente de 8 pulgadas con geometría piramidal. El uso de este absorbente imponía el límite inferior de frecuencia de operación de la cámara en 1 GHz. El suelo estaba recubierto de material absorbente del mismo tipo, pero no estaba pegado, con lo que se podía mover libremente si era necesario. Para desplazarse por el interior de la cámara se disponía de varias piezas de material absorbente pisable. En uno de los extremos de la cámara, pero aún separado metro y medio de la pared de fondo, 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 dependiendo del ensayo a realizar se podía acercar o alejar manualmente al blanco.

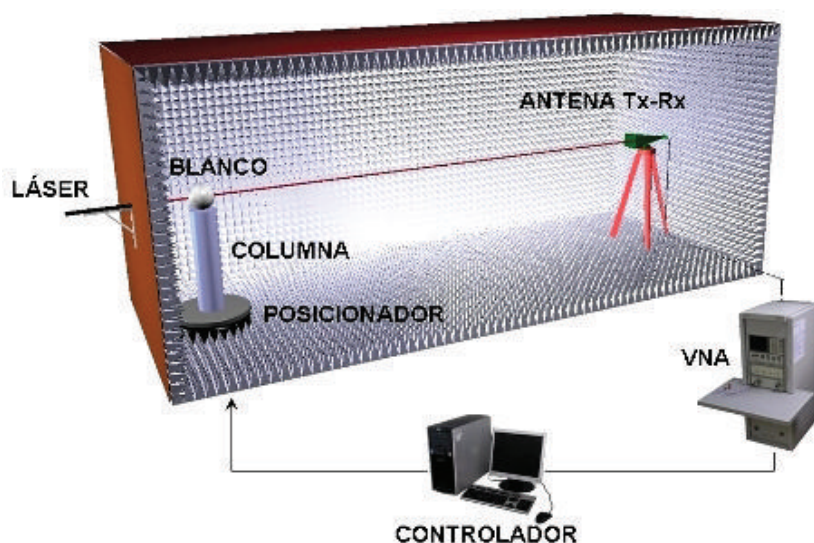


Figura 3.1: Esquema de la anterior cámara anecoica del Laboratorio

Para alinear la antena y el posicionador de blanco se empleaba un láser situado tras la pared de fondo y un juego de espejos, y se ajustaban las posiciones hasta que se conseguía devolver el rayo reflejado por la misma dirección por la que había provenido. Con este método se podía conseguir una precisión mejor que una décima de grado. El posicionador estaba controlado por un ordenador que enviaba las instrucciones necesarias siguiendo el protocolo serie *Recommended Standard-232* (RS-232) a través de un cable de fibra óptica con un transductor optoeléctrico a cada extremo. El equipo de transmisión y recepción era el VNA HP8510 de dos puertos, que imponía el límite superior de frecuencia de operación de la cámara en 40 GHz. El mismo ordenador de control mantenía una comunicación GPIB con el VNA y, gracias a un *software* programado en *Visual Basic*, sincronizaba el movimiento del posicionador con la toma de trazas de datos por parte del VNA. Un esquema de la cámara y de las partes ahora mencionadas se puede ver en la figura 3.1.

Tras la ampliación, la cámara de madera perdió la mayor parte de una de sus paredes laterales (la que no se dibuja en la figura 3.1), pero el campo de medida recto permaneció inalterado y totalmente útil. Lo único que se ha cambiado, respecto a la descripción que se acaba de dar, es el analizador de redes, ya que tanto el nuevo sistema de medida, motivo de esta tesis, como el anterior sistema, emplean el mismo VNA que se adquirió con la ampliación: el ZVA50 de *Rohde & Schwarz*. Aparte de esto, se sigue usando el mismo posicionador (ubicado en el mismo sitio y con la misma altura), el

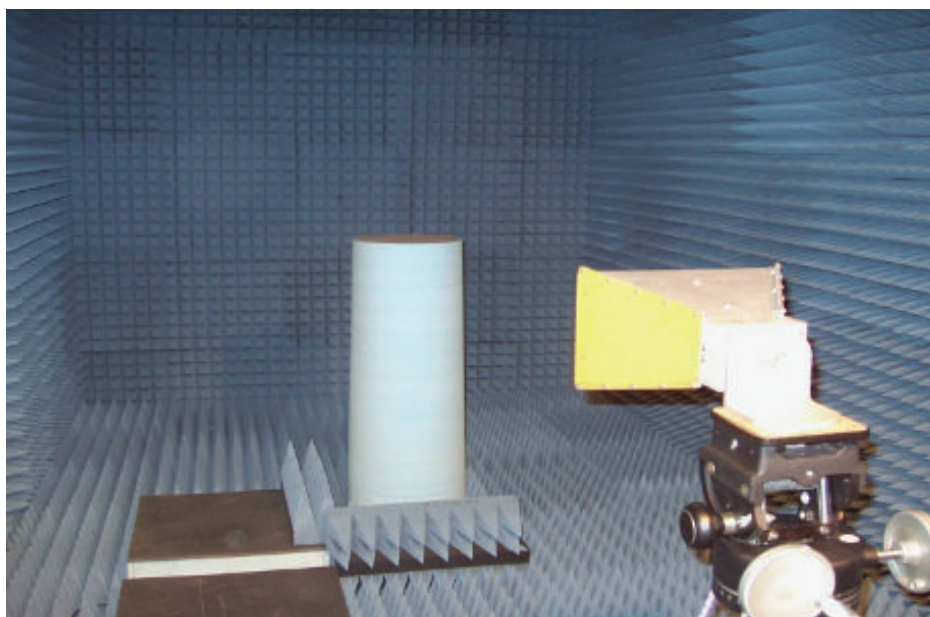


Figura 3.2: *Fotografía de la anterior cámara anecoica del Laboratorio*

mismo sistema de apuntamiento láser, el mismo procedimiento de medida y el mismo *software*.

Esta instalación *indoor* se diseñó como elemento de apoyo a la investigación, fácil de operar y manejable (los blancos, por ejemplo, se colocan tranquilamente a mano, sin necesidad de grúas, elevadores u otros artificios que se han de emplear en instalaciones de grandes dimensiones) y, como ya se ha dicho, se ha empleado con éxito en el Laboratorio principalmente para medir RCS y absorción de materiales y para investigar en caracterización electromagnética de materiales. En los siguientes apartados se describen brevemente estas medidas.

RCS de blancos pequeños

Para generar la onda plana necesaria para medir RCS en este campo recto se ha de cumplir la condición de campo lejano (ecuación A.12). La máxima separación que se podía establecer entre el centro del posicionador de blanco y la apertura de la antena era de, aproximadamente², 5.2 m, por lo que los blancos que se podían medir eran de dimensiones reducidas.

El VNA HP8510 contaba con la capacidad de realizar medidas enventanadas por

²Esta distancia podía variar en función del tamaño de la antena.

software (*software gating*) y esta técnica, junto con la de *background subtraction* eran comúnmente empleadas. En las dependencias del propio Instituto se han venido fabricando los blancos de calibración utilizados en esta instalación (diedros, triedros y sobre todo placas planas y esferas), así como otros diseños del Laboratorio destinados a validar las soluciones aportadas por las herramientas de predicción (prismas, triedros con núcleos intercambiables, conos truncados, cavidades...).

Absorción

Empresas y organismos como Grupo Antolín, Grupo Tolsa, IMA (Instituto Magnético de Materiales), CIDETEC... han trabajado en desarrollar materiales con capacidad de absorción de energía electromagnética y el Laboratorio ha colaborado con ellos en la medida de esa capacidad en su cámara anecoica.

Las medidas de absorción se han hecho en el Laboratorio por comparación con el resultado obtenido al medir una placa metálica, que es una muestra conocida. Es decir, se medía el valor de reflectividad de la placa metálica y a continuación, la muestra del material bajo test se anteponía a la placa y se medía el conjunto. Si el material era capaz de absorber energía, la respuesta recibida era menor. El resultado se ofrecía como un gráfico que representaba las pérdidas conseguidas en función de la frecuencia.

De manera similar, el Laboratorio se interesó y participó en proyectos relativos al diseño y medida de superficies selectivas en frecuencia, FSS. Las FSS son disposiciones regulares de motivos geométricos metálicos sobre un dieléctrico (o dualmente, agujeros o huecos dieléctricos regulares en una superficie metálica) y pueden ser mono- o multicapa. Se comportan como filtros espaciales, es decir, ante la incidencia de un frente de onda, dejan pasar la energía contenida en una banda de frecuencias y no en otras [188, 189]. Estructuras de este tipo se midieron en el Laboratorio siguiendo la misma filosofía que para el resto de medidas de absorción.

Caracterización electromagnética de materiales

En cuanto a la caracterización de las propiedades electromagnéticas de materiales (ϵ, μ), el Laboratorio ha trabajado basándose en la propuesta de [190], con un método de estimación a partir de la medida en espacio libre del coeficiente de reflexión perpendicular y paralelo del material bajo análisis. Sus principales ventajas son:

1. Se realiza en espacio libre, que son las condiciones reales de utilización del material

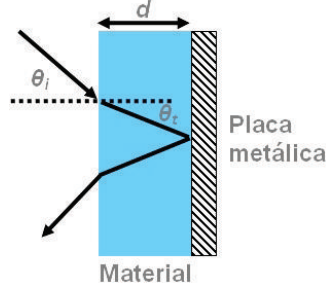


Figura 3.3: Estructura medida

para aplicaciones radar.

2. Es una técnica sin contacto y que no precisa una preparación exhaustiva de la muestra.
3. Gran margen de frecuencias de medida (1 a 40 GHz).

El material bajo análisis se mide con una de sus caras metalizadas o apoyado en una placa metálica de las mismas dimensiones, y la relación entre los coeficientes de reflexión y las propiedades electromagnéticas del material se puede deducir directamente mediante una aproximación por líneas de transmisión teniendo en cuenta que tenemos una estructura con tres medios diferentes: el aire, el material bajo análisis y la placa metálica (fig. 3.3). De esta manera se llega a las siguientes expresiones:

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*}} \cos(\theta_i) \tanh(jk_0 d \sqrt{\mu_r^* \epsilon_r^*} \cos(\theta_t)) - \cos(\theta_t)}{\sqrt{\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*}} \cos(\theta_i) \tanh(jk_0 d \sqrt{\mu_r^* \epsilon_r^*} \cos(\theta_t)) + \cos(\theta_t)} \quad (3.1)$$

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*}} \cos(\theta_t) \tanh(jk_0 d \sqrt{\mu_r^* \epsilon_r^*} \cos(\theta_t)) - \cos(\theta_i)}{\sqrt{\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*}} \cos(\theta_t) \tanh(jk_0 d \sqrt{\mu_r^* \epsilon_r^*} \cos(\theta_t)) + \cos(\theta_i)} \quad (3.2)$$

donde Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} son los coeficientes de reflexión perpendicular y paralelo, d es el grosor de la muestra, $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el número de onda, θ_i es el ángulo de incidencia, θ_t es el ángulo transmitido (fig. 3.3) y ϵ_r^* y μ_r^* son la permitividad relativa compleja y la permeabilidad relativa compleja respectivamente:

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (3.3)$$

$$\mu_r^* = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (3.4)$$

El Laboratorio ha estudiado el empleo de técnicas bio-inspiradas (algoritmos genéticos, algoritmo del enjambre, redes neuronales) para estimar los valores de la permitividad eléctrica y permeabilidad magnética del material bajo análisis a partir de los coeficientes de reflexión medidos.

3.1.2. Aplicaciones previstas

Los anteriores apartados han tratado de mostrar cuales eran los intereses y la experiencia pasada del grupo de trabajo en el que se ha desarrollado esta tesis. Esto se tuvo necesariamente en cuenta cuando en 2007 se comenzó a vislumbrar la posibilidad de ampliar la cámara anecoica. Desde el primer momento se quiso que la nueva instalación fuese lo más versátil posible, capaz de ser utilizada para múltiples aplicaciones. Lo que se quería conseguir con la mejora influyó lógicamente en su diseño y por eso es importante que destaquemos los usos futuros a los que, en aquellos momentos, se pretendía que se dedicara la nueva instalación [148–150]:

Medidas biestáticas de RCS El grupo tenía experiencia en medidas monoestáticas de RCS, pero las medidas biestáticas despertaban también su interés, dada la importancia que estaban comenzando a cobrar los sistemas radar biestáticos para contrarrestar los diseños *stealth*. Una instalación de medida con capacidad biestática debía dar pie al Laboratorio para adentrarse en el estudio y conocimiento de los fenómenos de dispersión biestática.

Investigación en NFFFT para RCS El espacio físico disponible para la ampliación era limitado y, por lo tanto, los blancos para los que se pudiese medir su RCS cumpliendo la condición de campo lejano iban a ser necesariamente pequeños. El nuevo sistema debía ser diseñado de manera que permitiese investigar en transformaciones de campo cercano a campo lejano para RCS, a ser posible sin limitaciones físicas. Es decir, el sistema debía permitir, según lo expuesto en la sección 2.5.1, no sólo las implementaciones basadas en imágenes radar obtenidas a partir de medidas monoestáticas en cercano (corriente de LaHaie [100]), sino también la investigación en transformaciones puras, en las que el transmisor y el receptor se encuentran en la zona de campo cercano, como sugiere Dinallo [83].

Caracterización de materiales Las ecuaciones (3.1) y (3.2) representan el caso general en el que la incidencia es oblicua, pero entonces, para captar la señal refle-

jada, es necesaria una configuración biestática. Sin embargo, dada la disposición del anterior campo de medida desplegado en la cámara anecoica del Laboratorio, la configuración más práctica y la que a la postre se usaba, era la monoestática. En alguna ocasión se intentaron medidas biestáticas, con el uso de dos antenas, dos trípodes y un apuntamiento manual [191] y, si bien se obtuvieron buenos resultados, llevar a cabo estas medidas no fue en absoluto fácil. Con una instalación biestática, se podrían realizar más medidas sobre un mismo material y disminuir así los errores de estimación de sus propiedades electromagnéticas.

Medidas de absorción El método del arco NRL del INTA que ya se propuso en [11] se debía poder actualizar con una instalación que incluyese capacidad de medida biestática.

Medida de antenas El sistema debía permitir también que se pudiera medir con facilidad el diagrama de radiación de una antena. Puesto que se sabía que las dimensiones iban a ser limitadas, para aquellas antenas cuyo tamaño impidiese que se pudieran medir en la zona de campo lejano, el sistema no debía poner trabas a la posibilidad de implementar una transformación de cercano a lejano para antenas. En este sentido también se tenía en mente la posibilidad de evaluar la influencia de radomos y materiales en el diagrama de radiación de una antena.

Esta tesis presenta el diseño del sistema, sus características, fabricación y puesta en funcionamiento. En cuanto a los resultados, se detiene en la presentación de las primeras medidas de RCS biestática. Hay otra tesis en camino, paralela a ésta, en la que se presentarán los trabajos realizados por el Laboratorio para caracterización de materiales empleando técnicas bio-inspiradas y ahí se hablará también de los primeros resultados del uso de esta instalación para caracterización de materiales, absorción biestática, medida de antenas y efecto de radomos [192].

3.1.3. Especificaciones

Teniendo presente lo comentado hasta este momento, se pensó que la nueva instalación debería estar basada en un sistema de posicionamiento cuya función fuese, según se muestra conceptualmente en la figura 3.4, la de desplazar sondas de campo o antenas, incluidas como parte del sistema, a lo largo de una superficie semiesférica, de modo que permitiese iluminar un blanco situado en el centro de dicha semiesfera desde cualquier

punto de la misma y, a su vez, recibir la señal reflejada por el mismo en cualquier punto de dicha semiesfera, minimizando todo lo posible las limitaciones mecánicas.

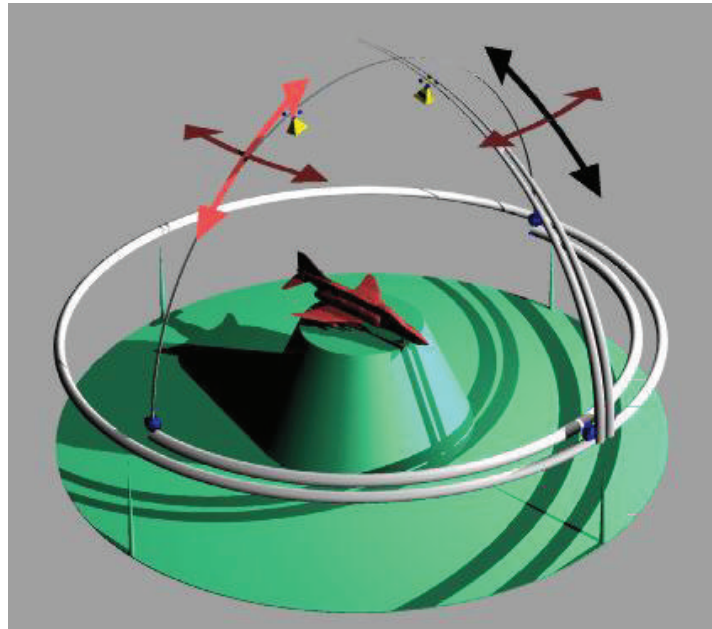


Figura 3.4: *Concepto de la nueva instalación*

El espacio disponible para la nueva instalación era el que se puede ver en el plano de la figura 3.5, que muestra las dimensiones de la sala en la que ya se encontraba la anterior cámara anecoica. De modo que el nuevo campo de medida se concibió en realidad como una ampliación de dicha cámara. Considerando las limitaciones físicas, se definieron unas especificaciones mínimas que debía cumplir el nuevo sistema:

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

3. Descripción del sistema

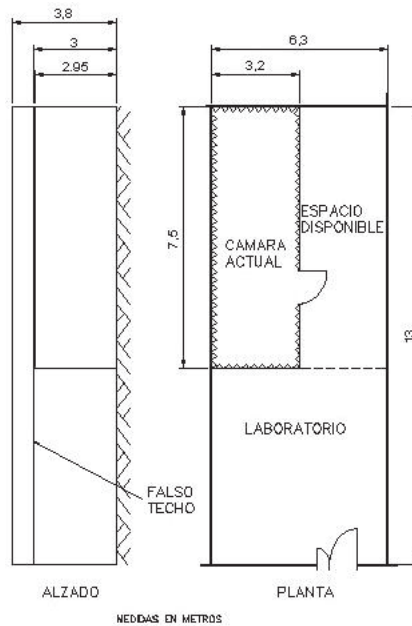


Figura 3.5: *Espacio disponible para la ampliación de la cámara*

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, theta y phi (según coordenadas esféricas de la posición de las sondas).
5. Puesto que el sistema debía poder emplearse para investigación en NFFFT 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 (± 1.5 mm).
6. Similarmente, para no estar obligados a hacer uso de MBETs, 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.

3.1.4. Diseños previos

Conseguir un sistema capaz de cumplir con esas especificaciones no fue en absoluto evidente y desde el concepto, o la idea primitiva, a la implementación práctica final se barajaron varios diseños, en los que se debieron tener en cuenta diversos aspectos, incluidos los económicos. Hemos visto en el capítulo anterior que existían instalaciones en cierto modo similares a la que se describe en esta tesis. Sin embargo, ésta se concibió de manera independiente como un sistema experimental y versátil, para apoyar la investigación en diversos campos, no como un sistema final de grandes dimensiones diseñado para un propósito determinado. Además, hasta donde el autor ha podido saber, ninguna de las instalaciones del capítulo 2 goza de la libertad y precisión de movimientos que logra ésta.

Al principio se comenzaron a manejar ideas basadas en el uso de arcos. Una de ellas consistía en disponer dos arcos semicirculares de distinto radio que se pudiesen abatir en elevación. Por cada uno de ellos viajaría una sonda, teniendo en cuenta que para la del arco de radio mayor sería necesario un útil de prolongación. Sin embargo, pronto pareció una solución demasiado aparatosa que podía simplificarse. Así, una variación del mismo diseño empleaba brazos (arcos de cuarto de círculo, en lugar de semicírculo) y estos no se abatían, sino que giraban en acimut gracias al empleo de un raíl (figura 3.6), en un esquema más parecido a la idea conceptual de la figura 3.4. Sin embargo estas dos propuestas presentaban desventajas. Por un lado, a lo largo de cada uno de los arcos no se podrían realizar medidas biestáticas, ya que el propio arco impediría



Figura 3.6: *Una de las primeras ideas*

que el otro se situase en el mismo lugar. Se podía solucionar con dos sondas por arco, pero esto complicaba y encarecía el diseño. Por otro lado, dado que las sondas debían poder recorrer toda la longitud de cada uno de los arcos, conseguir una precisión alta suponía un coste más elevado que con otros sistemas de posicionamiento y, además, su mantenimiento también sería más laborioso y costoso.

Se pensó entonces en una alternativa que combinara las dos anteriores opciones, pero sin que hubiese necesidad de que las antenas recorrieran los brazos. Así se llegó a un primer boceto de sistema basado en dos brazos de distinto radio capaces de abatirse gracias a un posicionador de elevación dedicado a cada uno de ellos, algo que permite proporcionar mayor precisión de posición. El brazo más pequeño gira en acimut de manera solidaria con la mesa sobre la que se sitúa, gobernada por un posicionador bajo ella y apoyada en el suelo por medio de unas ruedas. El sistema se completa con otro posicionador de acimut, más pequeño y menos costoso, para el blanco. Este se encuentra sobre el posicionador que hace girar la mesa y se mueve solidario con él, pero también puede girar de manera independiente. Cada uno de los brazos sustenta una sonda fija y el concepto se ilustra en las figuras 3.7 y 3.8. Este intento era más barato y más preciso y parecía que permitía cumplir con los requisitos planteados, así que es el diseño que se ha tomado como base para implementar el sistema de esta tesis.

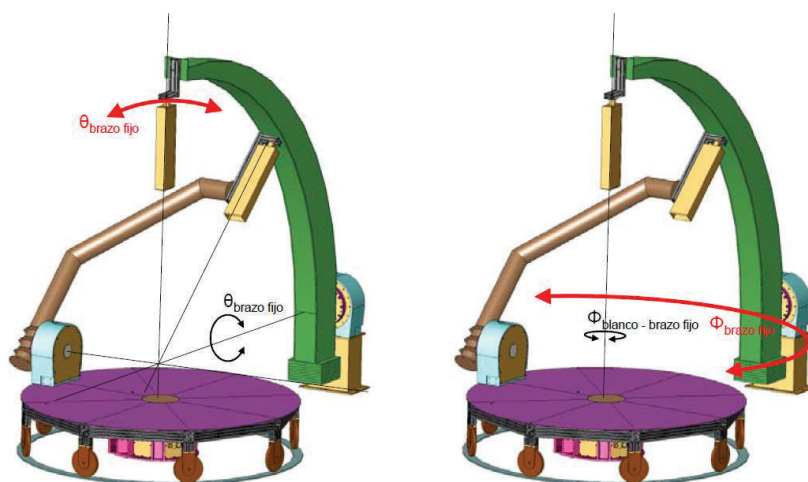


Figura 3.7: Movimientos del brazo externo: en θ mediante posicionador de elevación y en ϕ de manera indirecta mediante posicionador acimutal de blanco o mesa rotatoria

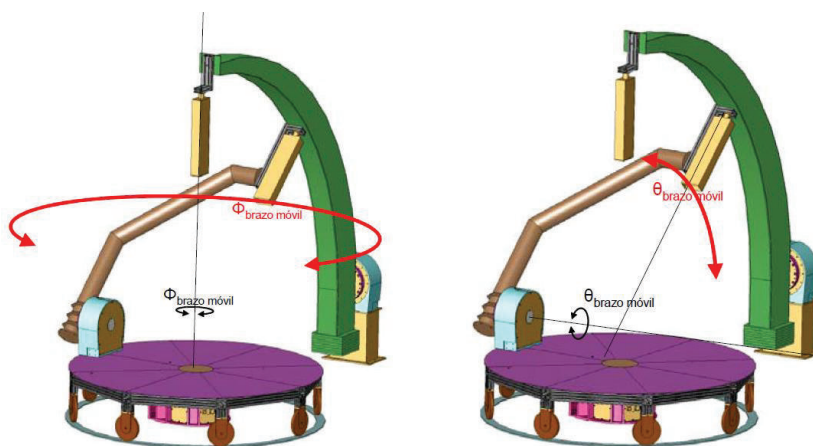


Figura 3.8: Movimientos del brazo interno: en θ mediante posicionador de elevación y en ϕ mediante combinación del movimiento de la mesa en la que se apoya y el posicionador de blanco

3.2. Diseño físico y mecánico

La dirección del proyecto de la nueva instalación se realizó en el Laboratorio, siendo la empresa española *Álava Ingenieros* la adjudicataria de la construcción con el apoyo, para la fabricación y adquisición de los elementos mecánicos, de su representada, la alemana *Orbit/FR*, hoy perteneciente al grupo *Microwave Vision*. El proyecto comenzó a finales de 2007 y la entrega final del sistema por parte de la adjudicataria tuvo lugar a principios de 2009, llevándose a cabo el grueso de los trabajos durante 2008.

3.2.1. Hacia el diseño final

Conceptualmente el diseño toma como referencia la idea de escáner semiesférico que acabamos de ver, es decir, consta de dos brazos de distinto tamaño gobernados por dos posicionadores de elevación. El brazo interno se apoya en una mesa rotatoria movida por un posicionador de acimut. Otro posicionador de acimut se encarga del giro de una columna para ubicar el blanco, que se situaría en el centro imaginario de la semiesfera. Sin embargo, al principio del proyecto se realizaron continuas revisiones, casi todas ellas encaminadas a sacar el máximo provecho al espacio disponible.

Uno de los requisitos mínimos iniciales que se quería respetar a toda costa, era que el anterior rango recto de medida, tan útil en el pasado, debía seguir siendo operativo. Eso significaba que cuando la nueva instalación no se estuviese utilizando, sus elementos mecánicos no debían interponerse en dicho rango recto y, por lo tanto, todo el nuevo sistema debía estar desplazado todo lo posible hacia la derecha en el plano de planta de la figura 3.5. Por otro lado, al utilizar una mesa rotatoria dirigida por un posicionador de acimut colocado bajo ella, se elevaba el suelo base de todo el sistema, con lo que el radio de la semiesfera de medida disminuía. Para contrarrestar este inconveniente se tiró el falso techo que cubría la sala, pero se encontró la presencia de dos vigas insalvables. Pese a todo, el hueco entre las dos vigas era suficiente para albergar el brazo exterior, siempre que este se colocara de manera que al abatirse lo hiciese en el plano perpendicular al lateral largo de la anterior cámara. Sin embargo, el radio aún continuaba siendo pequeño (menor que los 1.5 m mínimos requeridos), de modo que se optó por cavar una fosa en la que ubicar el posicionador de acimut de la mesa. El uso de las ruedas no se consideró necesario, puesto que, mecánicamente, el posicionador de acimut se podría elegir para soportar sin problemas ni alteraciones en su posición la mesa rotatoria, el blanco y los operadores de cámara. En las figuras 3.9(a) y 3.9(b), se aprecian representaciones CAD del diseño preliminar que ya tenía en cuenta estas consideraciones. Ahí se puede ver también que el posicionador del brazo externo está unido a éste por su parte posterior, mientras que el del brazo interno, para impedir que el propio brazo se adentre demasiado en la zona de medida, se une a él por su parte anterior.

Sin embargo, este diseño se fue afinando. Así, puesto que se decidió hacer una fosa, se proyectó hacerla lo suficientemente profunda para que también pudiera acoger al posicionador acimutal de blanco, de modo que éste quedara a ras de la mesa y

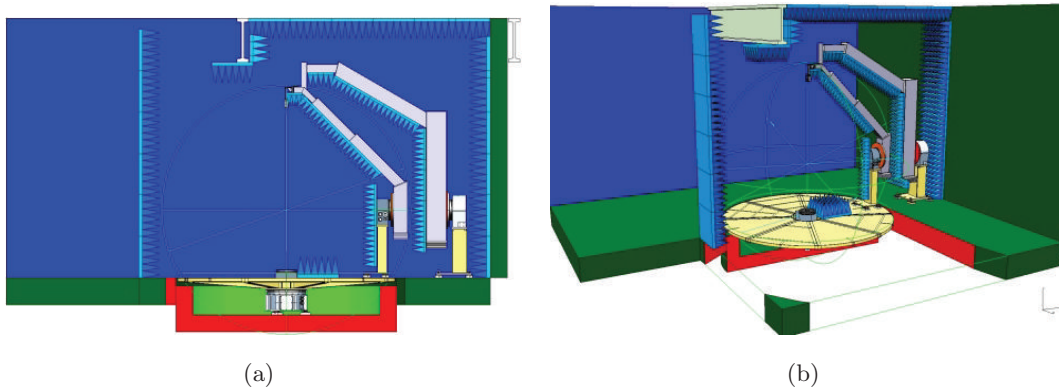


Figura 3.9: Representaciones del diseño preliminar: (a) Vista 1 (b) Vista 2

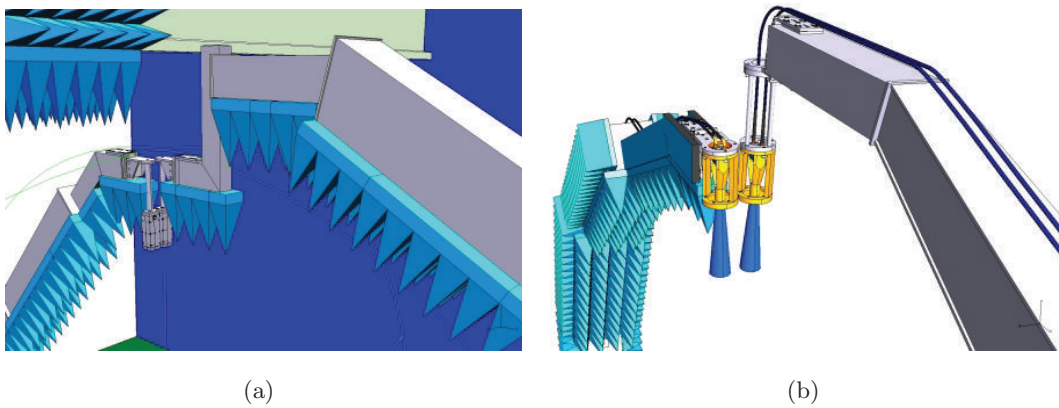


Figura 3.10: Sujeción de las sondas: (a) Diseño preliminar (b) Variación del diseño preliminar

no sobresaliera de esta como ocurría en el diseño preliminar. El suelo base del nuevo sistema de medida quedaba entonces al mismo nivel que el resto del suelo de la cámara anecoica. Por otro lado, la sección del brazo interno que aparece en las figuras 3.9(a) y 3.9(b) no dejaba la semiesfera de escaneo libre de obstáculos, así que se modificó con la inclusión de varios tramos rectos que iban siguiendo la forma de una semicircunferencia, algo más práctico y barato de fabricar que un brazo con sección circular. Por su parte, no era necesario que la sección del brazo externo siguiera una forma circular, sólo que salvara el movimiento de barrido, absorbentes incluidos, del brazo interno. De modo que se hizo con menos tramos rectos.

Finalmente, la manera en la que el brazo externo sustentaba la sonda en esta primera propuesta no dejaba que el brazo interno pasara bajo él (figura 3.10(a)). Esta forma de

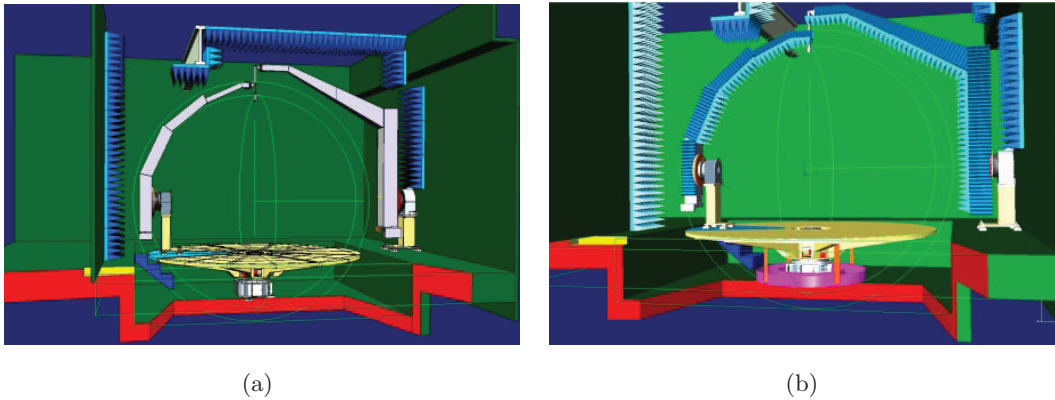


Figura 3.11: Representaciones del diseño final: (a) Vista 1 (b) Vista 2

sujección se cambió, teniendo siempre presente que para poder emplear el mismo par de sondas en los dos brazos era necesario un elemento de prolongación para el brazo externo (figura 3.10(b)). Con todo y pese a las restricciones, el espacio disponible se aprovechó todo lo posible y el diseño final preveía 1740 mm de radio de la semiesfera libre de escaneo (medido hasta apertura de las sondas), con el centro imaginario de la semiesfera ubicado a 887 mm del suelo. Las figuras 3.11(a) y 3.11(b) muestran unas representaciones CAD en 3D de este diseño final y la figura 3.12 el plano general. En este plano se puede apreciar el espacio finalmente empleado y como todo el nuevo sistema queda a la derecha del anterior campo recto de medida, permitiendo que este pueda seguir funcionando sin problemas.

3.2. Diseño físico y mecánico

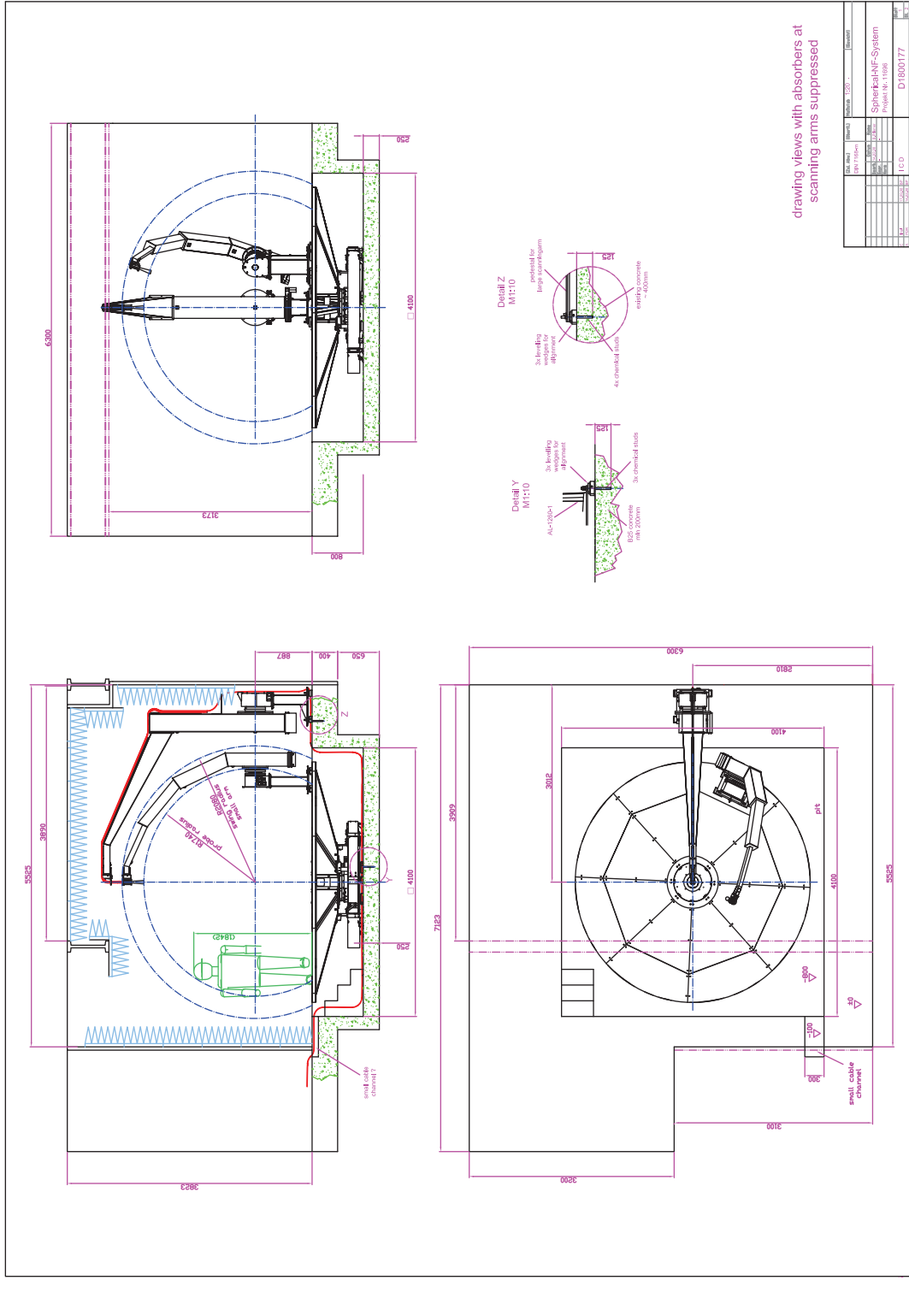


Figura 3.12: Plano general del diseño final

3.2.2. Elementos mecánicos

La función de los elementos mecánicos del sistema es poder variar de forma automática la posición relativa de dos antenas entre sí, y de ambas respecto a un blanco del que se mantienen a una distancia constante. Para que las antenas y el blanco se puedan mover libremente, se cuenta con dos brazos de aluminio, una mesa rotatoria compuesta también por paneles de aluminio, y cuatro posicionadores de alta precisión de *Orbit/FR*. La tabla 3.1 resume las dimensiones de la mesa y los brazos. Veremos más adelante que para cubrir la banda de frecuencia de 5.8 a 26.5 GHz se emplearon dos juegos de dos sondas iguales cada uno, el primero para el rango de 5.8 a 18 GHz y el segundo para el de 18 a 26.5 GHz. Cada brazo cuenta con un adaptador de aluminio al que se acoplan perfectamente las sondas y para que la apertura de cada juego quede a la misma distancia del centro imaginario de la semiesfera, se añade una prolongación a ese adaptador para las sondas de baja frecuencia, y una prolongación a la guía de ondas circular de una de las sondas, para el caso de alta frecuencia.

En cuanto a los posicionadores, tanto el brazo interno como la columna de *Styrofoam* para sustentar al blanco, usan el mismo modelo, sólo que uno en horizontal (el del blanco para permitir giros en acimut, modelo AL-560-1) y otro en vertical (el del brazo interno, para permitir que éste se abata en elevación, modelo AL-560-1P). Puesto que el brazo externo es algo más grande y pesado, su posicionador de elevación, que va anclado al suelo, es también algo mayor (modelo AL-760-1). Sin embargo el posicionador que debe soportar más carga, y por lo tanto el mayor, es el de la mesa rotatoria (modelo AL-1260-1). En la tabla 3.2 se resumen las principales características técnicas de estos elementos. Los límites máximos de giro que pueden realizar estos posicionadores se fijaron en fábrica a $\pm 105^\circ$ para los de elevación y a $\pm 202^\circ$ para los de acimut.

| | 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

El posicionador de acimut de la mesa rotatoria va anclado al suelo de la fosa construida. A su vez, sustenta una estructura nervada de aluminio sobre la que se apoyan las planchas que conforman la propia mesa. Sobre este posicionador se encuentra el

3.2. Diseño físico y mecánico

| | AL-560-1/P | AL-760-1P | AL-1260-1 |
|----------------------------|------------|-----------|-----------|
| Par admitido (kgm) | 111 | 415 | 3043 |
| Carga de operación (Kg) | 363 | 907 | 9072 |
| Par entregado (Kgm) | 21 | 69 | 166 |
| Resistencia al par (Kgm) | 29 | 83 | 277 |
| Potencia motor (hp) | 1/8 | 1/3 | 3/4 |
| Velocidad nominal (rpm) | 2 | 1.5 | 1.3 |
| Precisión (°) | ±0.005 | ±0.005 | ±0.005 |
| Holgura angular máxima (°) | 0.06 | 0.05 | 0.05 |
| Límite angular fijado (°) | 0.06 | 0.05 | 0.05 |
| Diámetro de plato (mm) | 318 | 320 | 612 |
| Peso (Kg) | 36 | 65 | 113 |

Tabla 3.2: Principales características de los posicionadores

posicionador de blanco y ambos comparten el mismo eje de rotación vertical. En el centro de la semiesfera imaginaria, ese eje vertical se intersecta con cada uno de los ejes horizontales de los posicionadores de elevación de los brazos.

Por otra parte, se ha de entender que un sistema de posicionamiento funciona como un bucle cerrado de realimentación. El controlador de movimiento convierte el comando de movimiento que provenga de un ordenador o cualquier otra fuente, en una señal que dirige a uno de los posicionadores. Dentro del mismo, el motor comienza el movimiento, la posición alcanzada se lee regularmente mediante un sensor y esta lectura se devuelve al controlador de movimiento, cerrando el bucle y permitiendo que éste haga los ajustes necesarios para alcanzar con la mayor precisión posible la posición final. Cabe destacar que los valores de precisión y resolución que ofrecen los posicionadores de esta instalación se encontraban entre los mejores del mercado en aquella época, gracias al sensor de lectura empleado. Se trata de un *encoder* o codificador de eje, es decir, un dispositivo electromecánico usado para convertir la posición angular de un eje a un código digital. El que disponen estos posicionadores es absoluto de 29 bits, capaz de producir 2^{29} códigos digitales únicos a lo largo de un giro completo.

El movimiento está dirigido por el controlador de cuatro ejes modelo AL-4146-4MC, que ofrece control completo sobre cada uno de los posicionadores. Este equipo está desprovisto de display y de controles en el panel frontal y se debe operar mediante control

3. Descripción del sistema



Figura 3.13: Equipos de control de los posicionadores: (a) Controlador (b) Unidad local, LCU (c) Equipo de parada de emergencia (d) Botón de pánico

remoto por medio de los buses RS-232 y *Controller Area Network* (CAN) incorporados, empleando para ello sus comandos de control propietarios. Sin embargo, sí dispone de una unidad de control local (*Local Control Unit* (LCU)), que no es más que una interfaz conectada al equipo con un cable largo, para poder hacer pruebas manualmente sobre cada uno de los ejes. El control se completa con una unidad de parada de emergencia (modelo AL-9504-2), que dispone de un pulsador empotrado y otros dos unidos por cable a la misma para ser distribuidos estratégicamente por la cámara. En la figura 3.13 se pueden ver estos equipos.

3.2.3. Pruebas al sistema mecánico

El diseño mecánico del sistema aseguraba, por puro cálculo (teniendo en cuenta los posicionadores elegidos, la carga que son capaces de soportar, su precisión y demás características, la rigidez, volumen y peso de la estructura de los brazos, los anclajes diseñados para las sondas y el hecho de que todo el sistema se iba a ubicar en un entorno

controlado sujeto a mínimas variaciones ambientales) que la precisión total de posición de las sondas en la superficie de la semiesfera iba a estar dentro de la especificación exigida que, recordemos, era de una milésima del radio de giro. En efecto, para recorrer por la superficie de una esfera de radio r un arco de longitud $\pm r/1000$ hay que realizar una variación angular de $\pm 10^{-3}$ rad, o $\pm 0.0573^\circ$:

$$\left. \begin{array}{l} 360^\circ \longrightarrow 2\pi r \\ x \longrightarrow \pm \frac{r}{1000} \end{array} \right\} \implies x = \pm 0.0573^\circ \quad (3.5)$$

Sin embargo, es cierto que los valores de precisión ofrecidos por el fabricante consideran siempre que el posicionador no tiene carga. Al cargarlos, se esperan resultados peores. Lógicamente, para comprobar que las especificaciones se cumplían y que el sistema, una vez montado, quedaba bien alineado y mantenía el apuntamiento, se diseñaron una serie de pruebas que se ejecutaron tanto en fábrica (en una ocasión) como en las dependencias del Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del INTA, una vez que todo el sistema se hubo instalado en su ubicación final (en dos ocasiones). Cada posicionador puede ser nivelado y movido ligeramente de manera independiente gracias a un mecanismo situado en cada una de las patas que les sirven de base. Antes de comenzar las pruebas se suceden unos ajustes y medidas previas destinados a colocar y nivelar adecuadamente cada uno de los posicionadores.

Los tests de precisión y apuntamiento se llevaban a cabo en cada ocasión durante un mínimo de dos días y varios de ellos se repetían para comprobar la reproducibilidad y robustez del sistema. En dichas pruebas se realizaban medidas de posición con las sondas de baja frecuencia acopladas a los brazos, con las de alta o sin ninguna sonda. Los resultados de las pruebas fueron satisfactorios tanto en fábrica como en el INTA. Los que se van a mostrar a continuación corresponden a las últimas y definitivas pruebas llevadas a cabo la segunda ocasión que se testeó el sistema en el INTA, con el mero propósito de dar cuenta de los órdenes de magnitud alcanzados en el sistema en términos de precisión, nivelación, ortogonalidad, paralelismo y apuntamiento.

Para estas verificaciones era necesario un equipamiento capaz de proveer un sistema de coordenadas independiente con el cual comprobar, de manera externa, la precisión de las posiciones alcanzadas. Se optó por un sistema de seguimiento láser (*laser tracker*), es decir, un láser montado sobre un posicionador de elevación sobre acimut apoyado sobre un trípode y capaz de calcular la distancia a la que se encuentra un determinado objeto reflector (espejo) y de seguirlo mientras se mueve. En concreto se utilizó el

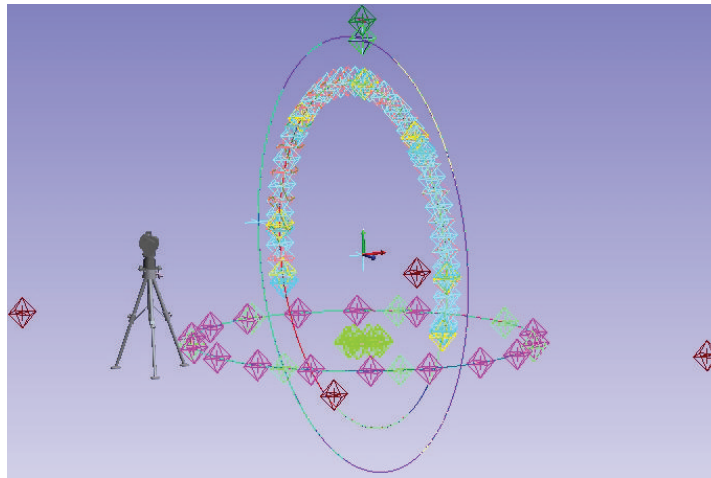


Figura 3.14: *Puntos medidos durante la prueba final con Spatial Analyzer*

modelo *Laser Tracker 3* de *API*, (*Automatic Precision, Inc.*) que, para las distancias que se manejaban, proporcionaba una precisión de medida de ± 0.05 mm. El trípode se fijaba en el suelo durante todos los ensayos y el reflector se iba colocando en la superficie de la mesa, el posicionador de blanco o la apertura de las sondas en cada uno de los brazos (gracias a un útil diseñado con tal fin) para medir la distancia a la que se encontraban esos puntos mientras se producía un movimiento. La información obtenida por el *tracker* se enviaba a un ordenador, en el que un *software* (*SA, Spatial Analyzer* versión 20080729 de *New River Kinematics, Inc.*) analizaba los puntos leídos y realizaba los cálculos necesarios (figura 3.14).

Con ayuda de unas referencias fijas situadas en el suelo de la cámara, el conjunto formado por el *tracker* y el *software* era capaz de hacerse una composición de lugar y definir un origen de coordenadas y unos ejes cartesianos. En la nueva instalación el origen de coordenadas es el centro de la semiesfera y se ha tomado la convención de definir como plano *XY* el paralelo a la mesa, estando el eje *Y* dirigido hacia el eje de simetría del brazo fijo, es decir, el externo. El eje *X* es perpendicular y el eje *Z* o eje vertical tiene la dirección normal al plano *XY* (figura 3.15).

Por convenio también se decidió definir que el ángulo 0° para los posicionadores de elevación sería el que situara a los brazos en el cenit de la semiesfera imaginaria. Estando ambos en esa posición, el ángulo 0° del posicionador de la mesa sería aquel para el que ambos brazos estuvieran alineados. El ángulo 0° para el posicionador de blanco era indiferente y se eligió que fuese aquel en el que quedara la misma cantidad

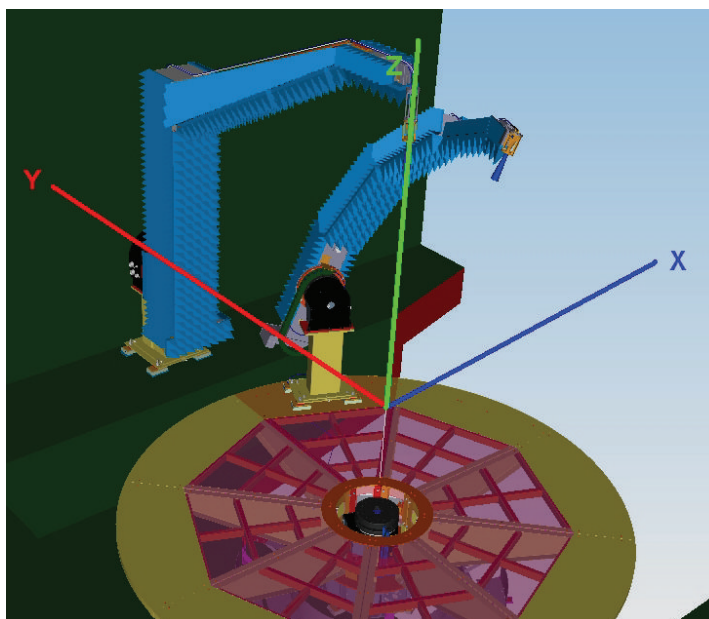


Figura 3.15: *Definición del sistema de referencia convenido. Además el brazo externo está en la posición de 0° y tanto la mesa como el brazo interno están en la posición de 15°*

de giro hasta alcanzar el límite en los dos sentidos. Así pues, teniendo esto en cuenta, se realizaron las siguientes pruebas finales en el INTA.

Precisión de los ejes de rotación

Pruebas en fábrica Los posicionadores destinados a este proyecto se probaron en la fábrica de *Orbit/FR* en Israel para verificar que cumplieran la especificación de $\pm 0.005^\circ$ que determinaba el catálogo en condiciones sin carga. Las pruebas las realizó el fabricante con sus propios medios y proporcionó los resultados que se muestran en la tabla 3.3.

Precisión de la mesa Esta prueba consistía en colocar el blanco reflectivo con su correspondiente adaptador en la superficie de la mesa, cerca del borde, y girar la mesa en acimut $\pm 200^\circ$ tomando medidas cada 20° . Se comprobaba la diferencia entre la lectura de ángulo proporcionada por el posicionador AL-1260-1 y la procesada por el SA a partir de los datos del tracker. En la prueba final la diferencia máxima entre ambas lecturas fue de $\pm 0.0015^\circ$.

3. Descripción del sistema

| Posicionador | Modelo | Precisión medida |
|---------------|-----------------------|---------------------|
| Mesa | AL-1260-1 (S/N: 0328) | $\pm 0.0029^\circ$ |
| Blanco | AL-560-1 (S/N: 0526) | $\pm 0.00275^\circ$ |
| Brazo interno | AL-560-1P (S/N: 0527) | $\pm 0.0041^\circ$ |
| Brazo externo | AL-760-1P (S/N: 0289) | $\pm 0.00245^\circ$ |

Tabla 3.3: *Medida de precisión en fábrica de los posicionadores (sin carga)*

Precisión del posicionador de blanco En el momento de hacer esta verificación, la columna de *Styrofoam* no se había aún diseñado ni construido, lo que significaba que la comprobación debería hacerse directamente sobre la superficie del propio posicionador. Se consideró que esto sería lo mismo que ya se había comprobado en fábrica, así que no se realizó ninguna medida en este caso.

Precisión del brazo interno Para esta prueba se colocaba una sonda en el brazo interno y el espejo reflector en su apertura. A continuación se realizaba un barrido en elevación de $\pm 105^\circ$ en pasos de 5° . Nuevamente, la lectura de ángulo del posicionador AL-560-1P se contrastaba con la dada por el SA. La prueba final se hizo con la sonda de baja frecuencia y se encontró una diferencia máxima de $\pm 0.042^\circ$.

Precisión del brazo externo Esta prueba era igual que la anterior, usando el útil de prolongación para este brazo y una de las sondas. El barrido en elevación también era de $\pm 105^\circ$ en pasos de 5° . En el test final, realizado con una sonda de baja frecuencia, las lecturas del posicionador AL-760-1P y la obtenida con el SA a partir de los datos del *tracker* se diferenciaron como máximo $\pm 0.029^\circ$.

Chequeo del alineamiento

Nivelación de la mesa Al igual que antes, para este test se colocaba el reflector en la mesa, cerca de su borde y se tomaban medidas mientras ésta giraba en acimut $\pm 200^\circ$. Los puntos tomados en la prueba final y analizados con SA indicaron una desviación máxima en la coordenada z a lo largo de todo el giro de ± 0.1 mm. A partir de estos puntos, el *software* es también capaz de trazar el círculo que mejor encaje con ellos y calcular su radio, su centro y también la inclinación con respecto a los distintos ejes. Calculando el círculo para estas medidas, cabe destacar que la mesa se encontró

inclinada apenas 0.002° con respecto al eje X y -0.001° con respecto al eje Y y a una distancia media de 878.291 mm del plano XY .

Nivelación del posicionador de blanco Siguiendo el mismo procedimiento, en esta prueba se situaba el reflector en el borde del posicionador de acimut destinado a hacer girar el blanco, y se tomaban medidas durante un giro del mismo de $\pm 200^\circ$. Las desviaciones de nivelación de los puntos medidos se encontraron, para la comprobación final, dentro del margen de ± 0.023 mm. El círculo creado con estos puntos estaba inclinado 0.004° con respecto al X y 0.003° 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 colocaba el reflector en la apertura de una de las sondas, que a su vez se había acoplado al brazo interno y, a continuación, se hacía un barrido en elevación de $\pm 105^\circ$, manteniendo la mesa y, por lo tanto, el posicionador en la misma posición: perpendicular al eje Y (es decir, se realizaba el barrido en el plano XZ). La prueba final se hizo usando una sonda de baja frecuencia y la desviación máxima en la coordenada y de los puntos leídos con el *tracker* fue finalmente de ± 0.314 mm. Para este barrido se obtuvo un círculo con un radio medio de 1697.552 mm y un centro a una distancia euclídea del centro ideal de la semiesfera menor de 0.251 mm. Dicho círculo estaba inclinado 0.01° con respecto al eje vertical (eje Z) y girado en acimut -0.003° con respecto al eje X .

Nivelación del brazo externo De nuevo, para esta prueba se acoplaba al brazo externo la prolongación necesaria y una sonda, y en su apertura el blanco reflector para el láser. Seguidamente se hacía un barrido en elevación de $\pm 105^\circ$ y se medían las posiciones. También se empleó una sonda de baja frecuencia para el test definitivo y la desviación máxima medida para la coordenada y fue de ± 0.16 mm. El círculo creado con estos puntos tenía un radio medio 1696.34 mm, con un centro localizado a una distancia euclídea menor de 0.383 mm del centro ideal. Dicho círculo estaba inclinado -0.001° con respecto a la vertical (eje Z) y girado -0.007° con respecto al eje X .

Asimismo, el centro de este círculo y el del círculo calculado a partir de los puntos medidos para el brazo interno estaban separados menos de 0.6 mm.

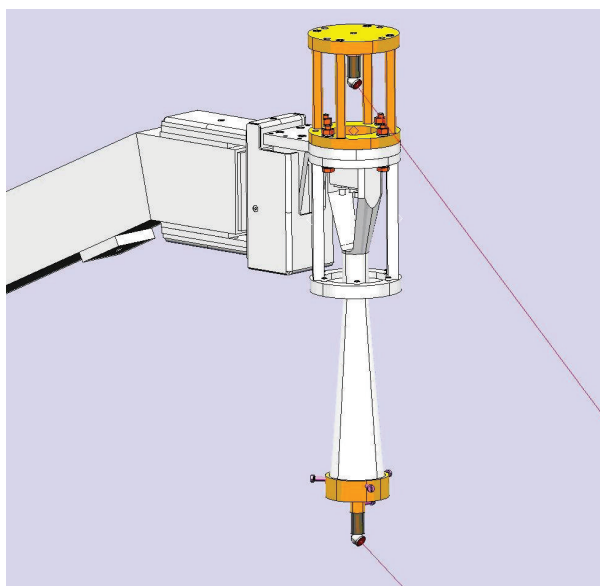


Figura 3.16: Prueba de apuntamiento de las sondas

| | Brazo interno | Brazo externo |
|--------------------|------------------------------|-----------------------------|
| Parte trasera (mm) | x:-0.023 y:-0.161 z:2130.030 | x:-0.390 y:0.386 z:2317.858 |
| Apertura (mm) | x:-0.244 y:-0.089 z:1697.308 | x:0.054 y:0.040 z:1696.249 |
| Ángulo (°) | 0.0308 | 0.0519 |

Tabla 3.4: Medidas del apuntamiento de las sondas de baja frecuencia

Apuntamiento de las sondas Para comprobar el apuntamiento de las sondas, en esta prueba se colocaba cada brazo en el cenit, se disponía un pequeño reflector en la parte trasera de las sondas, justo en el interfaz de sustentación, otro en la apertura de las mismas, como en las anteriores pruebas, y se medían ambas posiciones (figura 3.16). A continuación, tomando como referencia el punto medido en el interfaz para trazar una vertical, se calculaba el ángulo formado con el punto medido en la apertura.

Los resultados de la prueba final se encuentran recogidos en las tablas 3.4 y 3.5. Se puede advertir que el error de apuntamiento es muy bajo.

Análisis geométrico y otras pruebas

Centro y radio de giro Según el resultado de la nivelación final del posicionador de blanco, este se encuentra a una distancia de 887.162 mm del centro de la semiesfera u

3.2. Diseño físico y mecánico

| | Brazo interno | Brazo externo |
|--------------------|------------------------------|-----------------------------|
| Parte trasera (mm) | x:-0.180 y:-0.359 z:2129.993 | x:-0.271 y:0.346 z:2317.780 |
| Apertura (mm) | x:0.420 y:0.214 z:1696.930 | x:0.404 y:0.478 z:1696.692 |
| Ángulo (°) | 0.1098 | 0.0638 |

Tabla 3.5: *Medidas del apuntamiento de las sondas de alta frecuencia*

| Posicionador | Modelo | Ángulo absoluto (°) |
|---------------|-----------------------|---------------------|
| Mesa | AL-1260-1 (S/N: 0328) | 171.511 |
| Blanco | AL-560-1 (S/N: 0526) | 223.346 |
| Brazo interno | AL-560-1P (S/N: 0527) | 28.514 |
| Brazo externo | AL-760-1P (S/N: 0289) | 98.886 |

Tabla 3.6: *Ubicación del cero de cada posicionador*

origen de coordenadas del sistema. El radio de giro del sistema, a partir de los valores medios obtenidos para la prueba final de nivelación de cada uno de los brazos es de 1697.552 mm para el brazo interno y 1696.34 mm para el brazo externo.

Cero de cada posicionador La ubicación del cero definido por convenio para cada posicionador se determinó también en las pruebas finales. Para ello, ayudados por el *software* SA, se colocaba cada posicionador en el ángulo 0° decidido por convenio y se anotaba la lectura absoluta de cada posicionador. El resultado se muestra en la tabla 3.6. Este dato es imprescindible para programar posteriormente los movimientos automáticos de los posicionadores.

Parada de emergencia y reinicio Esta prueba consistía en pulsar, durante el curso de un barrido de cualquiera de los ejes, uno de los botones de parada de emergencia, para comprobar que el movimiento se detenía inmediatamente y todos los posicionadores se quedaban quietos, manteniendo, sin problemas, la posición. Con el mismo fin, también se simulaban cortes de alimentación. Todas las pruebas fueron satisfactorias.

Conclusiones

Los resultados finales que se han presentado son del orden de los que se vinieron obteniendo en todas las pruebas anteriores, una vez que cada posicionador era ajustado y nivelado convenientemente. Cabe destacar que los centros de los cuatro ejes de rotación se encuentran contenidos en una esfera de radio menor de 1 mm.

También es necesario comentar que la precisión de posición de los ejes en elevación (brazo interno y brazo externo) es peor que la de los ejes en acimut (mesa y posicionador de blanco). Esto es debido a la carga que supone el peso de cada brazo y a fenómenos de deflexión por gravedad. Pese a todo, las precisiones medidas son menores que la especificación de $\pm 0.057^\circ$. Esta precisión, traducida a longitud de arco, significa ± 1.697 mm (una milésima de 1.697 m), que para la máxima frecuencia de operación actual del sistema (26.5 GHz) es del orden de $\lambda/6.69$. Este valor permite holgadamente que se puedan tomar muestras si se quiere hacer una transformación de campo cercano a campo lejano y aún deja margen si se sube en frecuencia, algo que se puede lograr cambiando las sondas.

3.3. Diseño electromagnético

Una vez descrita físicamente la instalación, se repasa ahora el diseño desde el punto de vista electromagnético. En primer lugar se presenta un diagrama de bloques general y el recorrido que siguen los cables de radiofrecuencia (RF) en la nueva instalación. A continuación se describen el analizador vectorial de redes y los dos juegos de sondas empleados. Finalmente se habla del material absorbente utilizado para cubrir la cámara y del diseño de la columna para sustentar blancos.

3.3.1. Diagrama de bloques general y camino de radiofrecuencia

El diagrama de bloques general es el que se esquematiza en la figura 3.17. En ella aparece el ordenador que controla a todos los posicionadores y que, al mismo tiempo, está conectado al analizador vectorial de redes 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. Consta de cuatro puertos de tal manera que a cada uno de ellos se puede conectar un cable distinto dirigido hacia los brazos. En este sentido, cada uno de los brazos sostiene una sonda, que apunta siempre al centro imaginario de la

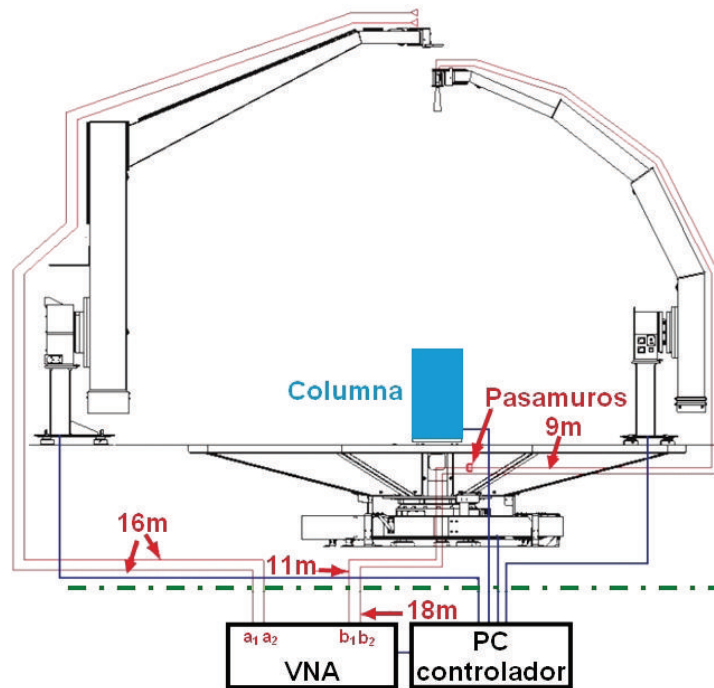


Figura 3.17: Diagrama de bloques del sistema de radiofrecuencia

semiesfera, y se dispone de dos juegos, con dos sondas iguales cada uno, siendo todas de doble polarización lineal. El primer juego cubre la banda de frecuencias de 5.8 a 18 GHz y el segundo de 18 a 26.5 GHz.

Para llevar la energía desde el VNA hasta las sondas se utilizan cables coaxiales flexibles de alto rendimiento y bajas pérdidas. En concreto, en esta instalación se han empleado los de la serie 100 de *Spectrum Elektrotechnik GmbH*, con conectores de 3.5 mm en ambos extremos y un buen comportamiento hasta 26.5 GHz (las pérdidas se muestran en la figura 3.18, tomada del catálogo del fabricante [193]). En una esquina de la fosa y por la parte más cercana a la pared de la cámara, se hizo una canaleta de obra para albergar todos los cables (no sólo de RF sino también de control y alimentación de los posicionadores). Los destinados al brazo externo tienen la misma longitud (16 m, cable 100-D160-91-91) y siguen el mismo recorrido: pasan por la canaleta, se posan en el suelo y se dirigen directamente al brazo. Los destinados al brazo interno, puesto que éste está apoyado en la mesa rotatoria, se tratan con más precaución para evitar que se puedan enrollar. En la figura 3.19 se ve la canaleta de obra a la izquierda y cómo los cables del brazo interno se dirigen hacia la mesa, mientras que los del brazo externo

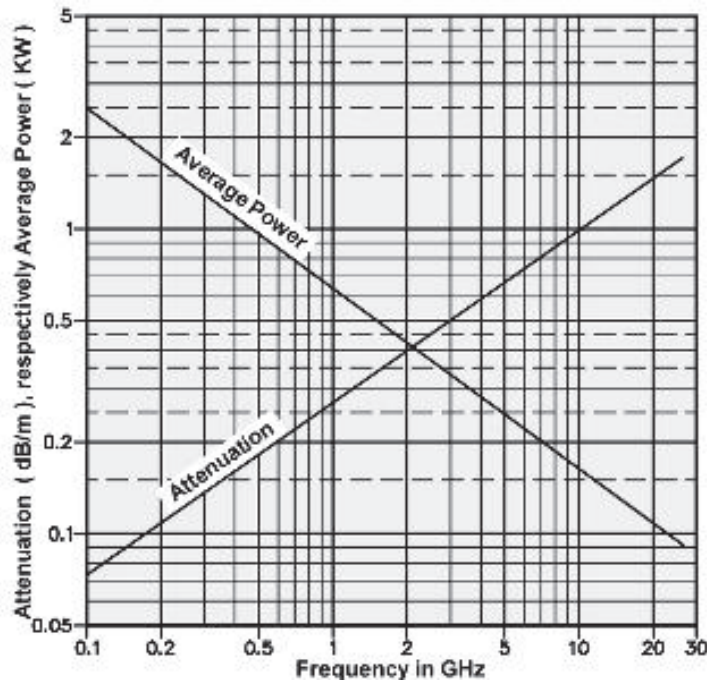


Figura 3.18: (Tomada del catálogo del fabricante) Pérdidas de los cables de la serie 100 de Spectrum

van directos hacia él.

Así pues, el giro de los cables de RF que van al brazo interno se ejecuta de manera controlada. Esto es gracias a una estructura pensada con este propósito y ubicada alrededor del posicionador de acimut de la mesa (AL-1260-1). Consta de dos piezas circulares concéntricas de chapa de aluminio. La pieza circular externa se mantiene fija y la interna se mueve solidariamente con el resto de la mesa. Ambas piezas están unidas por una cadena de plástico que tiene la longitud suficiente para que ante un giro completo de la mesa no se produzca en absoluto ningún tipo de tirantez. Los cables coaxiales pasan al círculo interno tras recorrer toda la cadena y una vez en éste ya se pueden dirigir al brazo interno.

Sin embargo, hay que recordar que el sistema se ha diseñado también teniendo en mente la posibilidad de ensayar antenas. Para poder alimentar a la antena bajo test sin riesgo de que los giros de la mesa hagan que el cable de alimentación se enrolle, se aprovecha uno de los cables destinados al brazo interno. Efectivamente, de los dos cables que han recorrido la estructura metálica de dos piezas, uno va directo al brazo (18 m, cable 100-D180-91-91) y el otro llega primero a un pasamuros o *bulkhead* (11 m,

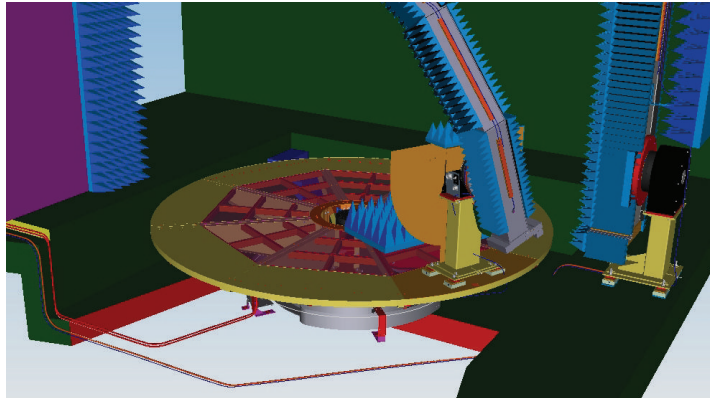


Figura 3.19: Recorrido de los cables de radiofrecuencia

cable 100-D110-91-91). Ahí, si se quiere alimentar la otra polarización de la sonda del brazo interno se conecta un cable que ya sí se encamina al brazo (9 m, cable 100-9000-91-91). Por el contrario, si se quiere alimentar una antena para ensayarla, se conectaría el cable de alimentación de esta antena. El pasamuros se sitúa al lado del posicionador de acimut del blanco, de modo que sea fácilmente accesible. La figura 3.20 muestra una representación en detalle de lo que se acaba de describir. En la parte de abajo se aprecian los cables que se dirigen a la estructura circular concéntrica. En color azul aparece la cadena de plástico que une la pieza fija y la móvil de esta estructura. También en color azul, en el centro de la figura, se puede ver un bastidor metálico, que es el elemento en el que se ha dispuesto el pasamuros.

El efecto de este camino de radiofrecuencia en los cables que tienen que atravesar la mesa se evaluó experimentalmente. Para ello, con ayuda de un VNA, se diseñó la siguiente medida del parámetro S_{11} para cada uno de los dos cables:

- Se conectó el cable al puerto 1 del VNA y se cargó el otro extremo con un cortocircuito.
- Se empleó *software gating*, centrando la ventana en la reflexión del corto.
- Se realizó un barrido en frecuencia de 14 a 18 GHz con 401 puntos. Sin embargo, por efecto del enventanado, la banda útil era de 14.5 a 17.5 GHz.
- Las medidas se hicieron para un barrido de la mesa de -200° a 200° en pasos de 45° .

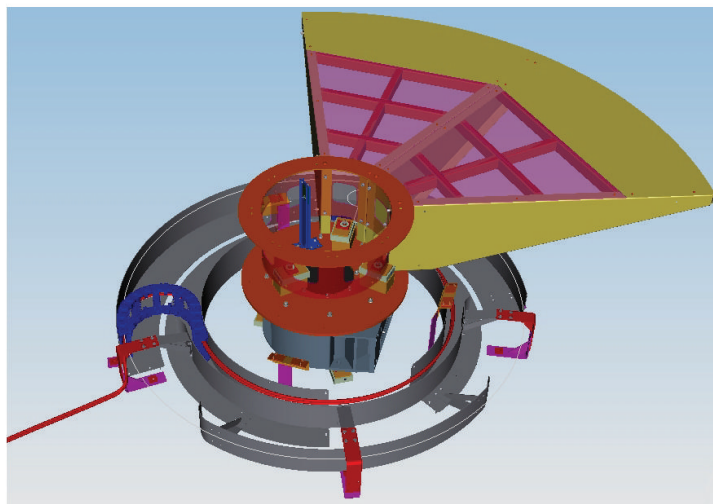
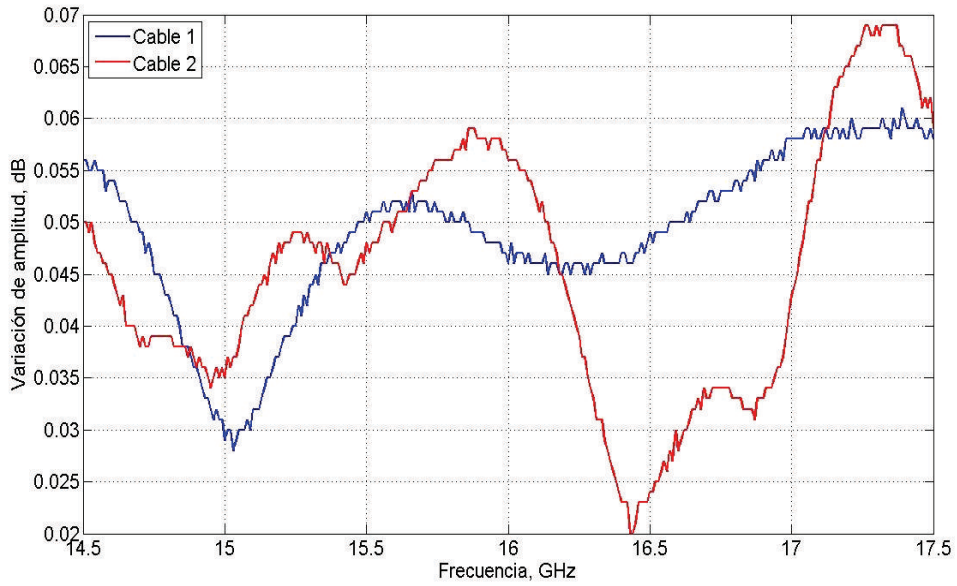


Figura 3.20: *Detalle del recorrido por la mesa rotatoria*

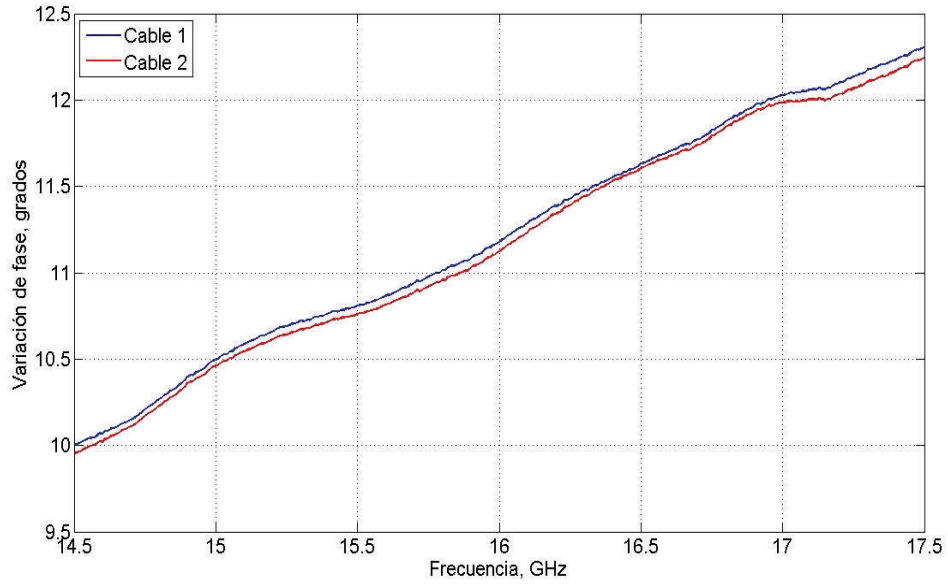
Una vez hechas las medidas, se tomó, para cada punto en frecuencia dentro de la banda útil, el valor máximo y mínimo de los medidos en las diferentes posiciones. La figuras 3.21(a) y 3.21(b) representan la diferencia entre ambos valores para la amplitud y la fase respectivamente. Se puede ver que la variación máxima de amplitud no alcanza los 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°. Una variación de fase de 360° supondría, en términos de longitud de onda (λ), una variación de una longitud de onda entera, de modo que la variación de fase de 12° se traduce en $\lambda/30$. Estos valores son aceptables pero además hay que recordar que la medida se hizo en reflexión (parámetro S_{11}) y, por lo tanto, tiene en cuenta el doble recorrido tanto de ida como de vuelta.

3.3.2. Analizador vectorial de redes

El elemento clave de esta instalación de medida es el VNA que se emplea como radar instrumental. El rango recto de la anterior cámara anecoica también estaba basado en un analizador vectorial de redes, el clásico HP8510B de *Hewlett & Packard* y luego *Agilent*. Con la ampliación de la cámara y la construcción de la nueva instalación se



(a)



(b)

Figura 3.21: Efecto del giro de la mesa en los cables: (a) Variación en amplitud (b) Variación en fase

3. Descripción del sistema

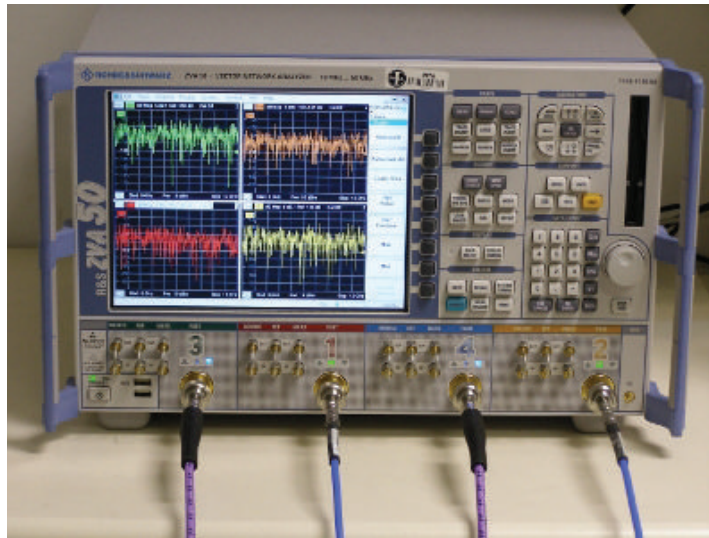


Figura 3.22: ZVA50 en el laboratorio con los 4 puertos conectados

decidió actualizar este equipo. Se buscaba uno que fuese capaz de operar al menos hasta 26.5 GHz, que pudiese gestionar hasta cuatro señales al mismo tiempo, que fuese rápido y ágil, que se pudiese controlar completamente de manera remota y que tuviese la capacidad de trabajar en el dominio transformado (tiempo) para poder realizar medidas eventanadas por *software*.

De entre las opciones posibles se adquirió finalmente el modelo ZVA50 de *Rohde & Schwarz* (figura 3.22). Se trata de un equipo moderno, de prestaciones muy superiores al HP8510B y tremendamente versátil. La hoja de características (*data sheet*) y toda la información detallada se pueden consultar o descargar online en la página del producto [194] y no tiene sentido replicarla aquí. Sin embargo, sí cabe destacar algunas de sus características fundamentales y proporcionar algún dato que permita al menos hacerse una idea de las prestaciones del equipo para las bandas de frecuencia de operación de la instalación:

- Opera de 10 MHz hasta 50 GHz con una resolución 1 Hz. Su ancho de banda de medida de frecuencia intermedia (*Intermediate Frequency Bandwidth (IFBW)*) se puede variar de 1 Hz a 5 MHz. Este parámetro es importante al realizar las medidas, puesto que cuanto menor sea el ancho de banda de medida, más lento se hace el barrido en frecuencia pero también un IFBW pequeño produce que se integre menos ruido y aumente la sensibilidad y por lo tanto el margen dinámico.

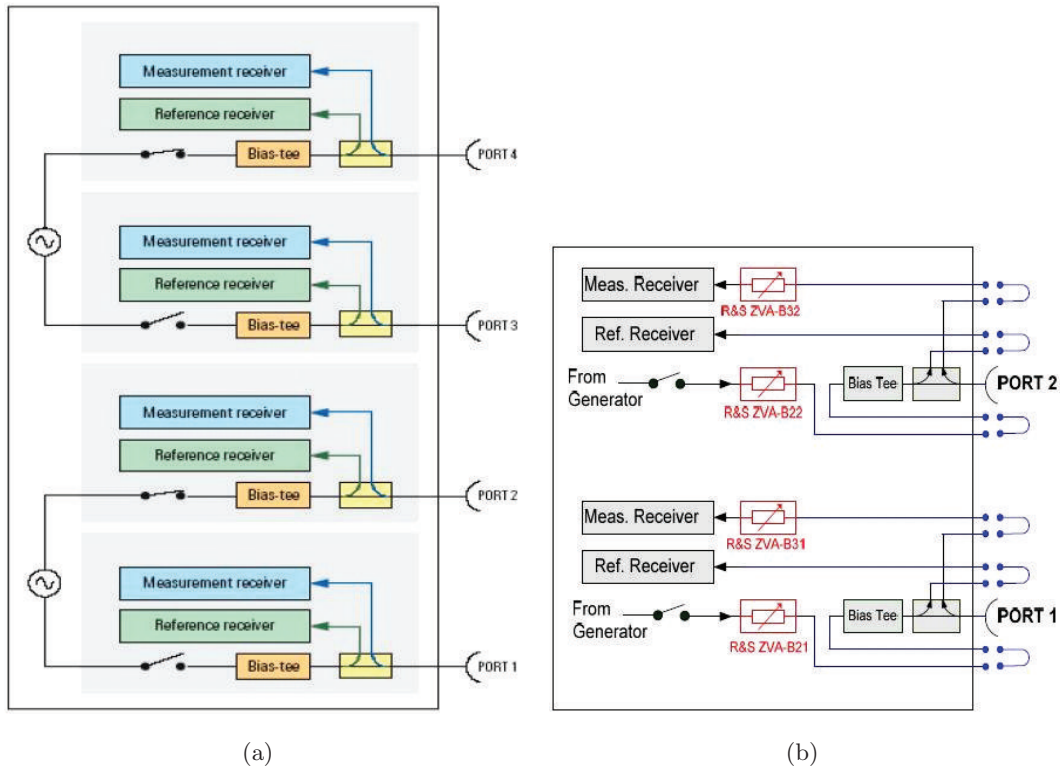


Figura 3.23: (Tomada del manual del fabricante) Diagrama del analizador ZVA50: (a) Esquema (b) Acceso directo a generador, receptor y referencia y atenuadores por pasos de generador y receptor.

- Consta de 4 puertos de 2.4 mm, lo que permite conectar al VNA las sondas de los dos brazos (cada sonda es de doble polarización lineal). Esto implica que es posible realizar las 16 combinaciones posibles de medida en un único barrido. En su momento era el único analizador del mercado capaz de medir hasta 50 GHz integrando 4 puertos en mismo aparato. Internamente cuenta con dos fuentes y el conexionado interno se muestra en la figura 3.23(a). El equipo ofrecía también la opción de tener acceso directo a las señales de fuente, referencia y medida gracias a unos puentes situados en el panel frontal para cada cada puerto, lo que posibilita mejorar los niveles de margen dinámico. Además se podían incluir atenuadores por pasos en transmisión y en recepción para no saturar al dispositivo bajo prueba o al propio receptor del VNA. Ambos conceptos se ilustran en la figura 3.23(b) y la versión adquirida incorporaba las dos opciones.

- En este sentido, con una configuración básica (sin actuar sobre los puentes), el equipo garantiza poner en juego una potencia de +10 dBm hasta 26.5 GHz, con un margen dinámico > 120 dB para un IFBW de 10 Hz. Estos valores decaen con la frecuencia y son mejores, por tanto, para el resto de banda de operación de la instalación de medida.
- El equipo permite pasar del dominio de la frecuencia al del tiempo por medio de una transformada de Fourier y a continuación decidir el tamaño y tipo de una ventana para realizar medidas enventanadas por *software*.
- El tiempo total para una medida calibrada de un barrido de 1601 puntos en toda la banda del analizador (de 10 MHz a 50 GHz) es de 173 ms para un ancho de banda de medida de 100 KHz y de 143 ms si el IFBW es de 1 MHz.
- El analizador tiene un sistema operativo *Windows XP* embebido y se puede establecer fácilmente como él una conexión de escritorio remoto por red de área local, *Local Area Network* (LAN), o mediante un simple cable de red cruzado. Si no, se puede operar perfectamente de manera independiente y manual gracias a las teclas blandas (*soft keys*) integradas en su panel frontal.
- Por otro lado, el ZVA está equipado con un conector para el bus GPIB de acuerdo con el estándar IEC 625.1/IEEE 488.1. y tiene implementado un completo juego de comandos tanto comunes como SCPI (*Standard Commands for Programmable Instruments*) que permiten el control y programación total desde un ordenador.

3.3.3. Sondas

Esta instalación cuenta con dos juegos de dos sondas iguales cada uno para cubrir la parte baja (5.8 a 18 GHz) y la parte alta (18 GHz a 26.5 GHz) de la banda de operación del sistema.

Sondas de baja frecuencia

Las dos sondas que operan de 5.8 a 18 GHz pertenecen al modelo SP6000 de *Satimo* (números de serie SP6000-02 y SP6000-03). Se trata de una unión ortomodo, *Orthomode Junction* (OMJ), dualmente polarizada que alimenta una apertura cónica que contiene un cuádruple *ridge* longitudinal. El cuádruple *ridge* permite ampliar el ancho de banda

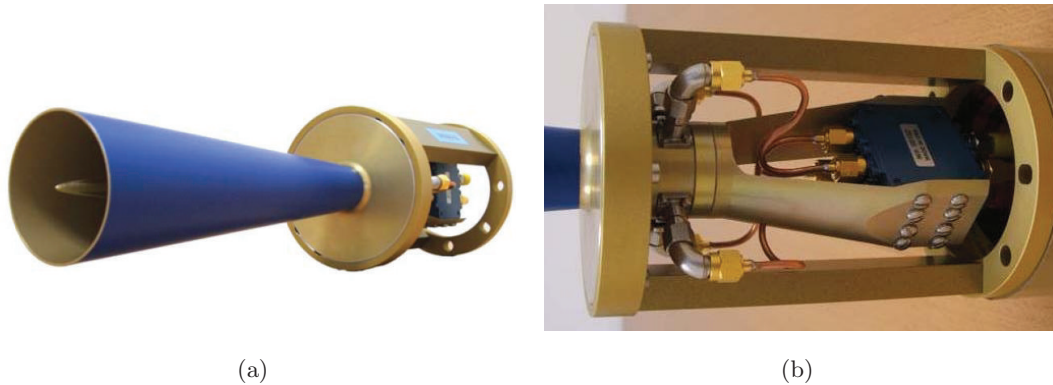


Figura 3.24: *Sondas de baja frecuencia modelo SP6000 de Satimo: (a) Vista general (b) Detalle del circuito de la alimentación y la protección*

| | |
|---|-----------------------|
| Ancho de banda | 5.8 a 18 GHz |
| Polarización | Dual lineal |
| Ganancia | > 8 dBi |
| Pérdidas de retorno | < -10 dB o VSWR < 1.9 |
| Discriminación <i>cross polar</i> (en el eje) | > 40 dB |
| Aislamiento entre puertos | > 40 dB |

Tabla 3.7: *Catacterísticas de las sondas Satimo SP6000*

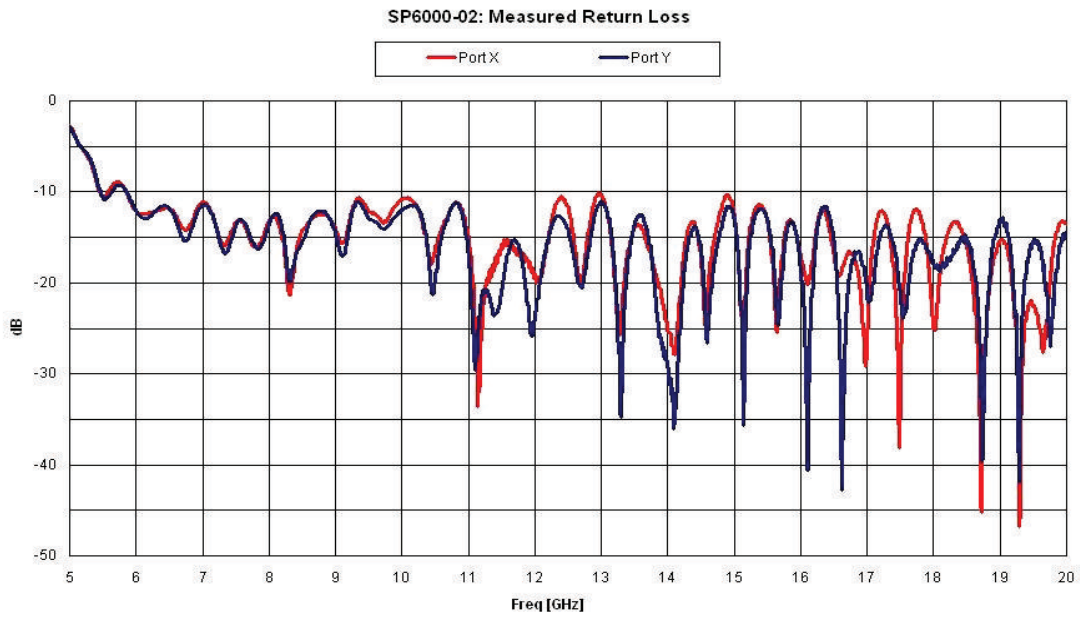
y la simetría necesaria para que la excitación sea mono-modo se fortalece mediante una alimentación balanceada lograda con un circuito externo de alimentación. Todos los componentes son de alta precisión para asegurar una buena adaptación y maximizar el rendimiento *cross-polar* (polarización cruzada). La figura 3.24 muestra la sonda con todas sus partes: la apertura cónica, la OMJ, el circuito de alimentación y una estructura metálica para proteger estas dos partes.

La longitud máxima de esta sonda es de 321 mm y cuando se le añade la prolongación diseñada para acoplar una de las sondas al brazo externo, con el fin de que la apertura de ambas sondas esté a la misma distancia del centro imaginario de la semiesfera del sistema, el conjunto tiene una longitud máxima de 509 mm. Para el conexionado, las sondas ofrecen un par de puertos con conectores hembra de precisión de 3.5 mm.

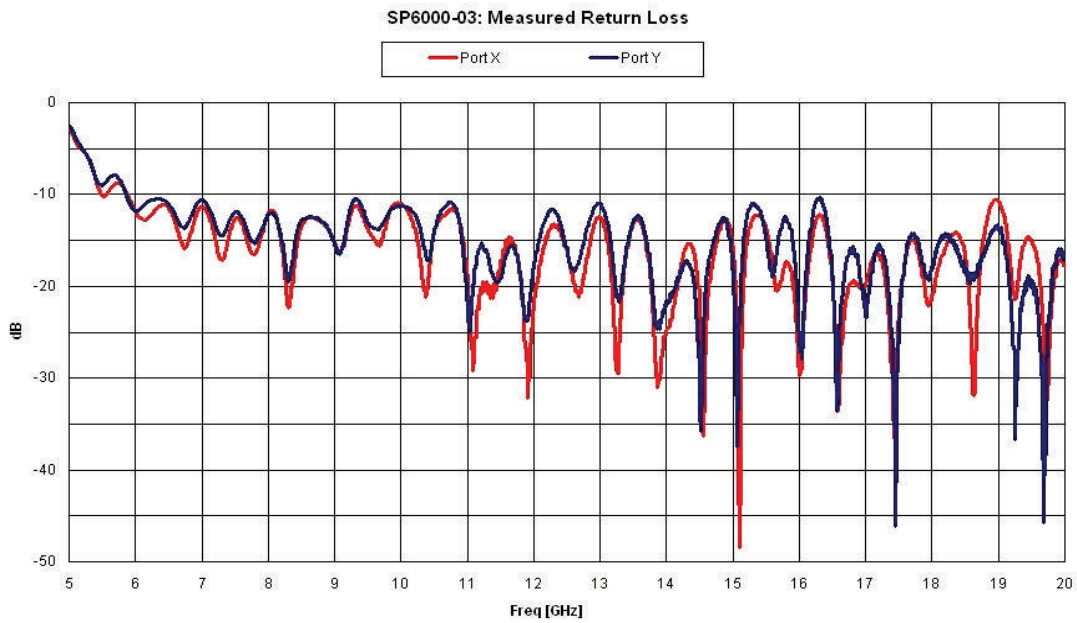
En la tabla 3.7 se recogen las principales características de estas sondas. Cabe destacar el buen aislamiento entre puertos así como la elevada discriminación a la pola-

rización cruzada. Las figura 3.25 muestra las medidas proporcionadas por el fabricante de pérdidas de retorno para cada una de las sondas. Se puede ver que en la banda de operación, se encuentran por debajo de -10 dB. Por su parte, las figuras 3.26, 3.27 y 3.28 presentan el diagrama de radiación de las dos sondas (SP6000-02 y 03) a 6, 12 y 18 GHz para una polarización (*Polarización 1*) y las figuras 3.29, 3.30 y 3.31 para la otra (*Polarización 2*). En ambos casos se muestran dos cortes, siendo el *Corte 1* siempre en el plano E de la polarización bajo estudio y el *Corte 2* en el plano H. Cabe destacar que en cada gráfica las dos sondas tienen un comportamiento muy similar. Por otro lado, se aprecia cómo la ganancia aumenta con la frecuencia y cómo el diagrama de radiación es distinto según el corte realizado, pero el patrón es el mismo en las dos polarizaciones.

3.3. Diseño electromagnético



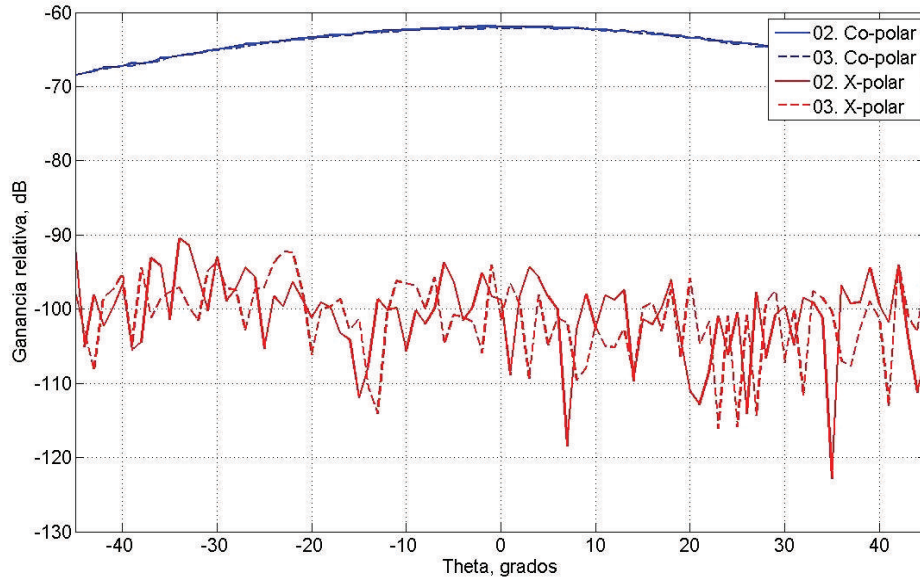
(a)



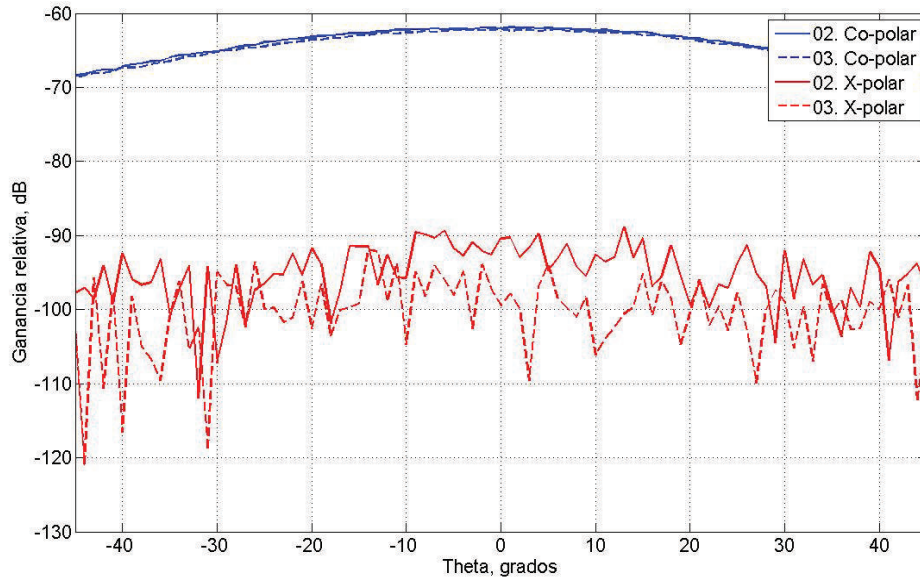
(b)

Figura 3.25: (Tomada de la documentación entregada por el fabricante) Pérdidas de retorno en los puertos de las sondas de baja frecuencia: (a) SP6000-02 (b) SP6000-03

3. Descripción del sistema



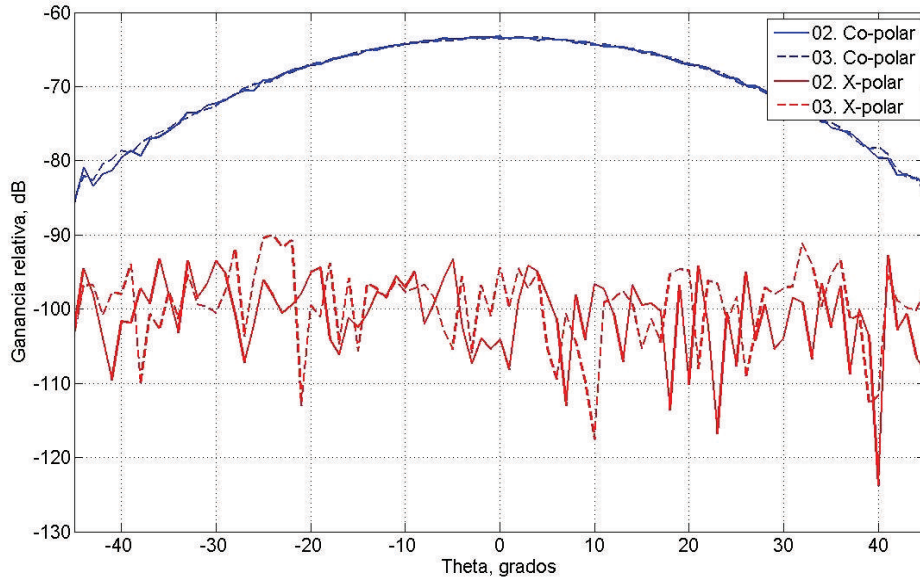
(a)



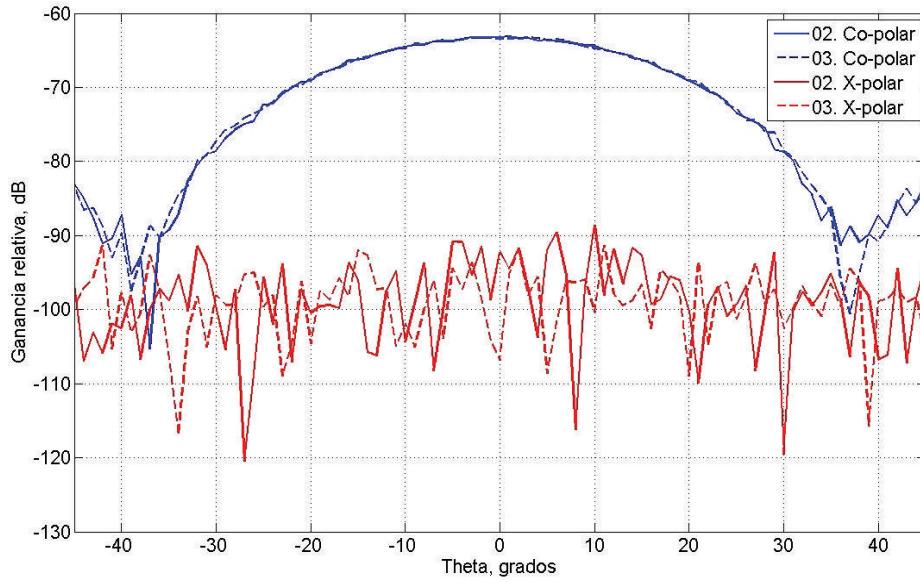
(b)

Figura 3.26: Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 1. 6 GHz: (a) Corte 1
(b) Corte 2

3.3. Diseño electromagnético



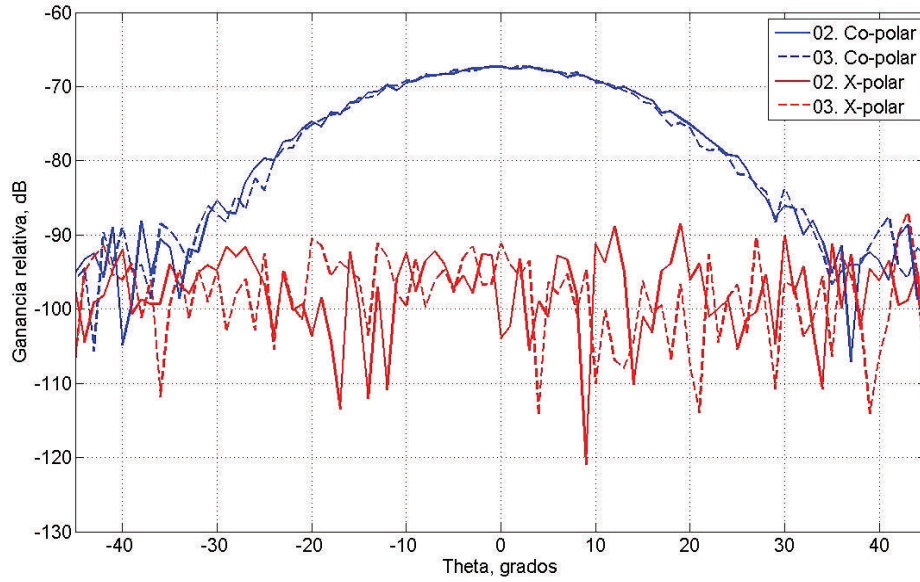
(a)



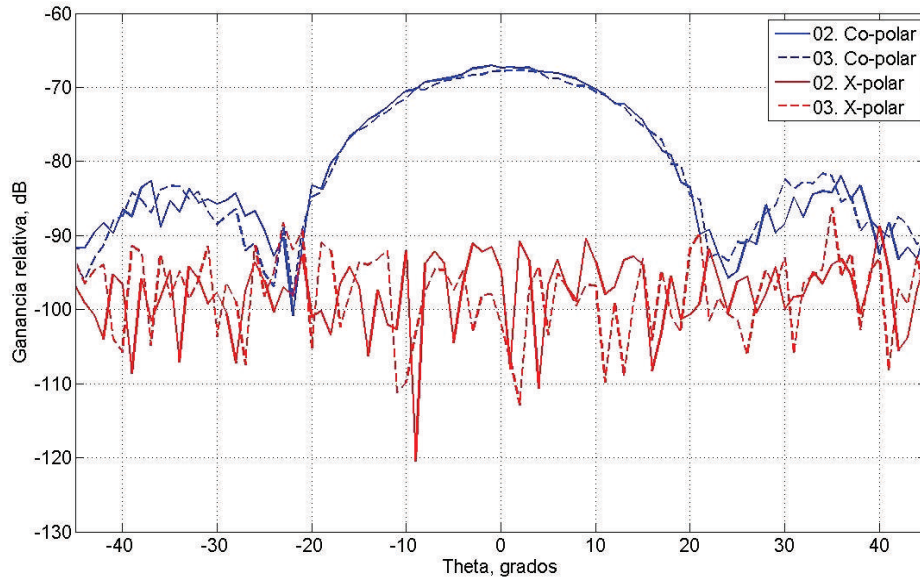
(b)

Figura 3.27: Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 1. 12 GHz: (a) Corte 1
(b) Corte 2

3. Descripción del sistema



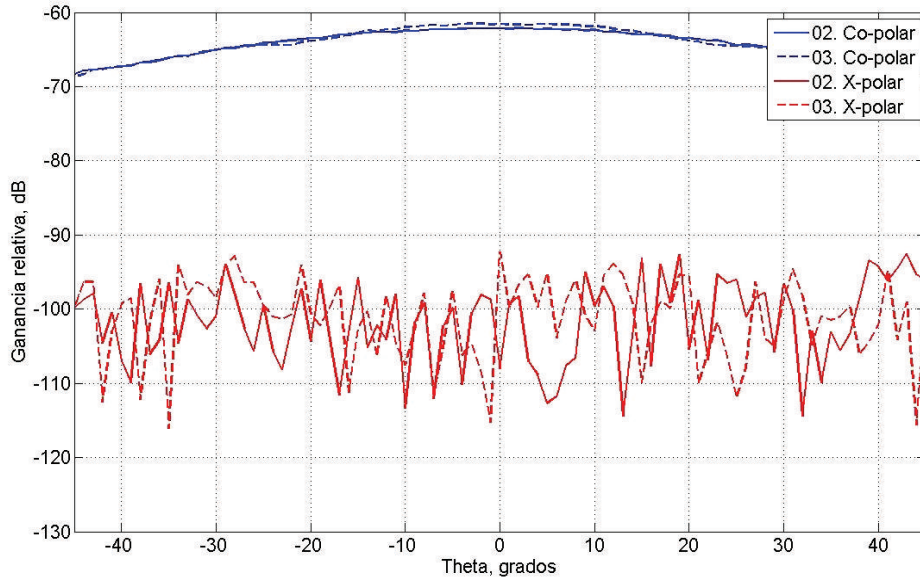
(a)



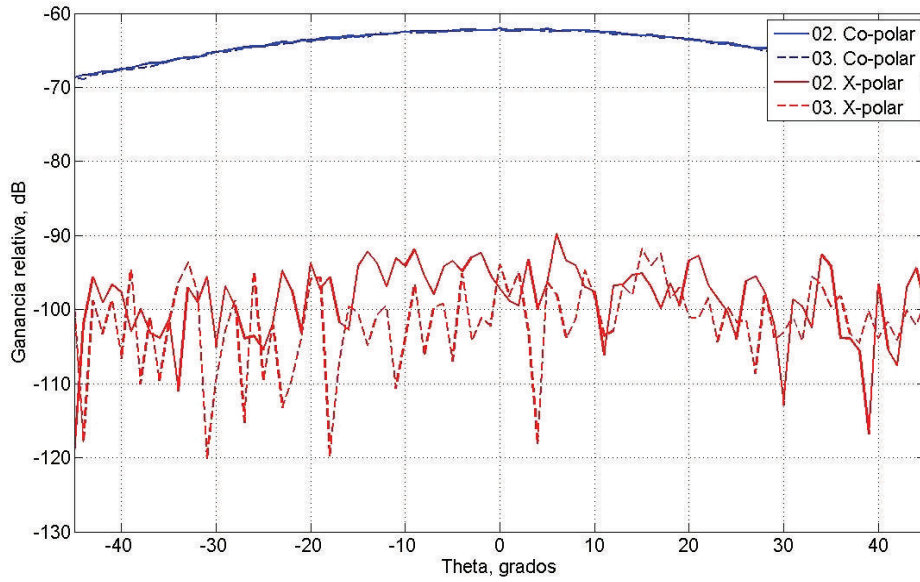
(b)

Figura 3.28: Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 1. 18 GHz: (a) Corte 1
(b) Corte 2

3.3. Diseño electromagnético



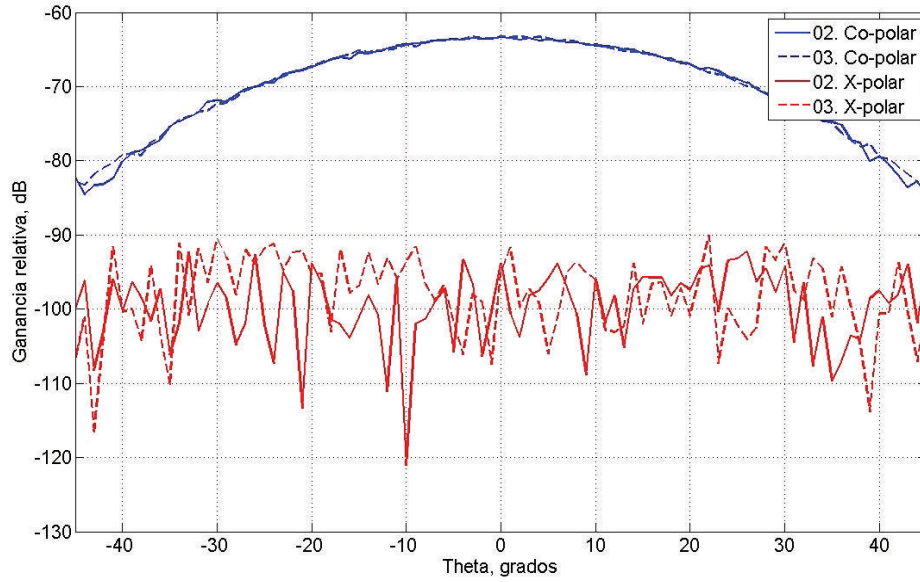
(a)



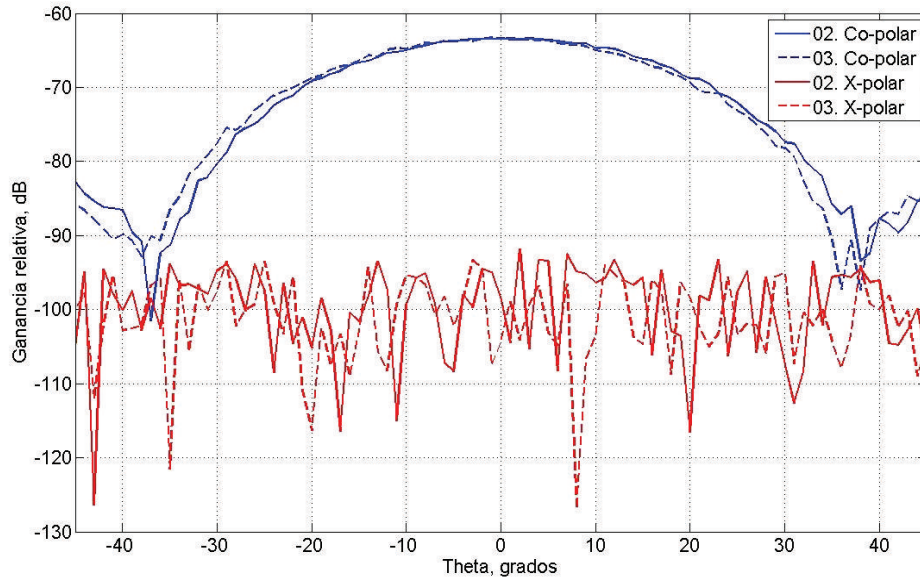
(b)

Figura 3.29: Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 2. 6 GHz: (a) Corte 1
(b) Corte 2

3. Descripción del sistema



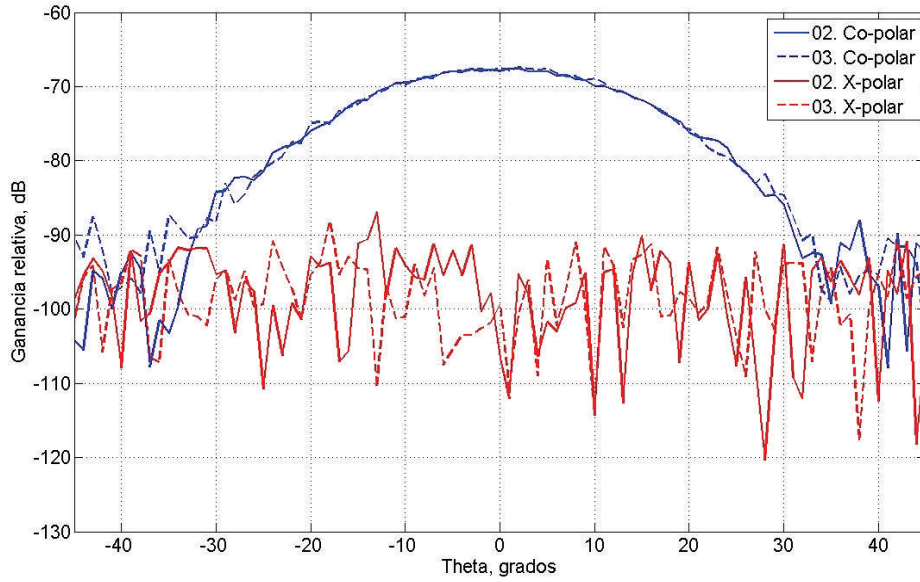
(a)



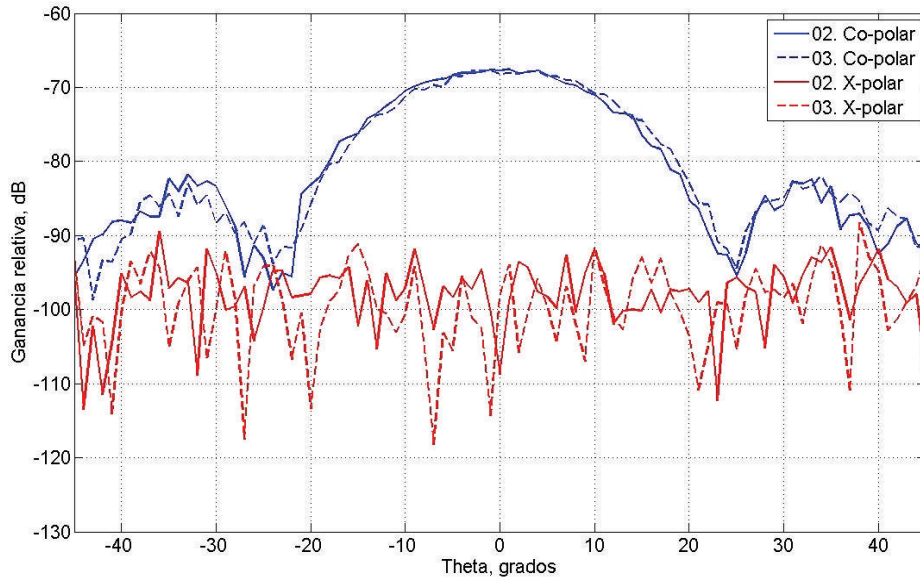
(b)

Figura 3.30: Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 2. 12 GHz: (a) Corte 1
(b) Corte 2

3.3. Diseño electromagnético



(a)



(b)

Figura 3.31: Radiación de las sondas de baja frecuencia. Polarización 2. 18 GHz: (a) Corte 1
(b) Corte 2

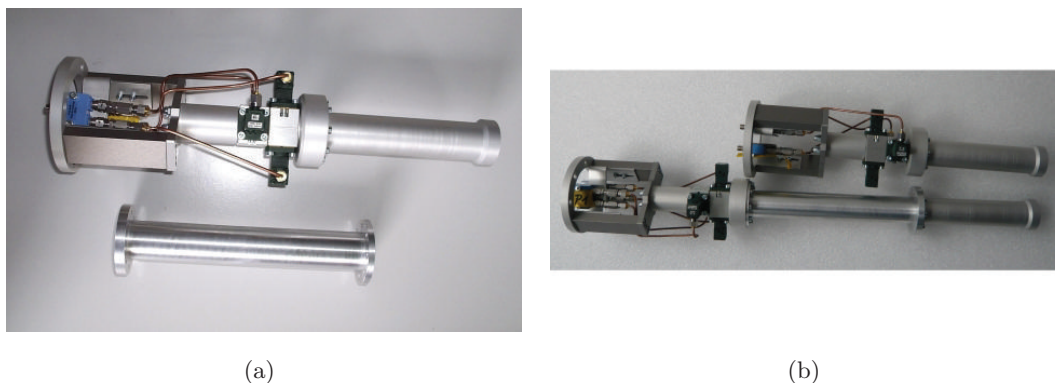


Figura 3.32: *Sondas de alta frecuencia modelo AL-2310-18.0-DL de Orbit/FR: (a) Sonda y prolongación (b) Las dos sondas*

Sondas de alta frecuencia

Las sondas empleadas para cubrir la banda alta de frecuencia (18 a 26.5 GHz) pertenecen al modelo AL-2310-18.0-DL de *Orbit/FR* (los números de serie de las dos piezas destinadas a este proyecto son el 14 y el 15). Se trata de bocinas corrugadas como las que se emplean como alimentadores (*feed*) en los campos compactos. Al igual que las anteriores son de doble polarización lineal y cuentan también con una unión ortomodo y un circuito de transición para lograr una buena discriminación a la polarización cruzada.

La longitud total del conjunto formado por la bocina y el circuito de transición se adaptó para este proyecto para que fuese igual que la de las sondas anteriores, es decir, 321 mm. La prolongación para el brazo externo es, en este caso, una guía de onda circular que se coloca entre el circuito y la bocina. Del mismo modo, la longitud de esta prolongación se eligió para que la longitud total fuera 509 mm, al igual que antes. En la figura 3.32 se ven unas fotografías de estas sondas.

Las principales características de este modelo se recogen en la tabla 3.8. En las gráficas de la figura 3.33 se presentan los resultados de las medidas de las pérdidas de retorno en los dos puertos de cada sonda. Al igual que en el caso anterior, las figuras 3.34, 3.35 y 3.36 ilustran el diagrama de radiación en la frecuencia inicial, central y final de la banda de 18 a 26.5 GHz para una polarización (*Polarización 1*) y dos cortes, correspondiendo de nuevo el *Corte 1* a un barrido en el plano E de dicha polarización y el *Corte 2* a uno en el plano H. Las siguientes figuras (de la 3.37 a la 3.39) muestran lo mismo para la otra polarización (*Polarización 2*). Se puede notar que el comporta-

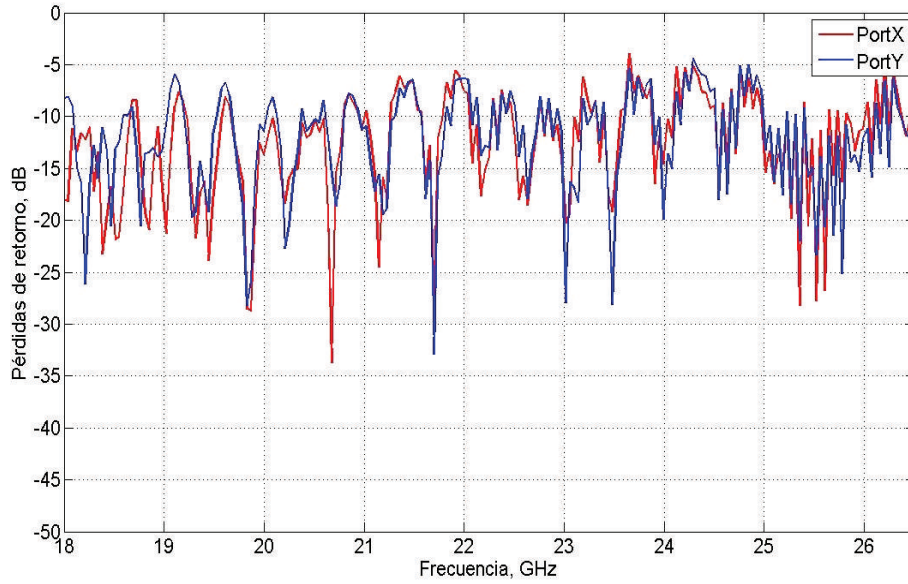
3.3. Diseño electromagnético

miento de ambas sondas es muy parecido en general, si bien existen diferencias en algún caso, sobre todo para la polarización cruzada. El diagrama de radiación es, para estas sondas, más similar para los dos planos de corte ensayados que para las sondas de baja frecuencia.

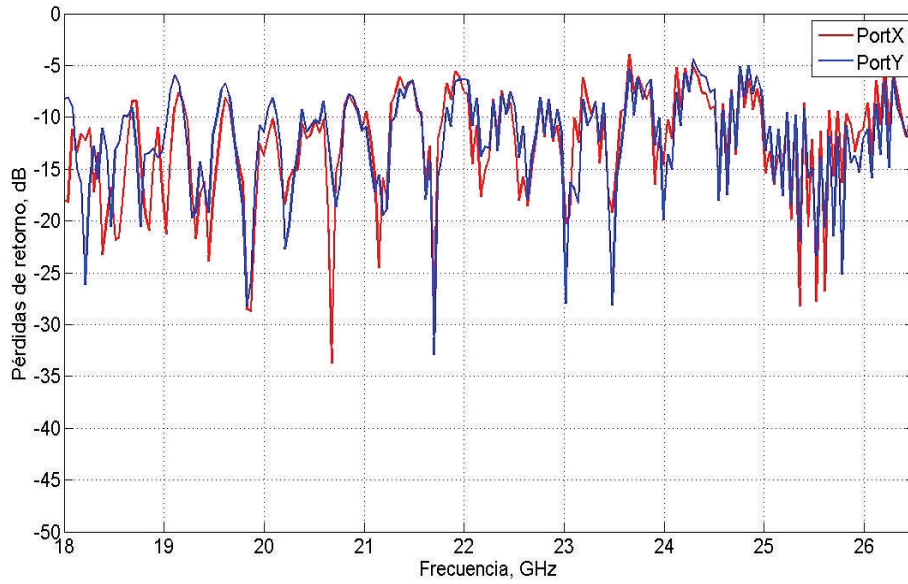
| | |
|---|-------------------|
| Ancho de banda | 18 a 26.5 GHz |
| Polarización | Dual lineal |
| Ganancia | 12 dBi (típ.) |
| Pérdidas de retorno (VSWR) | 1.5 (típ.) |
| Discriminación <i>cross polar</i> (en el eje) | 40 dB (típ.) |
| Ancho de haz nominal a 3 dB | $\pm 16 - 20$ deg |

Tabla 3.8: *Catacterísticas de las sondas Orbit/FR AL-2310-18-DL*

3. Descripción del sistema



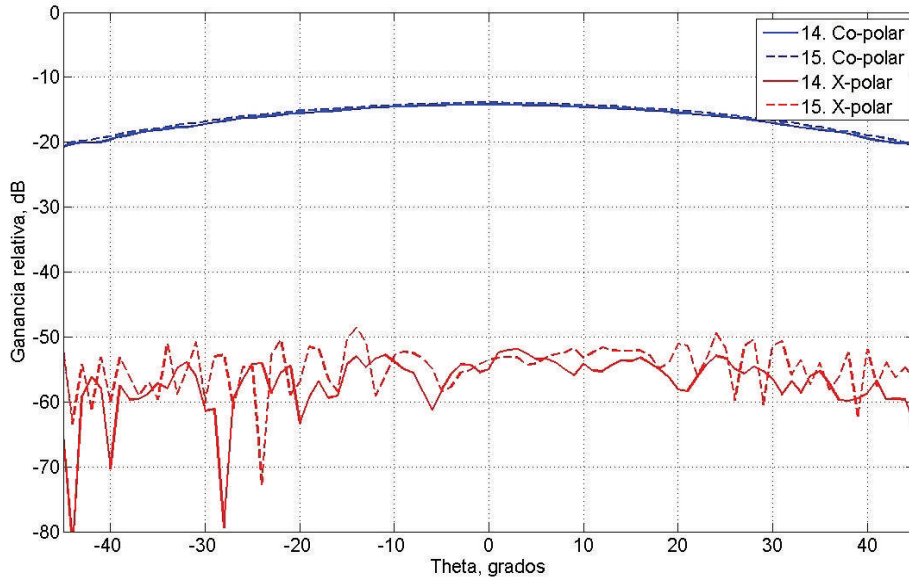
(a)



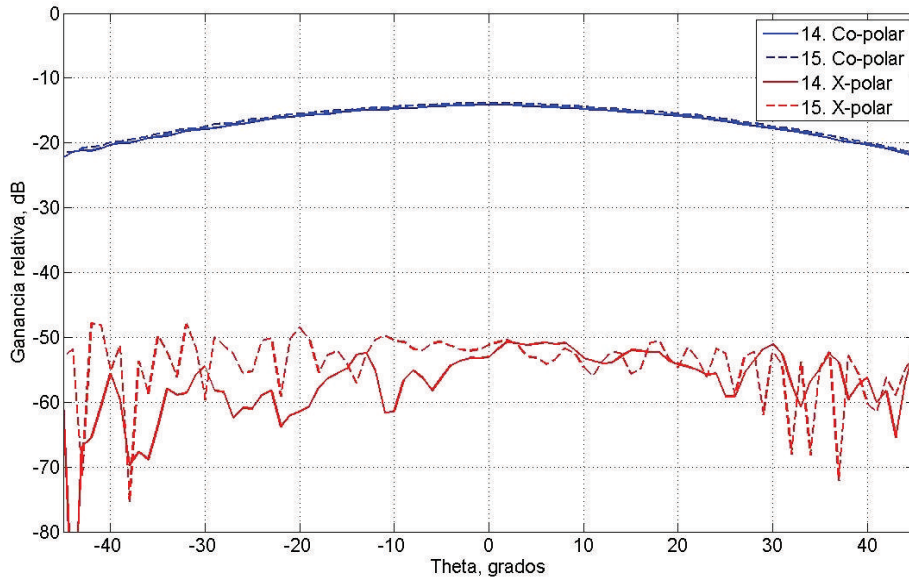
(b)

Figura 3.33: Pérdidas de retorno en los puertos de las sondas de alta frecuencia: (a) Pieza con número de serie 14 (b) Pieza con número de serie 15

3.3. Diseño electromagnético



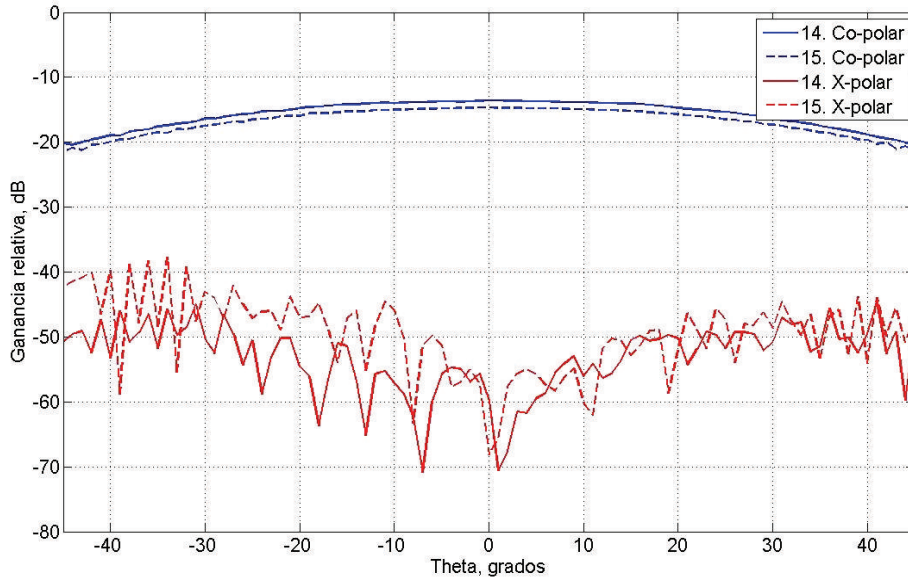
(a)



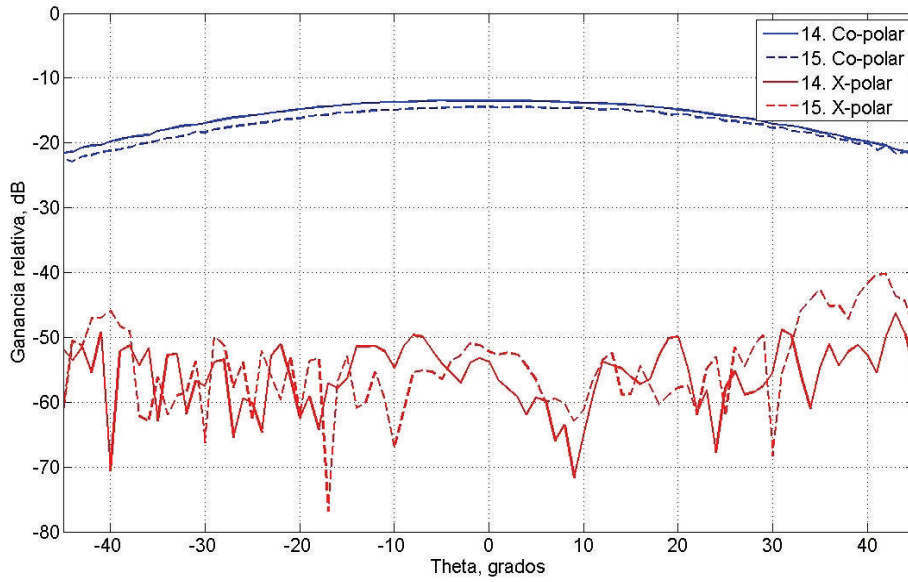
(b)

Figura 3.34: Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 1. 18 GHz: (a) Corte 1
(b) Corte 2

3. Descripción del sistema



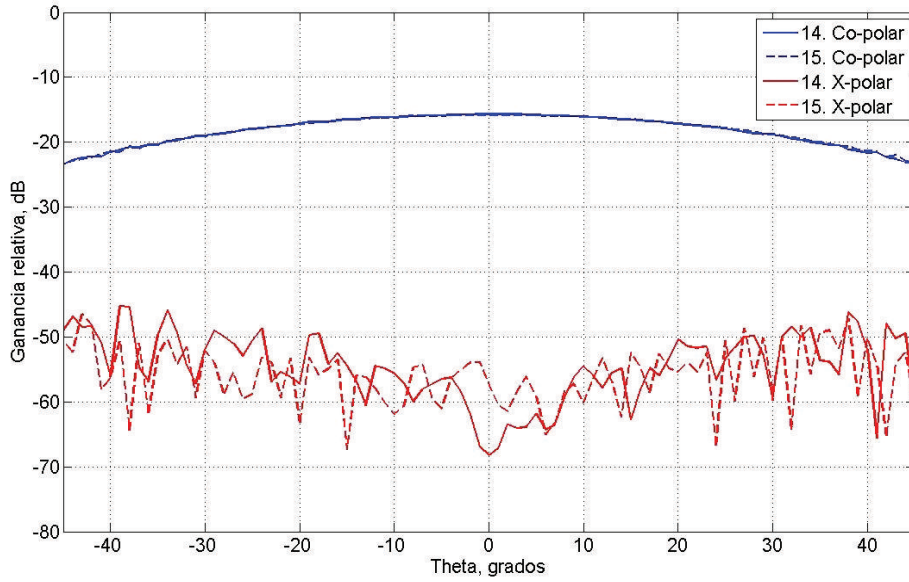
(a)



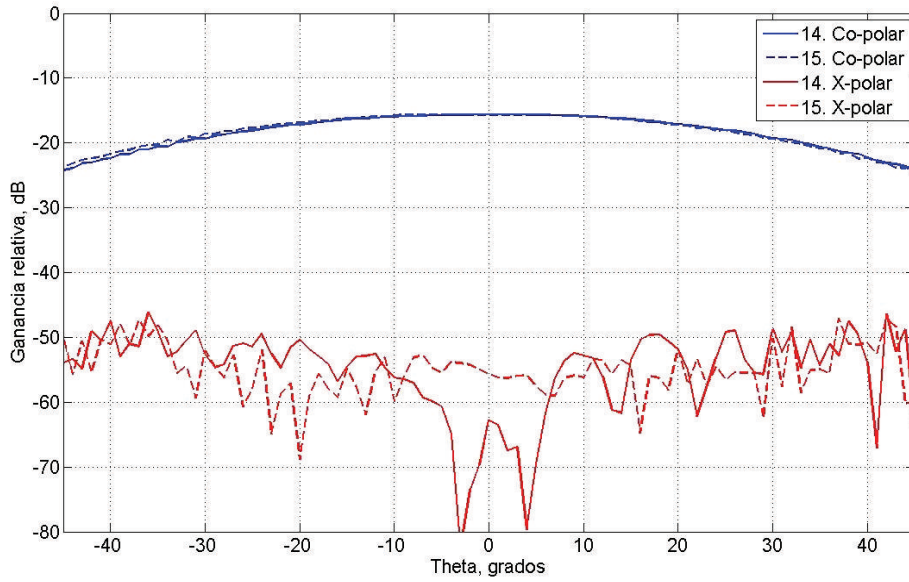
(b)

Figura 3.35: Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 1. 22.25 GHz: (a) Corte 1 (b) Corte 2

3.3. Diseño electromagnético



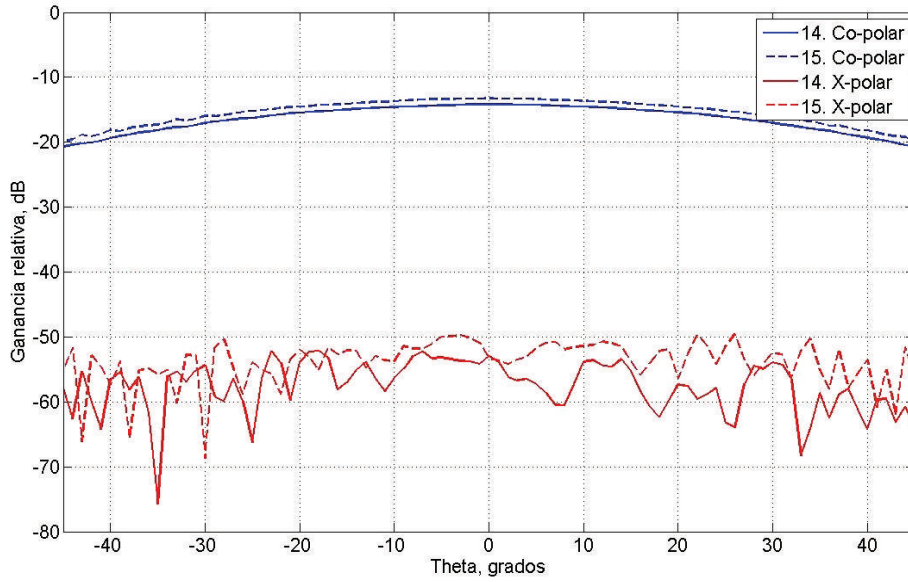
(a)



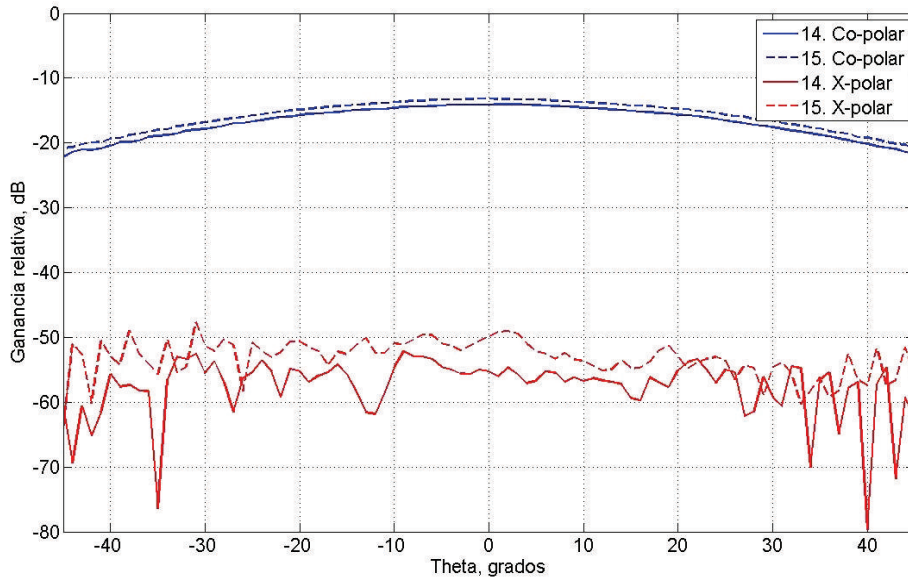
(b)

Figura 3.36: Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 1. 26.5 GHz: (a) Corte 1 (b) Corte 2

3. Descripción del sistema



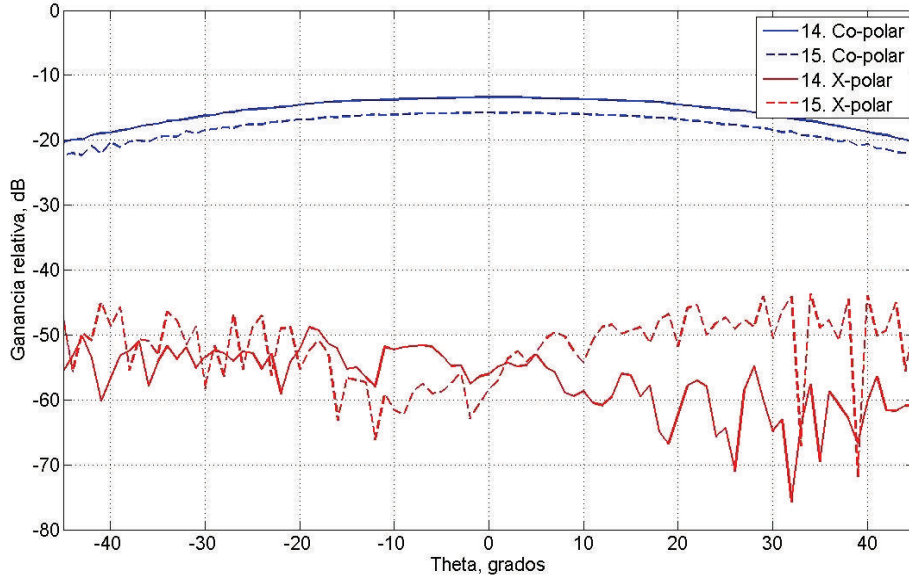
(a)



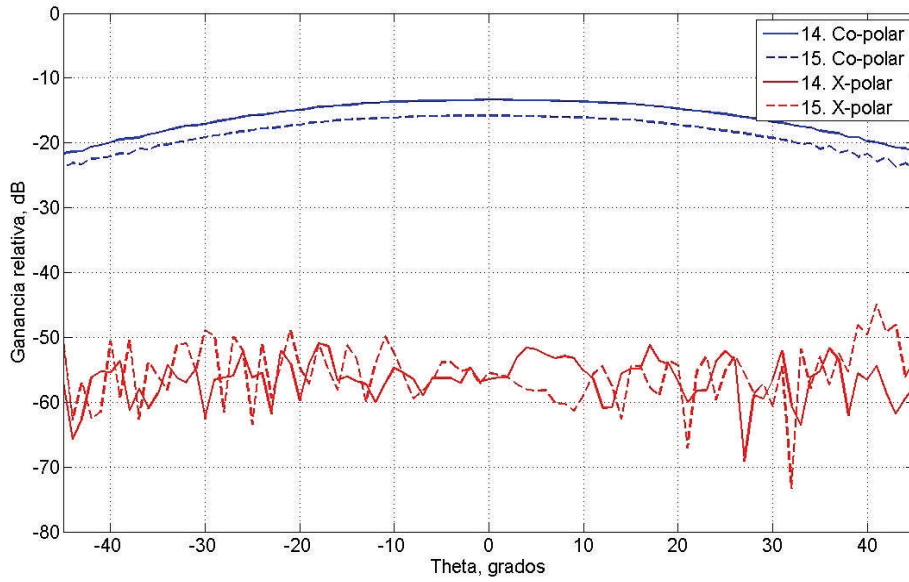
(b)

Figura 3.37: Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 2. 18 GHz: (a) Corte 1
(b) Corte 2

3.3. Diseño electromagnético



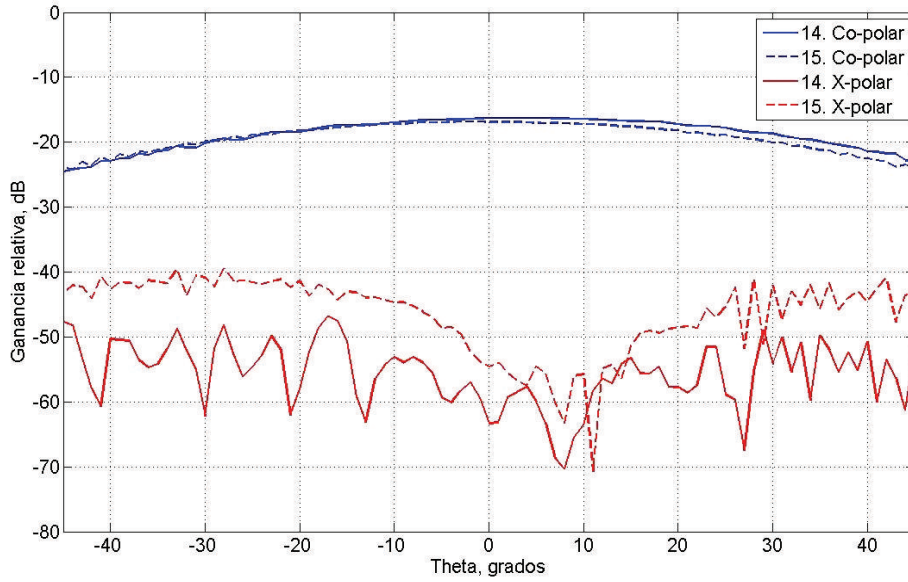
(a)



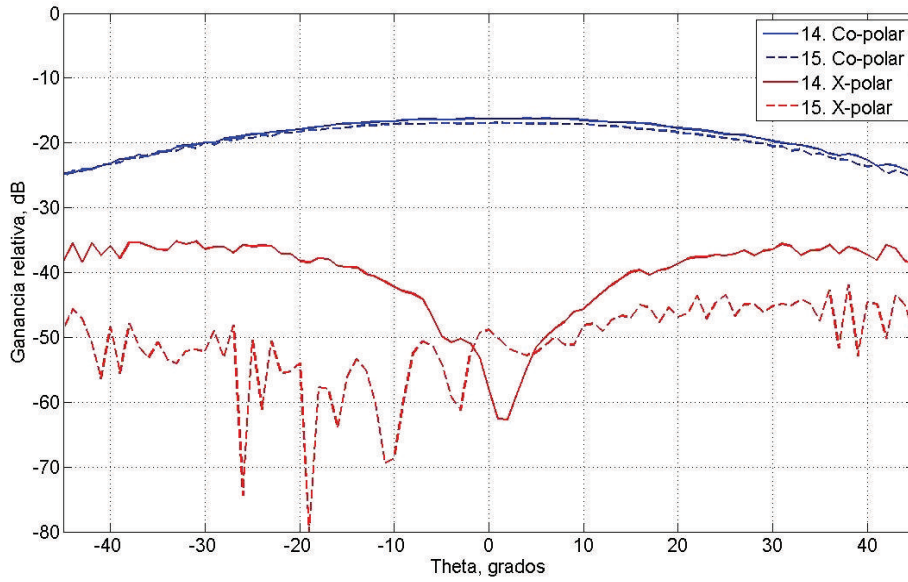
(b)

Figura 3.38: Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 2. 22.25 GHz: (a) Corte 1 (b) Corte 2

3. Descripción del sistema



(a)



(b)

Figura 3.39: Radiación de las sondas de alta frecuencia. Polarización 2. 26.5 GHz: (a) Corte 1 (b) Corte 2

3.3.4. Absorbente

Finalmente, toda la instalación y los elementos mecánicos se recubrieron de absorbente para minimizar las reflexiones en el interior de la cámara. Antes de la ampliación de la misma se retiraron y almacenaron todas las piezas de material absorbente (y absorbente pisable) del suelo y se cubrieron y protegieron las de las dos paredes sobre las que no se iba a actuar (recordemos que estas piezas estaban pegadas). El resto se tuvo que desechar, pero aún así, se consiguió aprovechar buena parte del material anterior, perfectamente útil.

Una vez que la instalación estuvo lista para colocar las nuevas piezas de absorbente, se decidió, para mantener la homogeneidad con el material anterior, emplear la misma marca y modelo que ya se utilizaba en el rango recto de medida. Es el modelo EHP-8PCL de *ETS-Lindgren RANTEC*, con geometría piramidal y buen comportamiento de 1 a 50 GHz (tabla 3.9). Con estas piezas se cubrieron las nuevas paredes, techo y suelo de la cámara.

| Frecuencia | Reflectividad |
|------------|---------------|
| 1 a 2 GHz | -30 dB |
| 2 a 4 GHz | -40 dB |
| 4 a 8 GHz | -45 dB |
| 8 a 40 GHz | -50 dB |

Tabla 3.9: *Reflectividad garantizada bajo incidencia normal para EHP-8PCL*

Sin embargo, hubo que prestar especial atención al giro de la mesa rotatoria. Se optó por hacer un planteamiento preliminar en el que se colocaron todas las piezas en la ubicación final que iban a tener. Se marcó, en las piezas involucradas en el giro de la mesa, el corte que habría que hacer para permitir dicho giro y, seguidamente, se cortaron. De esta forma parte de cada pieza quedaba apoyada sobre la superficie de la mesa y la otra parte en el suelo de la cámara. Para evitar que la fricción pudiese entorpecer los movimientos, se colocó un fina pletina de plástico a lo largo de toda la circunferencia de la mesa.

Por otra parte, los laterales de los brazos se taparon con absorbente con geometría en forma de cuña (modelo AEW-6 de *AEMI*, de 15.2 cm de altura total) para las partes de mayor superficie, y con absorbente plano de 1.9 cm (modelo AEL-0.75 de

AEMI) para las partes más finas, cercanas a la zona de sujeción de las sondas. La cara interna de los brazos se recubrió con absorbente piramidal de 15.2 cm (modelo AEP-6 de *AEMI*). Para el posicionador del brazo interno se diseñó una cubierta metálica que se recubrió con este mismo tipo de material piramidal.

El absorbente pisable que se conservaba del anterior rango recto se volvió a colocar en su sitio para permitir la operación de la instalación anterior y se añadieron dos piezas más del modelo EHP-8WW de *ETS-Lindgren RANTEC* para permitir el acceso a la columna de blanco del nuevo sistema.

A este respecto, cabe destacar que el diseño de esta columna es novedoso. Se trata de un cilindro de *Styrofoam* que tiene en su base un anillo de teflón que le sirve de soporte rígido para poder atornillarlo al posicionador de acimut de blanco. Se pensó que puesto que el *Styrofoam* presenta una permitividad relativa muy baja y permite pasar buena parte de la energía, la superficie de dicho posicionador sería completamente visible desde el punto de vista electromagnético. De hecho, se trataría de la única parte de todo el sistema que no estaría cubierta con material absorbente (con la salvedad lógica de las sondas). Puesto que esta superficie es además metálica y se encuentra, sobre todo para iluminación desde el cenit, en una zona sensible del campo de medida, se decidió modificar la columna. La modificación consistió en vaciar la base de la misma lo suficiente para poder pegar sobre el anillo de teflón una porción circular de una pieza de material EHP-8PCL. Así se conseguiría reducir esa posible fuerte reflexión especular.

Sin embargo, el material absorbente no se podía llevar justo hasta el borde del anillo de teflón porque era necesario para atornillar toda la columna al posicionador. De modo que una pequeña franja de teflón era aún visible y para paliar su posible efecto negativo, se diseñó una muesca a media altura de la columna sobre la que se encajó una corona circular de material absorbente con geometría plana de 5.72 cm, modelo AEL-2.25 de *AEMI*. Además se tuvo en cuenta la posibilidad de medir antenas y la columna se diseñó de modo que se pudiese acoplar en ella bien una base plana para soportar un blanco (la altura total de este conjunto es de 75 cm) o bien soportes adaptados para sujetar una antena. En la figura 3.40 se ve el diseño CAD de la columna y un soporte adaptado a una de las bocinas del Laboratorio. Se hicieron dos copias exactas de esta columna y aparecen en la figura 3.41, mostrando las dos configuraciones de terminación. Por último las figuras 3.42 y 3.43 muestran la columna en su ubicación final en el centro de la nueva instalación. Estas fotos permiten ver también el recubrimiento absorbente mencionado en este apartado.

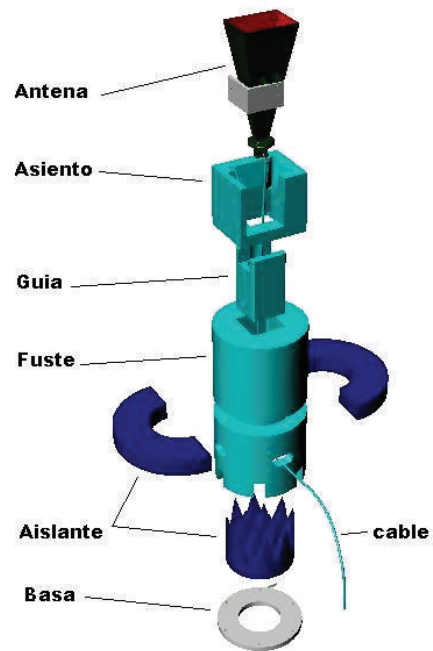


Figura 3.40: *Diseño de la columna de blanco*



Figura 3.41: *Las dos columnas fabricadas*

3. Descripción del sistema

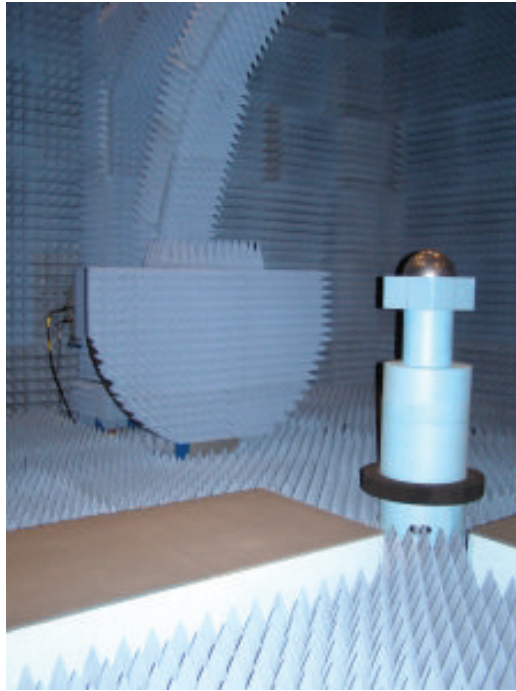


Figura 3.42: *La columna en su emplazamiento final*

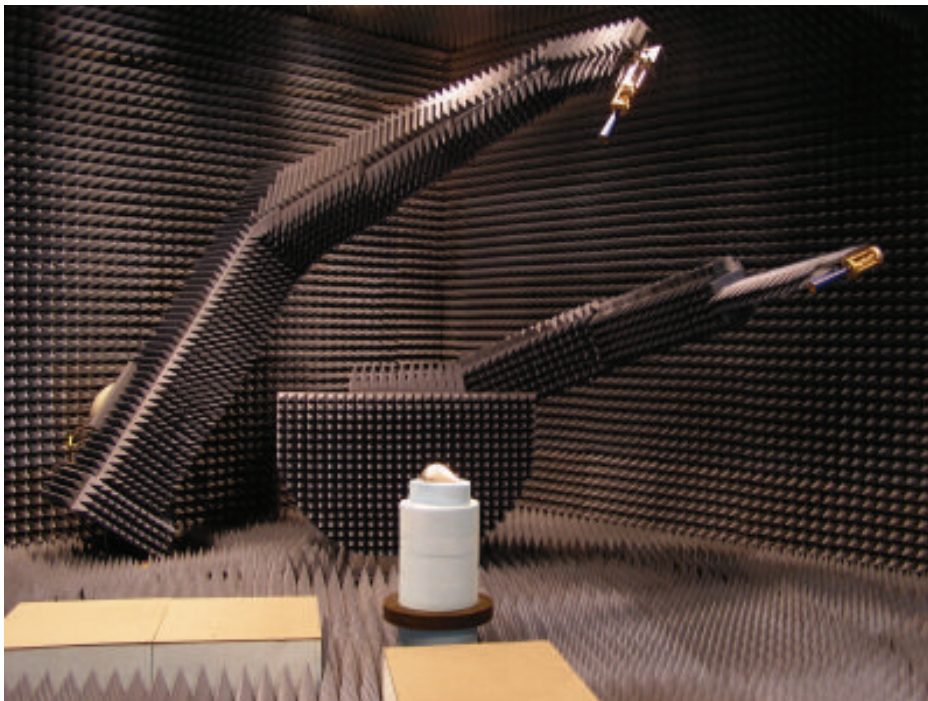


Figura 3.43: *Vista general de la nueva instalación*

Capítulo 4

Medidas

En este capítulo se presentan las medidas realizadas en la nueva instalación. Se apoyan en AnaCoBra 1.0, el *software* de control, desarrollado por el autor, que se describe en el apéndice B. Cada vez que se explica un ensayo se añade información sobre los parámetros de medida empleados y para que el lector se haya familiarizado previamente con dichos parámetros se incluye una primera sección en la que se resumen los pasos dados al realizar una medida¹.

A continuación se describen una serie de ensayos encaminados a poner a punto el sistema y seguidamente se llevan a cabo medidas de RCS biestática de dos blancos: un cubo y un triedro. Las medidas se contrastan con simulaciones numéricas y se ha empleado una herramienta capaz de dar una valoración objetiva de la bondad de las comparaciones. En el apéndice C se puede encontrar más información sobre la herramienta y el resultado de las comparaciones.

4.1. Manual de medidas

Para la realización de las medidas que se describen en este capítulo se han seguido una serie de pautas o pasos comunes que es conveniente resumir antes de adentrarnos en las propias medidas. De esta manera, se establece un lenguaje común y el lector conoce y se familiariza con la mecánica de los ensayos. Estos pasos conforman el procedimiento de medida, que tiene un carácter general, queriendo esto decir que no siempre han sido

¹La sección está orientada a medida de RCS, pero conceptos como ancho de banda de medida, *software gating*, medida del *background*... son comunes a otros ensayos y por eso se inicia el capítulo con esta sección.

necesarios todos, o que su orden ha podido variar en ocasiones. Los pasos se listan a continuación y en los siguientes apartados se describe brevemente en qué consisten:

1. Elaboración del plan de ensayo
2. Calibración del VNA
3. *Software gating* (opcional)
4. Medida de *background* (opcional)
5. Medida del patrón de referencia (opcional)
6. Medida del blanco
7. Procesado de datos y presentación de resultados

4.1.1. Elaboración del plan de ensayo

Parece obvio, pero antes de realizar cualquier medida se debe tener claro qué se quiere medir. La elaboración de un plan de ensayo ayuda a llevar a buen término el mismo y a evitar y prevenir contratiempos. Dependiendo de las circunstancias y complejidad de las medidas el plan puede consistir en unas simples notas, una ficha de medida, o todo un documento de ensayo. Al menos se deben tener en cuenta los siguientes aspectos:

- Tipo de medida y polarización: Hay que decidir si la medida será mono o biestática y las polarizaciones que se verán implicadas. Esto repercute en el número de puertos del VNA que se utilizarán y en los parámetros S a medir.
- Barrido en frecuencia: La forma de onda que se utiliza siempre en esta instalación es *stepped-frequency* y si bien se pueden definir barridos no uniformes, todas las medidas se han hecho con saltos en frecuencia iguales. De modo que hay que determinar la frecuencia inicial (f_i), la frecuencia final (f_f) y el número de puntos en frecuencia (N). De esta manera se fija el ancho de banda ($B = f_f - f_i$) y el paso o resolución en frecuencia ($\Delta_f = B/N$). Veremos más adelante que en la elección de estos parámetros tiene influencia el hecho de que se vaya a emplear inventariado *software* o no. Como vimos, dadas las ventajas que ofrece en términos de discriminación de señales indeseadas, es muy habitual usarlo.

- Resto de parámetros del VNA: Otro de los parámetros que hay que fijar es el ancho de banda de la frecuencia intermedia (IFBW), sabiendo que cuanto más pequeño sea dicho ancho de banda mayor sensibilidad se tiene y, por lo tanto, mayor capacidad de distinguir señales pequeñas, pero, a cambio, la medida se ralentiza. De manera similar, hay que decidir la potencia de salida del VNA y si se quiere medir directamente en los puertos del analizador o en alguno de los puertos disponibles, para ganar algo de margen dinámico. También se puede emplear la técnica de integración coherente, mediante el uso del factor de promediado (*averaging factor*) que ofrece el VNA. En definitiva, el plan de ensayo debe prever los ajustes que sea necesario efectuar en el analizador para ejecutar correctamente la medida.
- Barrido angular: Hay que pensar qué corte se quiere llevar a cabo, cómo trasladarlo al sistema de coordenadas de la instalación de medida y cómo realizarlo con AnaCoBra 1.0.
- Blanco: Es importante conocer las dimensiones del blanco puesto que esto, junto con la frecuencia, determinará si el ensayo se hará cumpliendo el criterio de campo lejano o no, dado que el radio del sistema de medida es fijo. También se debe analizar de qué manera se colocará el blanco sobre la columna de *Styrofoam* y si hacen falta elementos adicionales de soporte.
- Patrón de referencia: Si se quiere realizar una medida de RCS en unidades absolutas hay que utilizar la técnica de calibración por sustitución y en tal caso se tiene que decidir qué patrón de referencia emplear y qué elementos adicionales de apoyo puede necesitar para colocarlo en la columna de *Styrofoam*. Lógicamente, la RCS nominal de este patrón debe ser conocida.
- *Background subtraction*: Si se desea emplear esta técnica hay que tener previsto realizar medidas con la cámara vacía (sin blanco).

Estos son los parámetros principales que hay considerar a la hora de elaborar el plan de ensayo pero, al fin y al cabo, el objetivo del mismo no es otro que dedicar tiempo a pensar cómo se puede realizar el ensayo y qué hace falta para ello.

4.1.2. Calibración del VNA

Una vez que se sabe qué se quiere medir y cómo hacerlo, lo primero que hay que configurar es el VNA y para ello se accede a él a través del PC mediante escritorio remoto. Sin embargo, antes de poder hacer una medida con un analizador de redes es muy conveniente llevar a cabo una calibración del equipo, un procedimiento que mejora la precisión y la repetitividad de los ensayos. La calibración consiste en compensar los errores sistemáticos del VNA con la medida de unos estándares conocidos. Los más habituales son un circuito abierto (*open*), un cortocircuito (*short*), una carga adaptada (*match*) y una conexión directa (*thru*). Una vez medidos, el analizador es capaz de calcular unos valores de corrección para producir la respuesta esperada. Además, los parámetros S se calculan sobre un determinado plano de referencia y la calibración también sirve para definir dicho plano. En efecto, el VNA cuenta con unos puertos de medida en su panel frontal, pero no siempre se conecta el dispositivo bajo test, *Device Under Test* (DUT), directamente a esos puertos. Es habitual contar con un cable que va de los puertos al DUT y, calibrando en el extremo de dicho cable, se puede tener en cuenta su efecto en las correcciones a aplicar, y se traslada el plano de referencia a ese punto.

En el ZVA50 se puede seleccionar entre diversas técnicas de calibración, más o menos completas en función de los estándares utilizados. La calibración también depende del número de puertos que vayan a estar involucrados en la medida. Así, una calibración completa entre los cuatro puertos del ZVA50 (calibración *Full-4-port*) supone medir el abierto, el corto y la carga (*Open-Short-Match* (OSM)) en cada puerto, y la conexión entre cada par de puertos. Los kits de calibración tradicionales son mecánicos. En ellos se dispone físicamente de los estándares y éstos deben ser conectados y desconectados manualmente al punto de calibración por el operador. Para aligerar este proceso, hoy en día existen kits de calibración electrónicos que consisten en una caja cerrada que contiene en su interior un conjunto de estándares entre los que se conmuta de manera automática a petición del VNA. El Laboratorio dispone de kits de calibración mecánicos para distintas bandas de frecuencia y un kit de calibración automático hasta 24 GHz.

En cualquier caso, la calibración se debe llevar a cabo en el dominio de la frecuencia, sin *software gating*. Para comenzarla hay que definir estos parámetros: frecuencia inicial, frecuencia final, número de puntos, IFBW y los puertos implicados. Seguidamente se conectan los estándares (o, en su caso, el kit de calibración electrónico) a los puertos

según lo vaya requiriendo el analizador. Una vez finalizado el proceso, si se cambia alguno de esos parámetros la calibración dejará de tener validez y se estarán realizando medidas no calibradas.

4.1.3. *Software gating*

Una vez que se ha calibrado el equipo, se debe dejar listo para realizar las medidas. Esto implica introducir el resto de parámetros que se hayan previsto en el plan de ensayos. Si se va a emplear enventanado *software* es el momento de elegir la localización, tamaño y tipo de ventana. Para ello se sitúa el blanco que se quiera medir en el centro de la instalación de medida y se busca su respuesta en el dominio del tiempo con el VNA. Normalmente se centra la ventana en la respuesta del blanco y se le otorga una anchura suficiente para que no trunque dicha respuesta.

El hecho de utilizar *software gating* influye en la selección de los parámetros de medida en el dominio de la frecuencia. Para ilustrarlo mejor, veamos brevemente como se ha de proceder para aplicar esta técnica en el ZVA50:

- Una vez fijado un barrido frecuencial se le indica al analizador que pase al dominio del tiempo. Para ello, éste aplica internamente una transformada inversa de Fourier.
- Ya en el dominio del tiempo se selecciona el tipo de ventana que se quiere utilizar, de entre las varias que ofrece este VNA (*Hamming, Hanning, Bohman, Chebyshev...*). A continuación se escoge la localización y ancho de la ventana (τ) y se indica al analizador que la aplique, es decir, que multiplique ambas señales.
- Se le pide al analizador que regrese al dominio de la frecuencia, algo que internamente realiza mediante una transformada de Fourier. El resultado que aparece en pantalla es una versión filtrada de la señal en frecuencia que se tenía antes del enventanado.

La transformada de Fourier muestra que anchura y resolución en la frecuencia y en el tiempo guardan una relación dual. Si a esto añadimos que distancia y tiempo están relacionados por la velocidad de propagación en el medio (v), llegamos, de manera simplificada, a las siguientes expresiones para el dominio transformado:

$$\Delta_r = \begin{cases} \frac{v}{B}, & S_{ij} \\ \frac{v}{2B}, & S_{ii} \end{cases} \quad (4.1)$$

$$R_{un} = \begin{cases} \frac{v}{\Delta_f}, S_{ij} \\ \frac{v}{2\Delta_f}, S_{ii} \end{cases} \quad (4.2)$$

donde Δ_r es la resolución en distancia y R_{un} es la distancia máxima no ambigua. Debido al camino de ida y vuelta las expresiones difieren si se mide un parámetro de transmisión (parámetros S_{ij}) o de reflexión (parámetros S_{ii}).

Por otro lado, el truncamiento que supone hacer uso de *software gating* provoca que la respuesta en frecuencia se vea distorsionada en los extremos. El ancho de la banda distorsionada en frecuencia (B_{dis}) depende inversamente del ancho de la ventana temporal:

$$B_{dis} = \frac{1}{\tau} \quad (4.3)$$

En resumen, si se utiliza *software gating* se deben tener en cuenta estas expresiones y seleccionar los parámetros de manera que se respete una banda de frecuencia de guarda, el blanco se encuentre dentro de la distancia máxima no ambigua y se tenga suficiente resolución en distancia para distinguirlo.

Cuando se han configurado correctamente todos los parámetros necesarios en el VNA, se puede proceder a realizar las medidas, con ayuda de AnaCoBra 1.0.

4.1.4. Medida de *background*

La medida del *background*, o ruido de fondo de la cámara, es opcional, aunque muy recomendable, sobre todo para captar niveles bajos de señal. Consiste en realizar una medida sin blanco con los mismos parámetros de medida (*gating* incluido, en su caso) que se van a utilizar para el blanco. También desde el punto de vista mecánico, si los movimientos previstos hacen que en cada posición el escenario de medida sea distinto, es aconsejable medir el *background* en esas mismas posiciones. Esto supone duplicar el tiempo de ensayo porque se realiza exactamente la misma medida dos veces: una sin blanco y otra con blanco.

Para aplicar la técnica de *background subtraction* se tienen dos alternativas. La primera consiste en hacer uso directamente de la funcionalidad de **Operación aplicada a la medida - Resta** de AnaCoBra 1.0. Para ello hay que medir en primer lugar el ruido de fondo de la cámara y guardar la traza. Luego se debe utilizar esa misma traza como sustrayendo en todas las medidas del blanco. De este modo, según se vayan midiendo las trazas del blanco, se guardarán directamente con la técnica ya aplicada.

La segunda alternativa consiste en medir, también con AnaCoBra 1.0, por un lado el *background* y por otro las trazas del blanco y aplicar la resta mediante procesado posterior. Si se opta por esta alternativa, la medida del *background* no tiene por que ejecutarse antes de la medida del blanco.

4.1.5. Medida del patrón de referencia

Si se quiere dar un valor absoluto de la RCS del blanco, lo más práctico es usar el método de sustitución y medir un patrón de referencia conocido. Puesto que el objetivo es calibrar todo el balance de potencia involucrado en la determinación de la RCS, esta medida se debe realizar en las mismas condiciones previstas para el blanco, si bien no es necesario realizar todo un barrido y bastará con ejecutar con AnaCoBra 1.0 una medida aislada. Por supuesto, si se desea, la medida del patrón de referencia se puede también llevar a cabo empleando la técnica de *background subtraction*.

Para apoyar el patrón en la columna de *Styrofoam* es probable que sean precisos elementos de soporte adicionales que permitan que éste no se mueva durante los ensayos y que se pueda centrar en el origen de coordenadas de la instalación.

4.1.6. Medida del blanco

Para medir el blanco hay que configurar con AnaCoBra 1.0 el movimiento que se quiera realizar, y las trazas se irán guardando automáticamente. El blanco se debe colocar en el centro de la instalación de medida, sobre la columna de *Styrofoam* y es probable que también hagan falta elementos adicionales de soporte.

4.1.7. Procesado de datos y presentación de resultados

El paso final consiste en recopilar todas las trazas medidas y procesarlas para obtener de ellas la información que sea de interés. Hay que tener en cuenta que AnaCoBra 1.0 guarda ficheros que contienen los parámetros S medidos. Así que para determinar la RCS de un blanco hay que proceder de la siguiente manera (para el caso más general de una medida en la que se ha usado un patrón de referencia y la técnica de *background subtraction*):

1. Aplicación de la técnica de *background subtraction* a los parámetros S medidos

para el blanco y el patrón de referencia,

$$S_{blanco} = S_{medida_{blanco}} - S_{BK_{blanco}} \quad (4.4)$$

$$S_{ref} = S_{medida_{ref}} - S_{BK_{ref}} \quad (4.5)$$

2. Normalización con el valor conocido del patrón (σ_{ref}) por sustitución ,

$$\sigma_{blanco} = 4\pi \frac{|S_{blanco}|^2}{|S_{ref}|^2} \sigma_{ref} \quad (4.6)$$

El autor ha programado *ad-hoc* interfaces gráficas en MATLAB que llaman a funciones capaces de tratar los archivos, realizar las operaciones necesarias y representar gráficas en las frecuencias o ángulos que se estime oportuno en cada ocasión.

4.2. Ensayos de puesta a punto del sistema

4.2.1. Determinación de la polarización de las sondas

Recordemos que en la nueva instalación se ha decidido, por convenio, fijar los ejes coordenados que aparecían en la figura 3.15. El origen se encuentra en el centro de la semiesfera imaginaria y el plano XY es paralelo a la mesa rotatoria. El sistema de coordenadas más adecuado a esta instalación es el esférico, con la habitual definición de los ángulos theta (θ) y phi (ϕ):

- θ , elevación: Ángulo que forman la dirección de incidencia / observación y el eje Z positivo, medido desde este último.
- ϕ , acimut: Ángulo que forman la proyección de la dirección de incidencia / observación en el plano XY y el eje X positivo, medido desde este último.

En la figura 4.1 se esquematiza este sistema y se pueden apreciar también los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$. Estos dos últimos tienen a su vez la misma dirección que el par de polarizaciones lineales y ortogonales entre sí que se utiliza en este sistema de medida. Efectivamente, las sondas tienen doble polarización lineal y cada una de ellas, bien de baja o de alta frecuencia, sólo se puede colocar de una manera en los adaptadores de los brazos, gracias a una muesca diseñada con este propósito. Se ideó que esta única posición permitida alinease una polarización de las sondas con el eje de simetría del brazo que las sustentase. Es decir, una polarización seguiría la dirección de la tangente en el cenit al

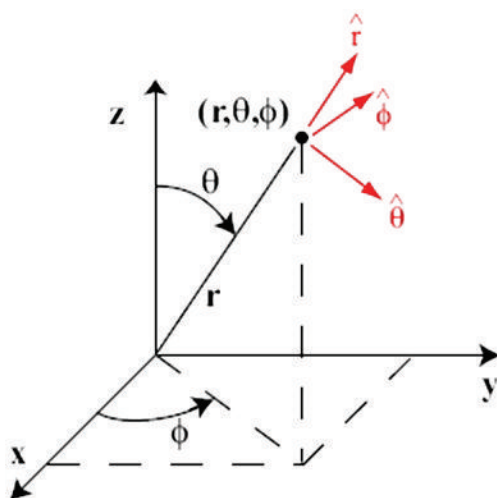


Figura 4.1: *Coordenadas esféricas*

arco que dibuja la forma del brazo. La otra polarización, sería perpendicular a ésta. De este modo, ambas polarizaciones de cada sonda coinciden siempre con las direcciones de los vectores unitarios $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$.

Sin embargo, antes de realizar cualquier tipo de medida, hay que saber, para cada sonda, cuál de sus dos conectores excita la polarización lineal que se corresponde con el vector unitario $\hat{\theta}$ (polarización θ) y cuál a la polarización que se corresponde con el vector unitario $\hat{\phi}$ (polarización ϕ).

Para averiguarlo experimentalmente, se llevó a cabo el siguiente ensayo. Se etiquetaron los dos extremos de cada uno de los cuatro cables que se dirigen a los brazos (dos por brazo, teniendo en cuenta que uno de los del brazo interno debe atravesar el pasamuros) con los nombres que se recogen en la tabla 4.1, y se conectaron a las sondas. Se colocó el brazo externo en la posición $\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$ y se mantuvo ahí durante todo el ensayo. Este brazo se empleó para transmitir mientras que el brazo interno se empleó para recibir a lo largo de dos barridos angulares:

- Corte 1: Barrido de $\theta = -90^\circ$ a $\theta = 85^\circ$ en pasos de 1° ($-90^\circ : 1^\circ : 85^\circ$) manteniendo ϕ constante en $\phi = 0^\circ$. El barrido se logra moviendo el brazo interno.
- Corte 2: Barrido de $\phi = 5^\circ$ a $\phi = 180^\circ$ en pasos de 1° ($5^\circ : 1^\circ : 180^\circ$) manteniendo θ constante en $\theta = 90^\circ$. El barrido se logra moviendo la mesa.

En el corte 1, la polarización ϕ , tanto en transmisión como en recepción, es paralela al eje Y en todo momento. Sin embargo, la polarización θ en recepción va variando con

4. Medidas

| Modelo de cable | Etiqueta | Longitud | Puerto del VNA al que se conecta |
|---------------------------------|----------|---------------|----------------------------------|
| 100-D160-91-91 | Ext1 | 16 m | 1 |
| 100-D160-91-91 | Ext2 | 16 m | 3 |
| 100-D180-91-91 | Int1 | 18 m | 2 |
| 100-D110-91-91 + 100-9000-91-91 | Int2 | 20 m (11 + 9) | 4 |

Tabla 4.1: *Conexión de los cables para la determinación de la polarización*

| | Sondas de baja frecuencia | Sondas de alta frecuencia |
|-------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| Calibración | <i>Full-4-port</i> | <i>Full-4-port</i> |
| Punto de calibración | En los puertos del VNA | En los puertos del VNA |
| Kit de calibración | ZV-Z235 | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 8 a 12 | 20 a 24 |
| Número de puntos | 801 | 801 |
| IFBW (KHz) | 10 | 10 |
| <i>Software gating</i> | Sí: Ventana Bohman de 45 a 58 m | Sí: Ventana Bohman de 45 a 58 m |
| <i>Background subtraction</i> | No | No |
| Potencia de salida | 18 dBm | 18 dBm |

Tabla 4.2: *Parámetros de medida para la determinación de la polarización*

el barrido y, si bien es paralela al eje Z (y por tanto a la polarización θ en transmisión) cuando el brazo interno se encuentra en la posición $\theta = -90^\circ$, pasa a ser paralela al eje X cuando el brazo interno se encuentra en la posición $\theta = 0^\circ$. Para el corte 2, la situación es dual, siendo la polarización ϕ la que varía de orientación con el barrido. Sabiendo esto y viendo el comportamiento de las medidas se puede determinar qué conector alimenta cada polarización en las sondas.

Las medidas para ambos cortes se realizaron con los parámetros que se resumen en la tabla 4.2 y las figuras 4.2 y 4.3 muestran el corte 1 y el corte 2 para las sondas de baja frecuencia (a 10 GHz).

En ambas figuras se aprecia inmediatamente que los parámetros S_{21} y S_{43} corresponden a medidas co-polares mientras que los parámetros S_{23} y S_{41} corresponden a medidas contra-polares. La figura 4.2 permite ver cómo, cuando el brazo interno se halla en la posición $\theta = 0^\circ$, la medida co-polar S_{21} se encuentra muy por encima de

4.2. Ensayos de puesta a punto del sistema

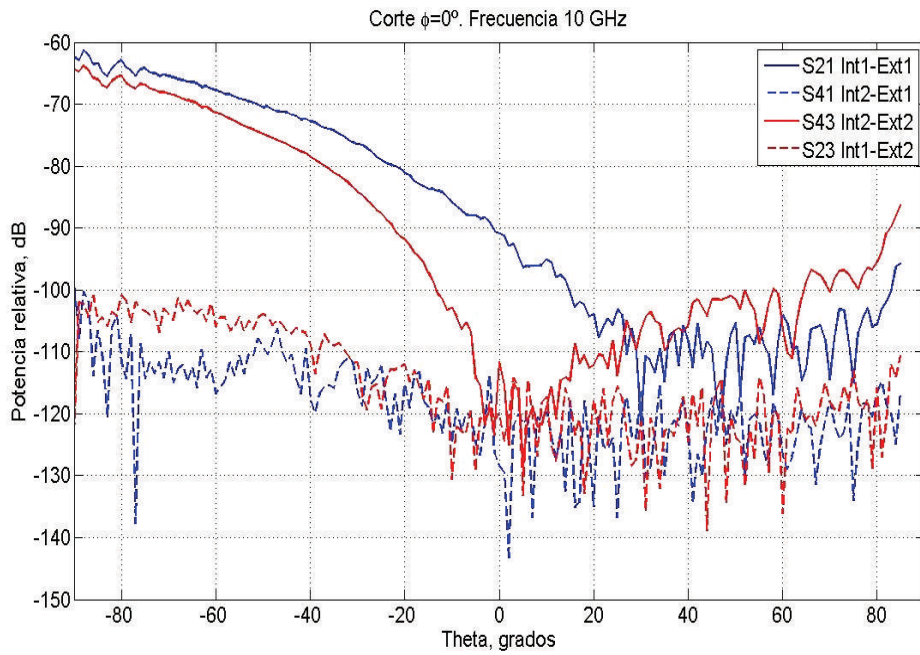


Figura 4.2: Determinación de polarización en las sondas de baja frecuencia: Corte 1

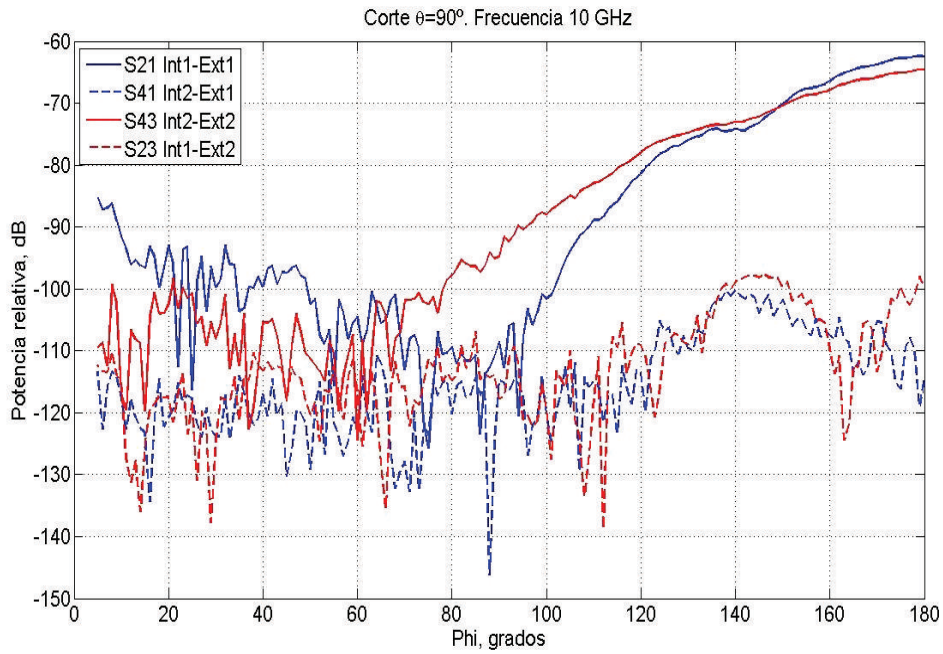


Figura 4.3: Determinación de polarización en las sondas de baja frecuencia: Corte 2

la S_{43} . Dualmente, la figura 4.3 muestra que cuando el brazo interno está en la posición $\phi = 90^\circ$, la medida del parámetro S_{43} es mayor que la del parámetro S_{21} . Esto indica que, cómo se ha explicado, el cable con la etiqueta “Ext1” estaba excitando la polarización ϕ de la sonda situada en el brazo externo y el etiquetado como “Ext2” estaba excitando la polarización θ . Análogamente, el cable “Int1” estaba excitando la polarización ϕ de la sonda colocada en el brazo interno y el cable “Int2” la polarización θ . De acuerdo a estas averiguaciones, se marcaron como θ o ϕ los conectores de las sondas de baja frecuencia.

La diferencia de nivel que se puede observar para las medidas co-polares en las posiciones en las que se supone que las polarizaciones en transmisión y recepción están alineadas ($\theta = -90^\circ$ en la figura 4.2 y $\phi = 180^\circ$ en la figura 4.3) se deben a la diferente longitud de los cables. Efectivamente el cable “Int1”, conectado al puerto 2 del analizador, es dos metros más corto que el conjunto “Int2”, conectado al puerto 4.

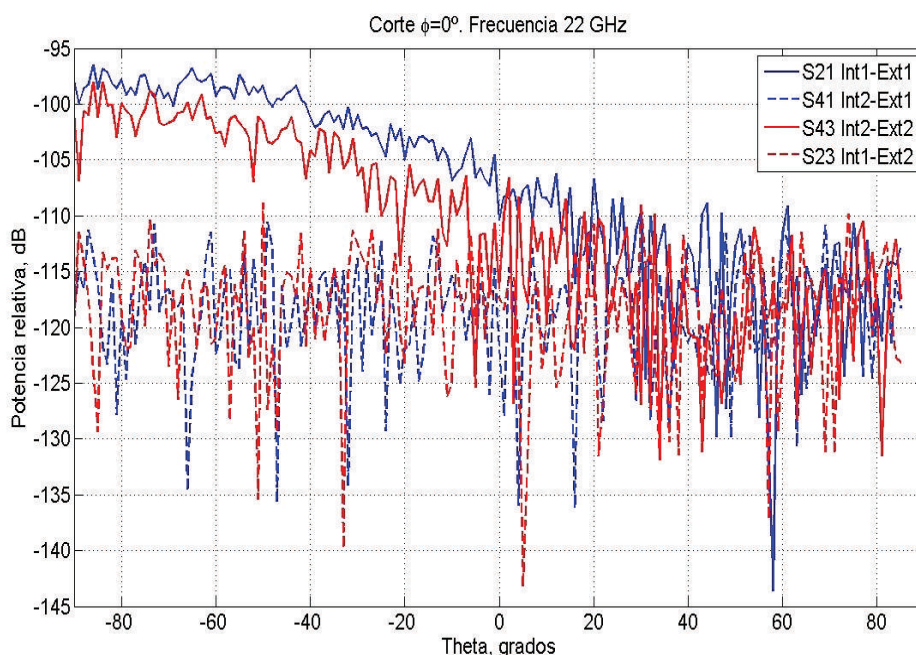


Figura 4.4: *Determinación de polarización en las sondas de alta frecuencia: Corte 1*

Las figuras 4.4 y 4.5 enseñan las medidas, en los dos cortes, para las sondas de alta frecuencia (a 22 GHz). Las pérdidas de los cables son mayores a esta frecuencia y esto provoca que el nivel de señal recibida sea mucho menor esta vez. Como consecuencia, las medidas están más próximas al fondo de ruido del analizador y es más difícil observar el

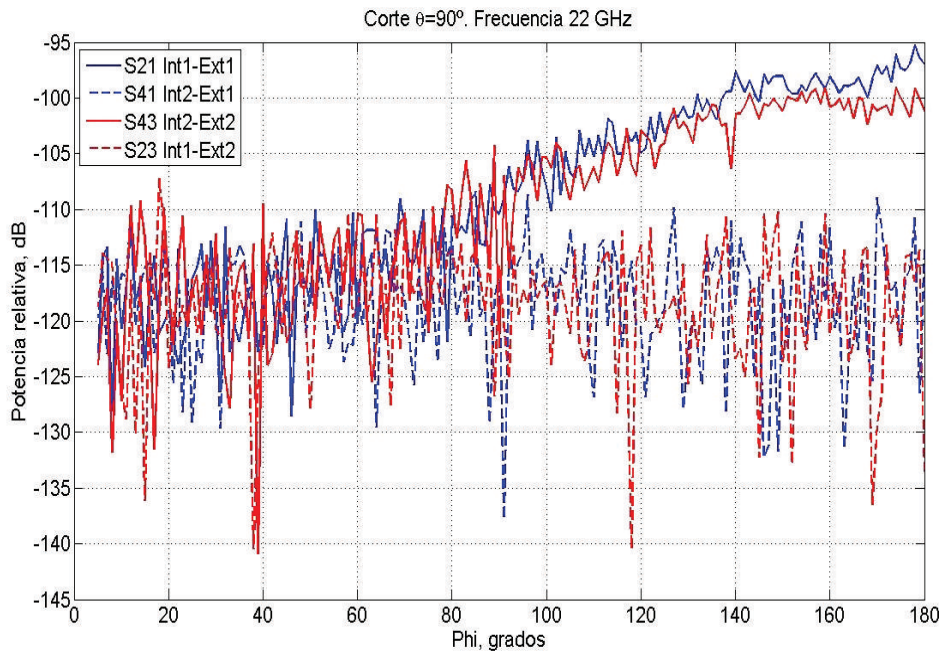


Figura 4.5: Determinación de polarización en las sondas de alta frecuencia: Corte 2

comportamiento de las polarizaciones. Se puede mejorar el nivel de señal haciendo uso de un amplificador, pero en el momento de la realización de este ensayo el Laboratorio no contaba con uno en esta banda de frecuencia. Así que para completar el ejercicio de determinación de polarización para las sondas de alta frecuencia, se optó por otra alternativa basada en una rápida comprobación en el campo recto de medida de la cámara anecoica.

Para ello se observó donde estaba la muesca y, por tanto, cuál era la orientación que tenían las sondas, con respecto a su eje de apuntamiento, cuando estaban colocadas en cada uno de los brazos y estos se encontraban abatidos (en el plano XY). A continuación se colocaron las sondas (primero una y luego la otra) en la misma posición sobre la columna de *Styrofoam* del campo recto de medida. En el otro extremo se situó, sobre un trípode, una bocina de banda ancha dotada de un sistema de sujeción que le permitía orientarla respecto a su eje de apuntamiento de 0° a 360° en pasos de 45° (figura 4.6). Se trata del modelo 3115 de *ETS-Lindgren* que opera de 1 a 18 GHz. En el Laboratorio se disponía de antenas que trabajaban en la banda de las sondas de alta frecuencia (de 18 a 26.5 GHz) pero no estaban dotadas de esta capacidad de orientación respecto al eje.

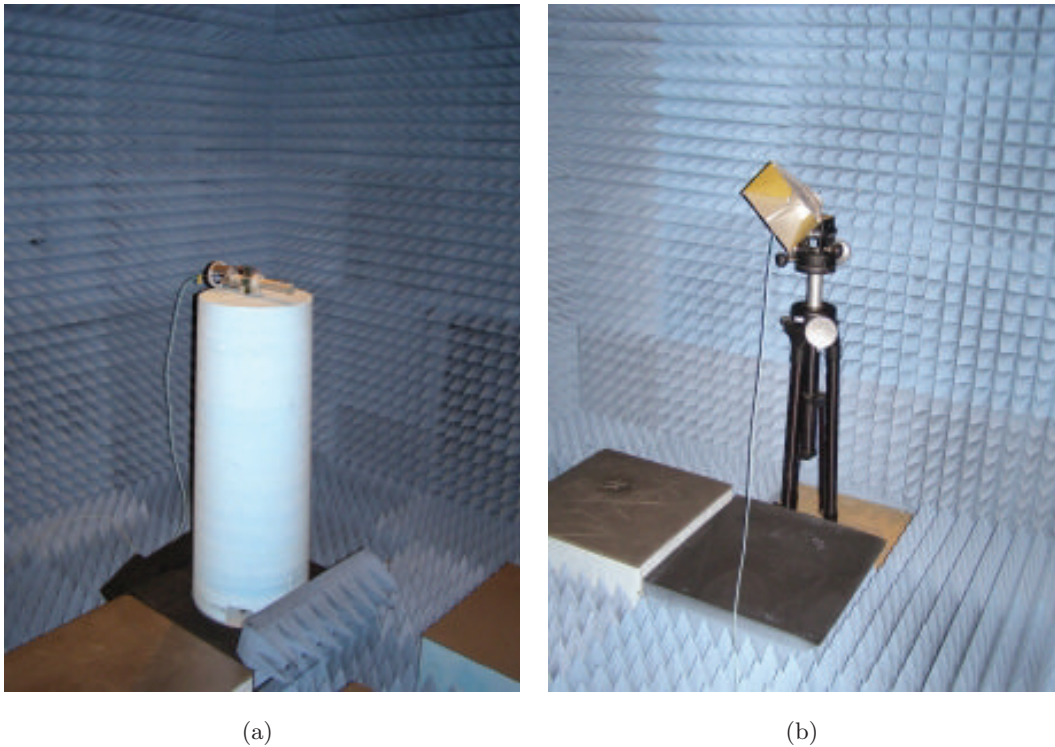


Figura 4.6: *Determinación de la polarización en el campo recto: (a) Sonda corta colocada sobre la columna de Styrofoam (b) Antena girada 45°*

| | |
|-------------------------------|---------------------------------------|
| Calibración | <i>Full-2-port</i> |
| Punto de calibración | En los puertos del VNA |
| Kit de calibración | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 17 a 19 |
| Número de puntos | 401 |
| IFBW (Hz) | 100 |
| <i>Software gating</i> | Sí: Ventana Bohman de 25.25 a 35.75 m |
| <i>Background subtraction</i> | No |
| Potencia de salida | 18 dBm |

Tabla 4.3: *Parámetros de medida en el campo recto*

La antena de *ETS-Lindgren* se utilizó como transmisora y se probaron tres posiciones: 0° (o polarización vertical, V, perpendicular al suelo), 90° (o polarización

horizontal, H, paralela al suelo) y 45° . Se consideran ángulos positivos los tomados en el sentido de giro de las agujas del reloj si se observa la antena desde la columna de *Styrofoam*. La configuración de ensayo se alineó empleando la técnica de colimación láser que se utiliza para el campo recto de medida. Para alimentar la bocina y la sonda se usaron dos cables coaxiales de bajas pérdidas de *Micro-Coax* de 10 m de longitud. Los demás parámetros de medida se recogen en la tabla 4.3.

Los conectores de cada sonda se etiquetaron como P1 y P2 respectivamente y se hicieron medidas recibiendo por uno y luego por el otro. Las figuras 4.7 a 4.10 muestran los resultados obtenidos en torno a 18 GHz para la sonda con número de serie 14 (sonda corta) y para la sonda con número de serie 15 (sonda larga o con adaptador para el brazo externo). Se puede apreciar que, en ambos casos, el conector P1 se corresponde con la excitación de la polarización horizontal y el conector P2 con la vertical. Esto, trasladado al sistema esférico, equivalía a que el conector P1 excitaba la polarización ϕ y el conector P2 la polarización θ , de modo que se marcaron definitivamente de esta manera y quedó, con esto, determinada la polarización excitada por cada conector de las cuatro sondas.

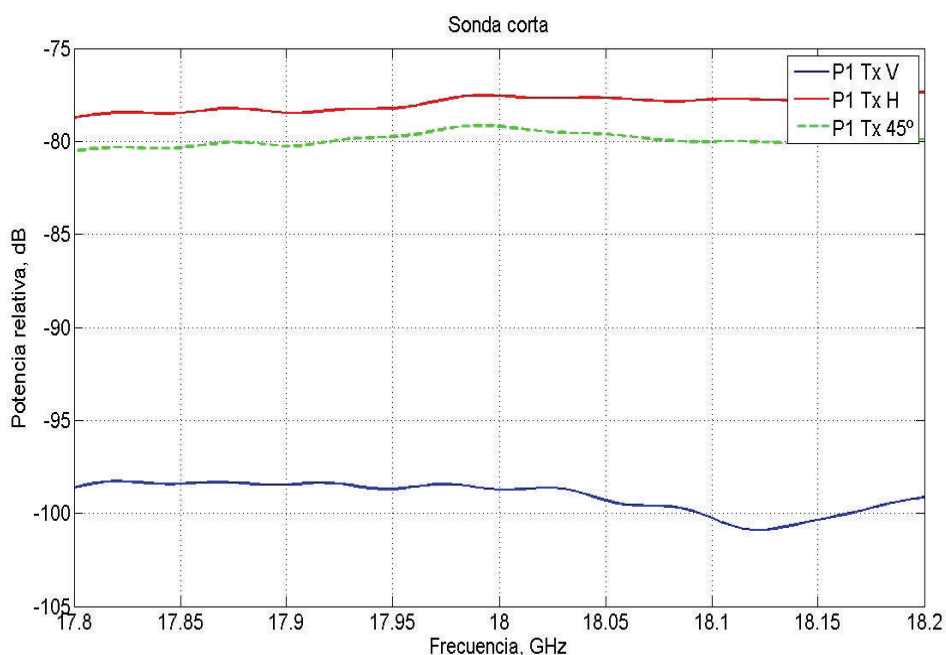


Figura 4.7: Conector P1 en la sonda corta

4. Medidas

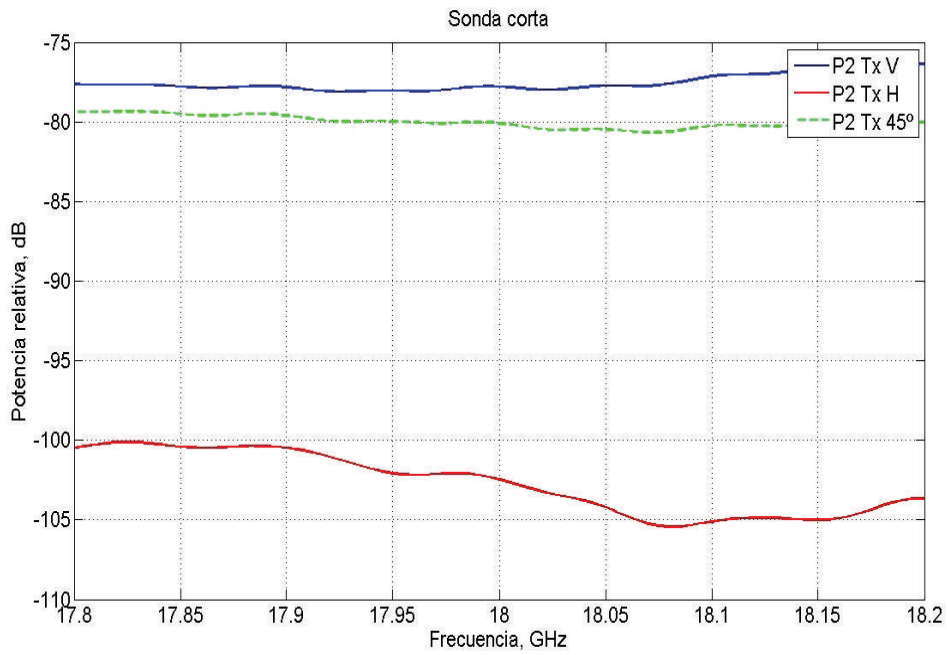


Figura 4.8: Conector P2 en la sonda corta

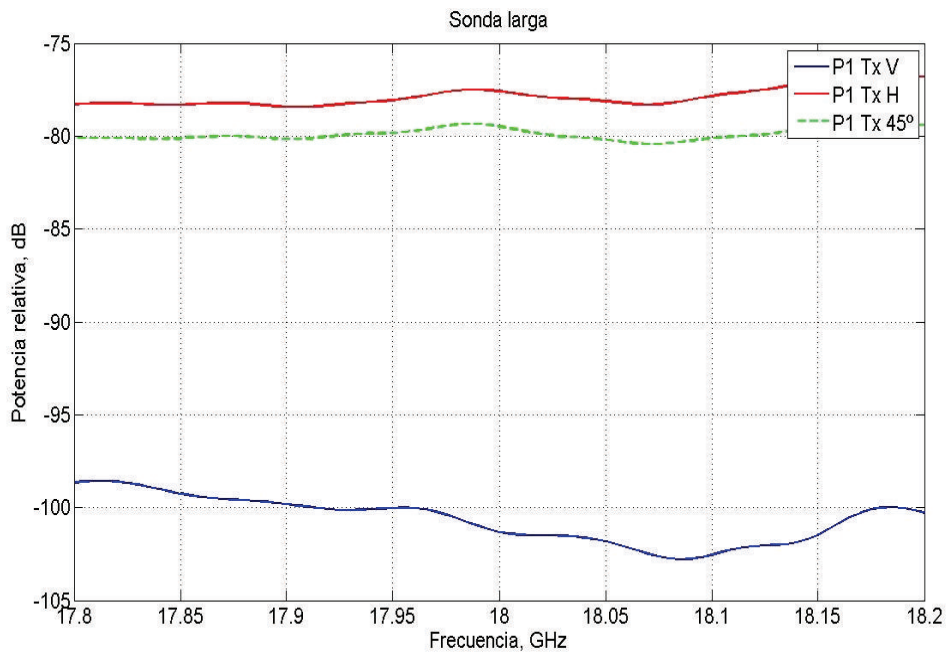


Figura 4.9: Conector P1 en la sonda larga

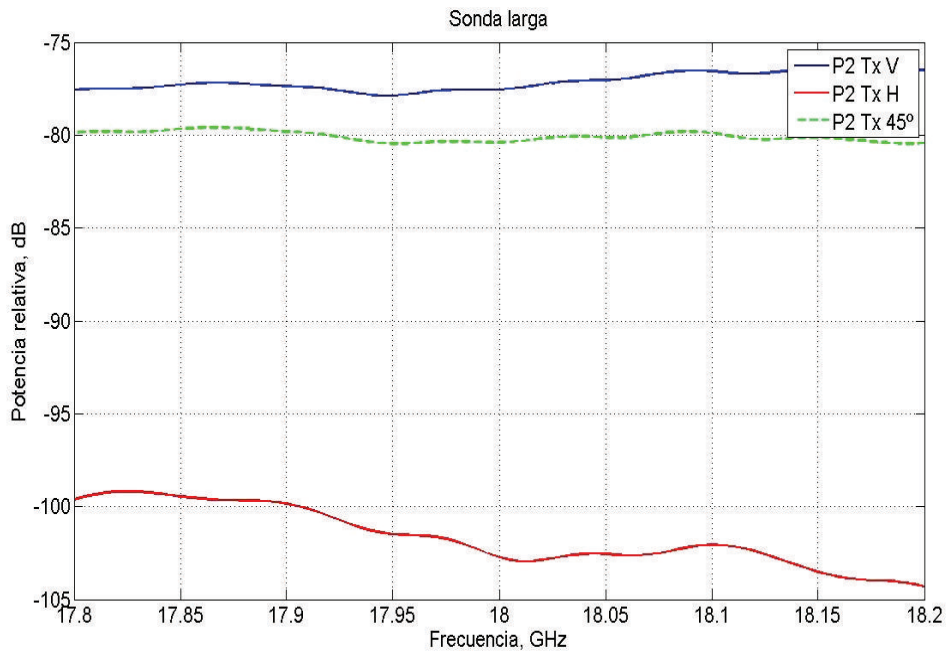


Figura 4.10: Conector P2 en la sonda larga

4.2.2. Medida del efecto de la columna de blanco

En esta sección se presentan las medidas efectuadas para verificar el comportamiento de la columna de *Styrofoam* destinada a sustentar el blanco en el centro del sistema. El *Styrofoam* es un material muy transparente a la radiación electromagnética y, por tanto, muy adecuado para la fabricación de soportes para medida de RCS. Sin embargo, en este caso, dada la geometría de esta instalación y la transparencia de la columna, el posicionador situado en su base puede resultar iluminado y su respuesta afectar al blanco bajo test. Para mitigar esto, la columna que se ha diseñado en esta tesis, presentada en el capítulo 3, contiene, en su base y a media altura, material absorbente.

Los siguientes apartados muestran las medidas llevadas a cabo, con y sin la columna (figura 4.11), para configuración biestática y monoestática.

Configuración biestática

Puesto que AnaCoBra 1.0 está programado de manera que pueda también capturar trazas en el dominio del tiempo, se realizó el ensayo para apreciar el efecto de la columna en este dominio. Para ello, primero se fijó en el VNA un margen de frecuencia de análisis

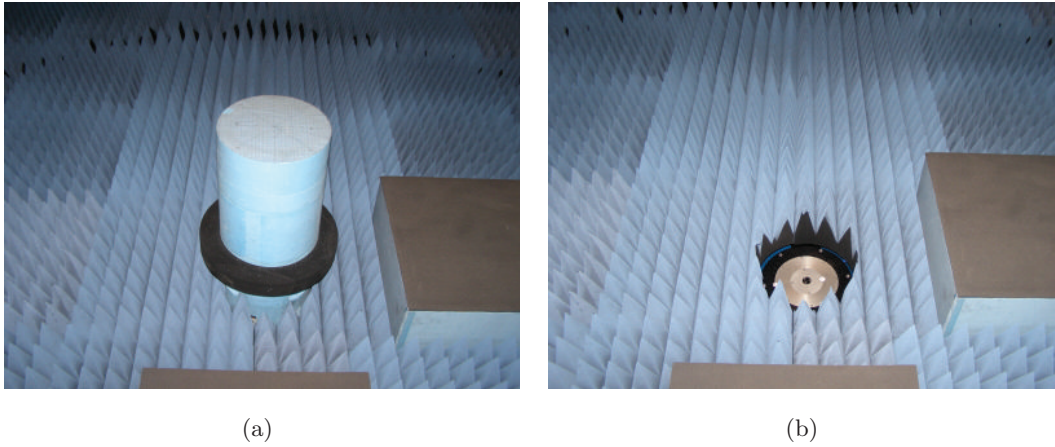


Figura 4.11: *Instalación con y sin columna de Styrofoam*

y luego se pasó al dominio transformado. Los parámetros de medida se recogen en la tabla 4.4 y para poder comparar convenientemente fueron los mismos para las medidas con y sin columna.

| | Sondas de baja frecuencia | Sondas de alta frecuencia |
|---|---------------------------|---------------------------|
| Calibración | <i>Full-4-port</i> | <i>Full-4-port</i> |
| Punto de calibración | En los puertos del VNA | En los puertos del VNA |
| Kit de calibración | ZV-Z235 | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 8 a 12 | 20 a 24 |
| Número de puntos | 1001 | 1001 |
| IFBW (KHz) | 1 | 1 |
| <i>Software gating</i> | No | No |
| <i>Background subtraction</i> | No | No |
| Potencia de salida | 18 dBm | 18 dBm |
| Medida en el dominio del tiempo: Distancia (m) | 40 a 65 | 40 a 65 |

Tabla 4.4: *Parámetros de medida para analizar el efecto de la columna*

Puesto que la mayor respuesta del posicionador de blanco se produce bajo incidencia normal, se fijó el brazo externo como transmisor en la posición $\theta = 5^\circ$, $\phi = 0^\circ$ y se diseñó un barrido para el brazo interno (receptor) de $\theta = -90^\circ$ a $\theta = 0^\circ$ en pasos de

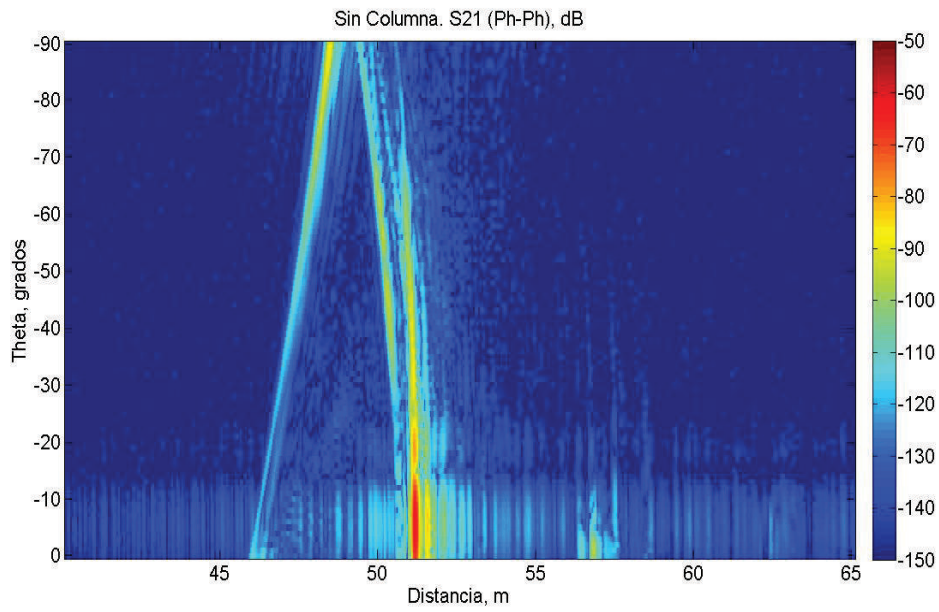
1° ($-90^\circ : 1^\circ : 0^\circ$) con $\phi = 0^\circ$. Las figuras 4.12 y 4.13 enseñan los resultados de las medidas co-polares para las sondas de baja frecuencia.

En las dos se puede ver un comportamiento muy parecido, si bien es apreciable un desplazamiento entre la respuesta $\phi - \phi$ y la $\theta - \theta$. Este es debido al diferente camino de radiofrecuencia recorrido al realizar la medida en uno u otro caso, motivado por la distinta longitud de los cables. En cualquier caso, la parte más a la izquierda de cada figura muestra la respuesta del acoplo directo entre la sonda transmisora y la receptora. A medida que el brazo interno (sonda receptora) se va abatiendo, es decir, se va dirigiendo hacia $\theta = -90^\circ$, la separación entre las sondas aumenta y el acoplo entre ambas se da a mayor distancia. En todas las figuras se puede ver esta relación entre el acoplo y el recorrido de la sonda receptora.

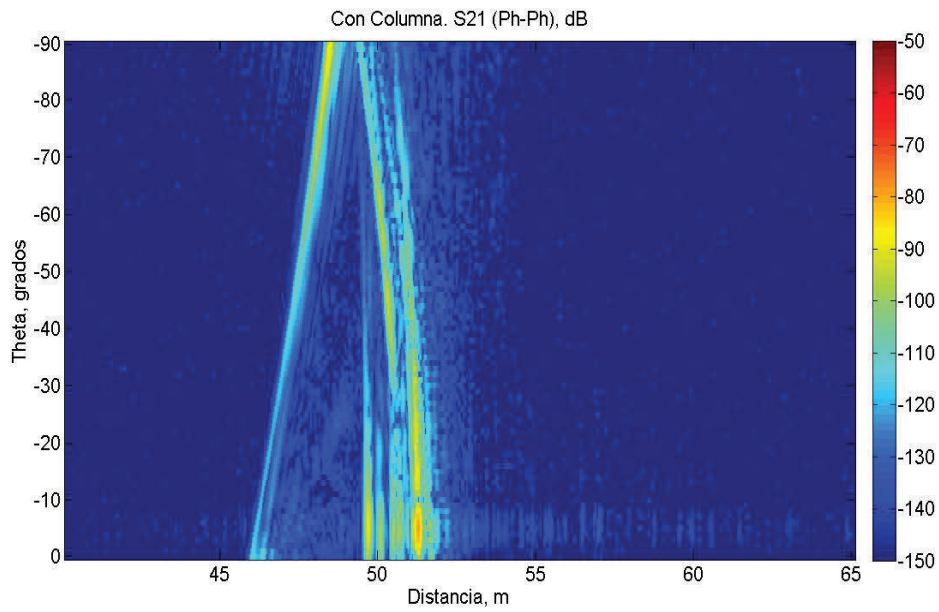
Fijémonos ahora en las figuras 4.12(a) y 4.13(a), correspondientes a las medidas sin columna. A la derecha del efecto de acoplo vemos el comportamiento del *background* de la cámara anecoica. La respuesta mayor es debida a la reflexión en el posicionador, que predomina cuando la sonda receptora se encuentra cerca del cenit ($\theta = 0^\circ$). A medida que se va abriendo el arco descrito por la sonda del brazo interno, el nivel de señal recibida disminuye y se observa una ligera curvatura. Lo primero viene motivado no sólo porque la respuesta del suelo de la instalación es menor según aumenta el ángulo biestático, sino también porque el apuntamiento de la sonda receptora también se aleja cada vez más de la zona iluminada por la sonda transmisora, y la recepción no se realiza en la dirección de máxima ganancia. Esto es debido a que el sistema está diseñado para que las sondas de ambos brazos apunten siempre al centro de la semiesfera imaginaria, a 88.7 cm del suelo, y en este ensayo, en ese punto, no hay nada. En cierto modo, esto también está detrás de esa ligera curvatura, puesto que la distancia del camino recorrido desde la sonda transmisora al blanco, que en este caso es el suelo, y de éste hasta la sonda receptora, disminuye a medida que el brazo se abate.

Las figuras 4.12(b) y 4.13(b) permiten estudiar qué ocurre cuando se vuelve a colocar la columna en su sitio. El comportamiento general es parecido, pero ahora lo más notable es la bajada en el nivel de señal debido a la reflexión en el posicionador. El diseño de la columna, con material absorbente en su base y a media altura, ha resultado muy efectivo porque se ha mitigado considerablemente este efecto. En ambas figuras también se puede ver cómo la propia columna, si bien está hecha de *Styrofoam* y es razonablemente transparente a la radiación electromagnética, tiene cierta respuesta. Se aprecia antes de la respuesta del suelo y el fenómeno predominante es la reflexión en la

4. Medidas



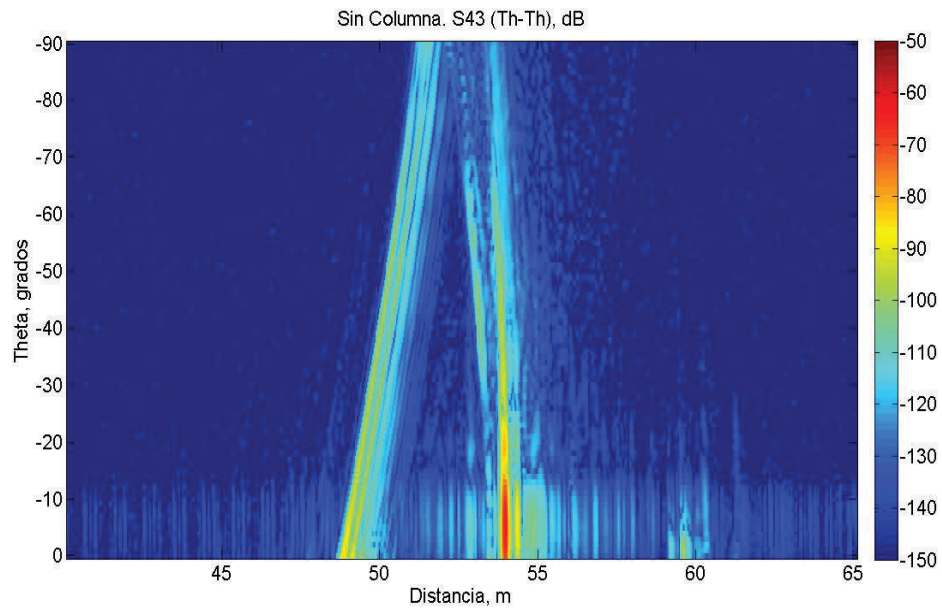
(a)



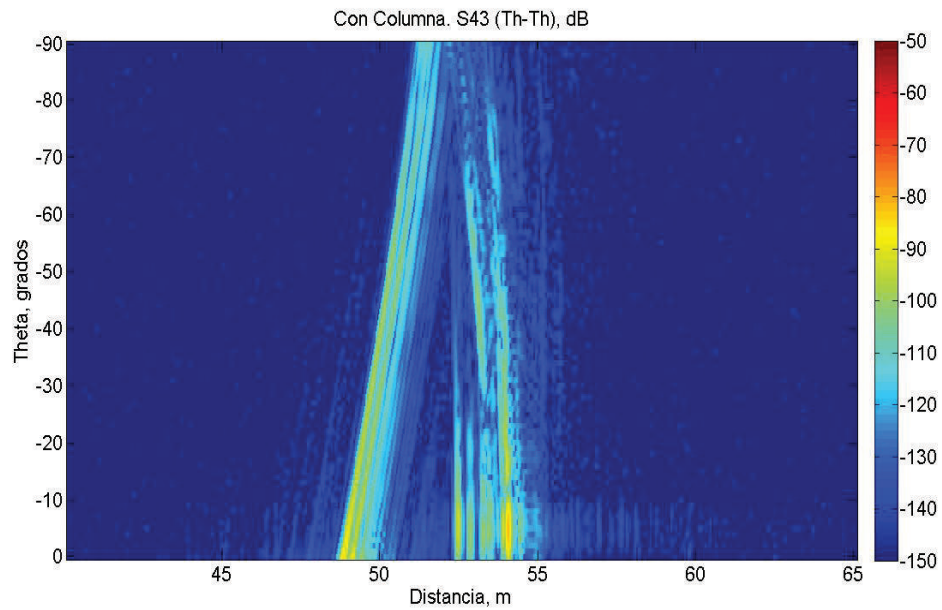
(b)

Figura 4.12: Efecto de la columna en biestático. Sondas de baja frecuencia. $\phi - \phi$: (a) Sin columna (b) Con columna

4.2. Ensayos de puesta a punto del sistema



(a)



(b)

Figura 4.13: Efecto de la columna en biestático. Sondas de baja frecuencia. $\theta - \theta$: (a) Sin columna (b) Con columna

base superior de la columna. Esta respuesta es también mayor para ángulos cercanos al cenit. Para verlo en detalle, en las figuras 4.14 y 4.15 se representa la fila asociada al ángulo $\theta = 0^\circ$ de las figuras 4.12 y 4.13.

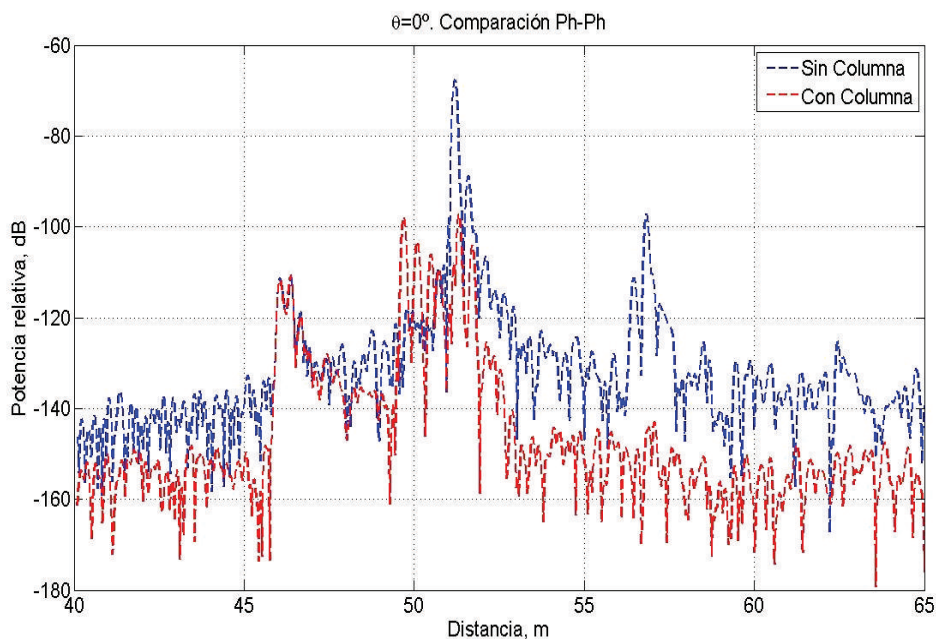


Figura 4.14: Comparación para $\theta = 0^\circ$. Biestático. $\phi - \phi$

Las sondas de alta frecuencia pusieron de manifiesto exactamente el mismo comportamiento, como se puede ver en las figuras 4.16 y 4.17. Ciertamente, se observa el acoplo entre las sondas en todas ellas y la reflexión en el posicionador para las figuras que representan el escenario sin columna. Al poner de nuevo la columna, esa reflexión se atenúa visiblemente y a cambio aparece el efecto de la base superior del cilindro de *Styrofoam*. Hay que destacar que puesto que la frecuencia de este ensayo es mayor, las pérdidas en los cables aumentan y la respuesta recibida queda por debajo del nivel de ruido salvo para los valores más altos.

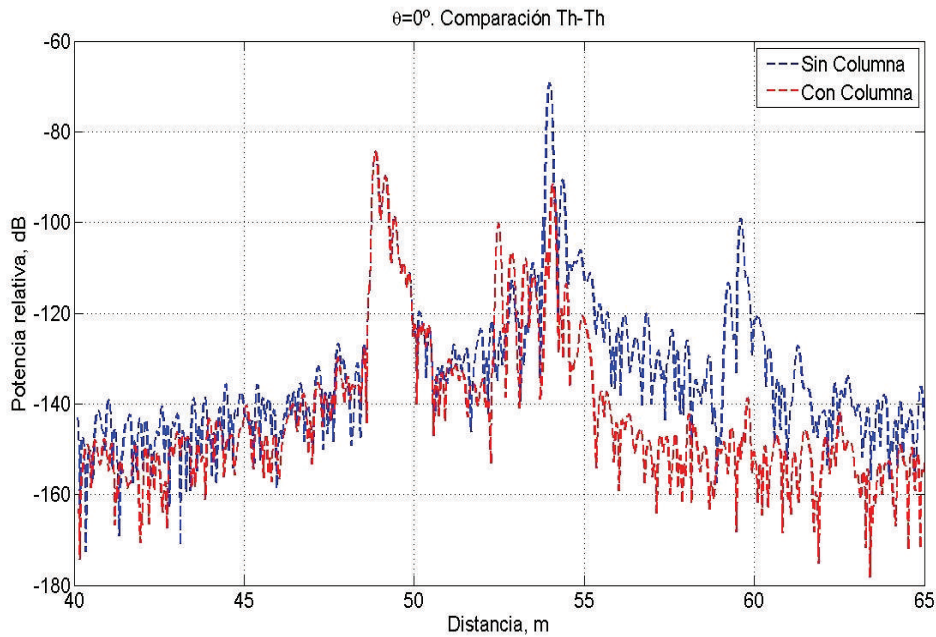


Figura 4.15: Comparación para $\theta = 0^\circ$. Biestático. $\theta - \theta$

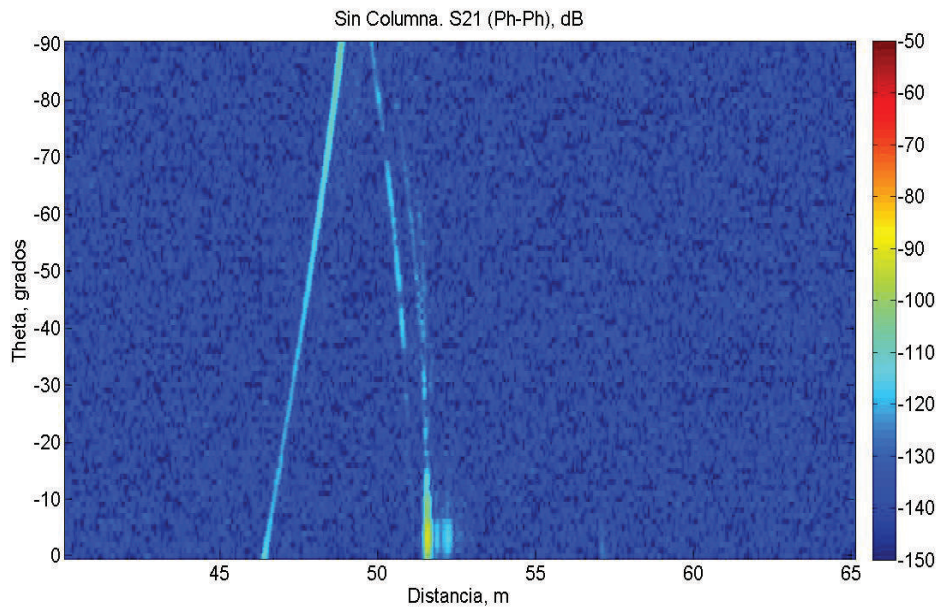
Configuración monoestática

La medida con configuración monoestática del efecto de la columna de blanco sigue la misma filosofía. Se dejó el brazo interno de lado (en la posición $\theta = -95^\circ$, $\phi = 0^\circ$) y se programó un barrido con el brazo externo de $\theta = -90^\circ$ a $\theta = 90^\circ$ en pasos de 1° ($-90^\circ : 1^\circ : 90^\circ$). El ensayo se llevó a cabo también directamente en el dominio del tiempo y se aprovecharon la misma calibración y los mismos parámetros de medida de la tabla 4.4, con la única variación de que esta vez la medida de las componentes co-polares se realizó mediante los parámetros en reflexión S_{11} y S_{33} y, por lo tanto, la ventana temporal se desplazó hasta el rango de 18 a 28 m.

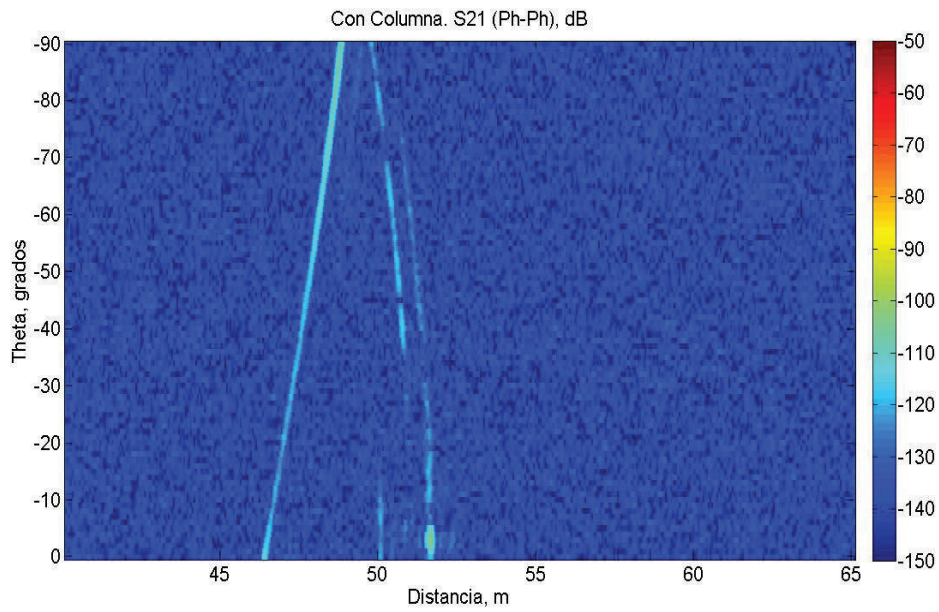
Las figuras 4.18(b) y 4.19(b) presentan los resultados con las sondas de baja frecuencia para las polarizaciones $\phi - \phi$ y $\theta - \theta$ respectivamente. Sólo hay una sonda transmitiendo, por lo que ya no existe el acoplo que se advertía en el caso biestático. Lo que sí predomina ahora es el efecto de la onda estacionaria provocada por la antena. Es la gran franja vertical y roja que aparece a la izquierda de las figuras. Pasada esa zona se entra en la parte de radiación en espacio libre.

Es ahí donde se observa, en las figuras 4.18(a) y 4.19(a) correspondientes a medidas sin la columna, la aparición de un punto rojo en torno a 24.5 m de distancia y $\theta = 0^\circ$,

4. Medidas



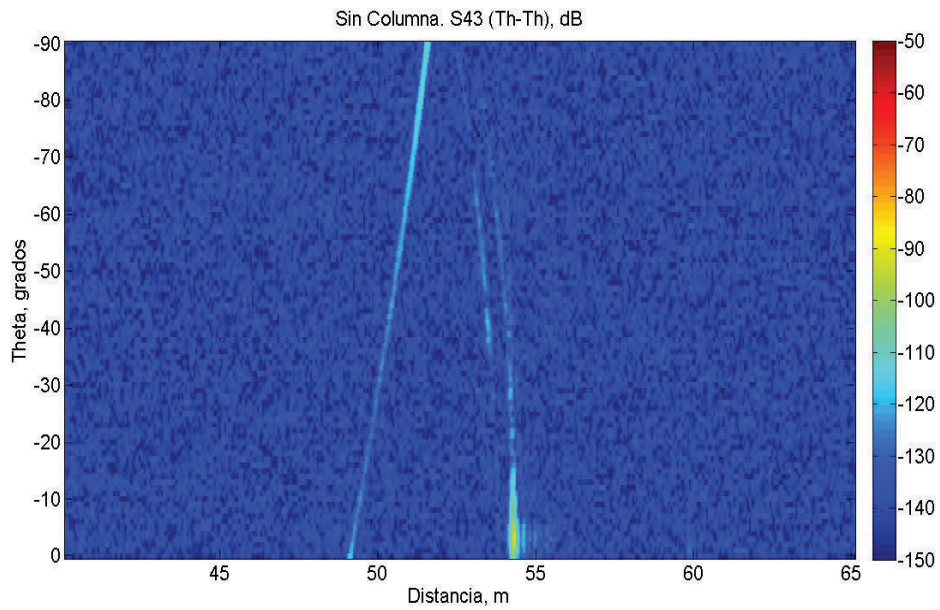
(a)



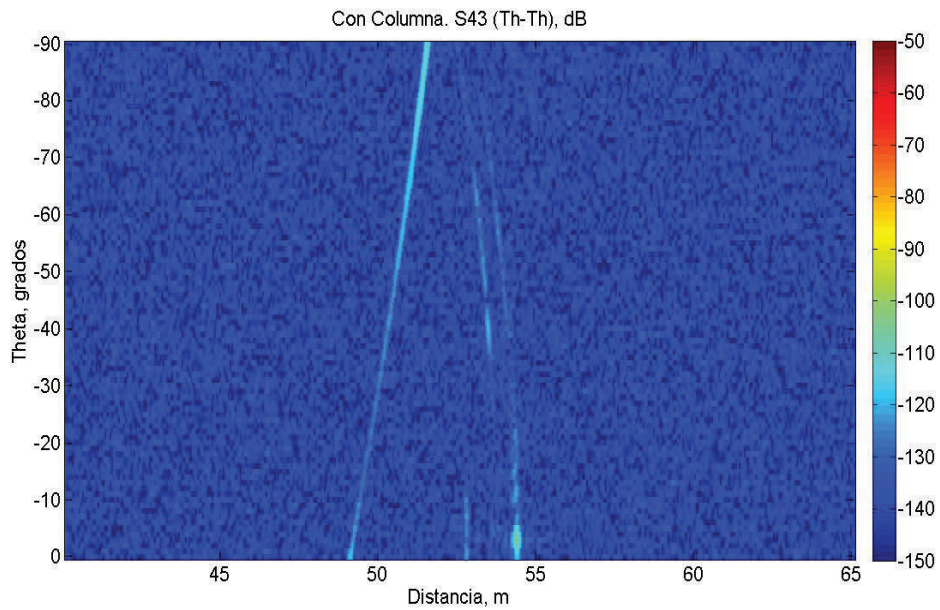
(b)

Figura 4.16: Efecto de la columna en biestático. Sondas de alta frecuencia. $\phi - \phi$: (a) Sin columna (b) Con columna

4.2. Ensayos de puesta a punto del sistema



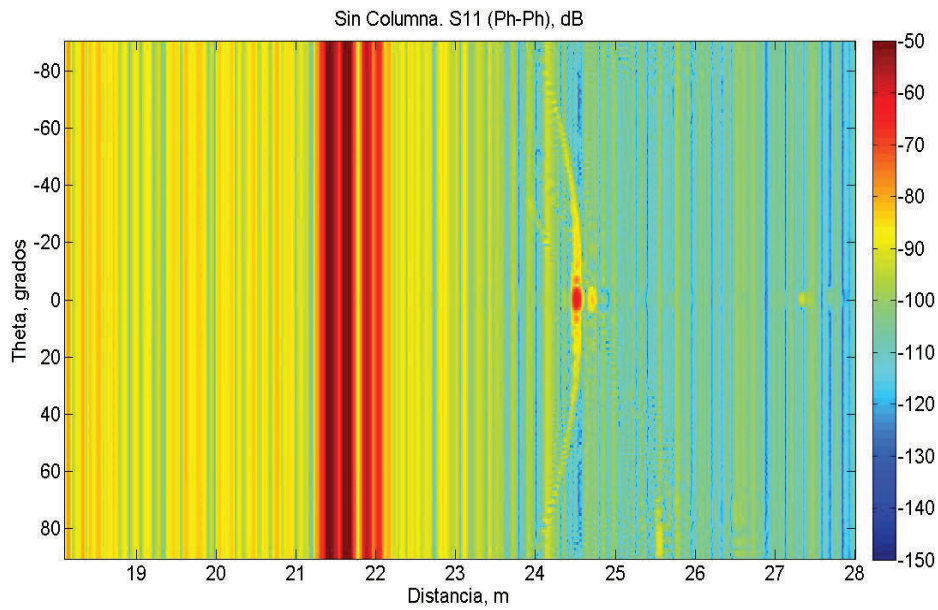
(a)



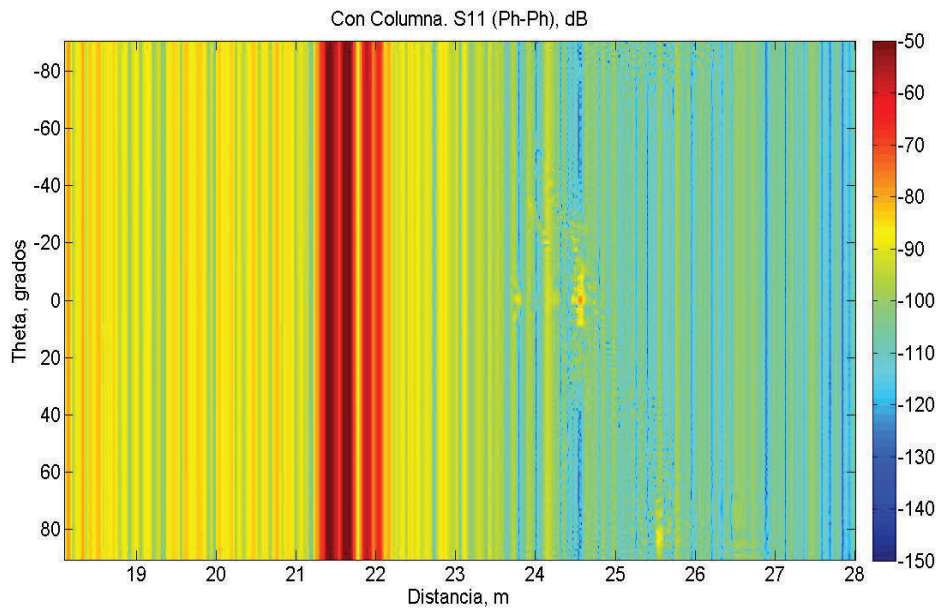
(b)

Figura 4.17: Efecto de la columna en biestático. Sondas de alta frecuencia. $\theta - \theta$: (a) Sin columna (b) Con columna

4. Medidas



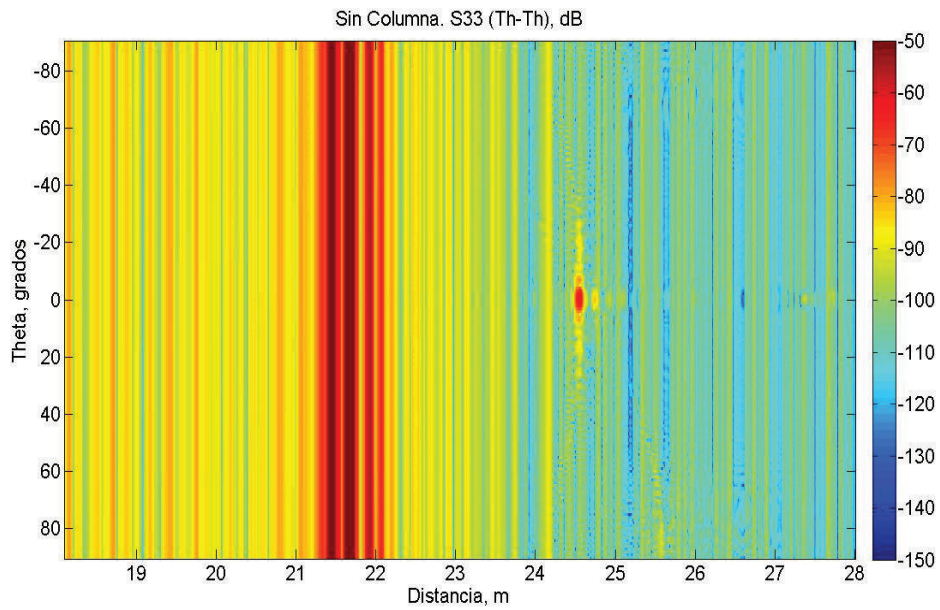
(a)



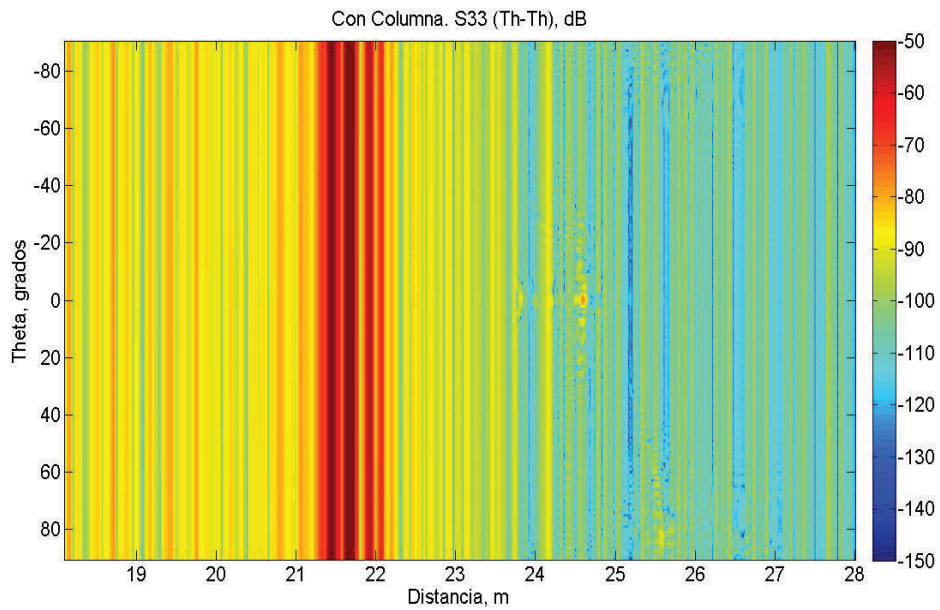
(b)

Figura 4.18: Efecto de la columna en monoestático. Sondas de baja frecuencia. $\phi - \phi$: (a) Sin columna (b) Con columna

4.2. Ensayos de puesta a punto del sistema



(a)



(b)

Figura 4.19: Efecto de la columna en monoestático. Sondas de baja frecuencia. $\theta - \theta$: (a) Sin columna (b) Con columna

que se identifica con la reflexión del posicionador cuando es iluminado bajo incidencia normal. Al poner la columna (figuras 4.18(b) y 4.19(b)), esta respuesta cae claramente, lo que demuestra el acierto en el diseño de este soporte. Las figuras 4.20 y 4.21 muestran el detalle de lo que ocurre en $\theta = 0^\circ$, es decir, se trata de la fila central de las figuras 4.18 y 4.19. En ellas se ve, tal vez más claramente, el efecto absorbente de la columna, y como se mitiga la reflexión en el posicionador.

Finalmente, las figuras 4.22 y 4.23 presentan los resultados co-polares para las sondas de alta frecuencia. Los comentarios que se pueden hacer son equivalentes porque el comportamiento es el mismo. Hay que tener en cuenta que las mayores pérdidas existentes en esta banda hacen que los niveles de señal sean menores y, así, la reflexión en el posicionador apenas parece una mota, que se diluye cuando se coloca la columna de de blanco.

4.2. Ensayos de puesta a punto del sistema

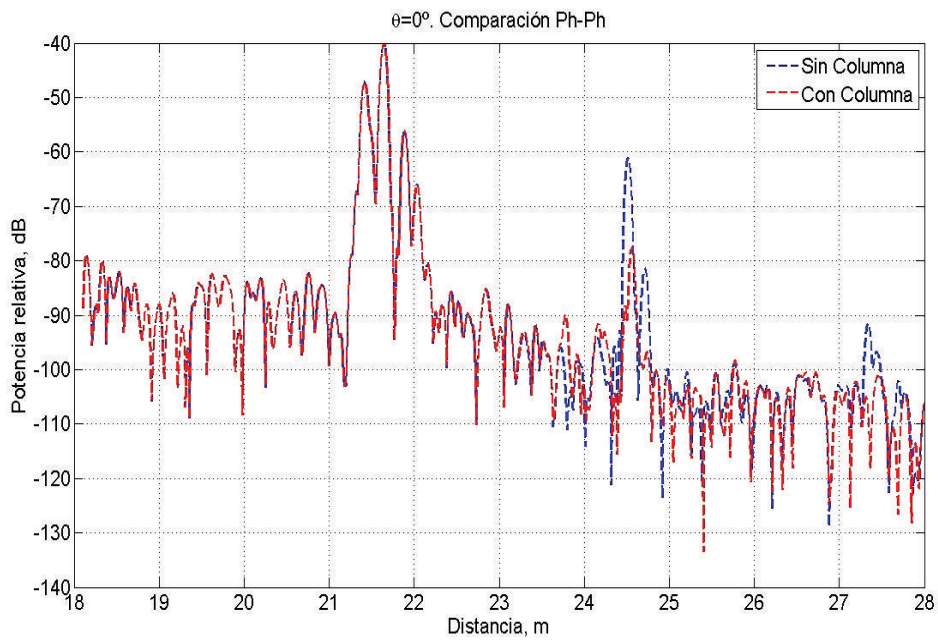


Figura 4.20: Comparación para $\theta = 0^\circ$. Monoestático. $\phi - \phi$

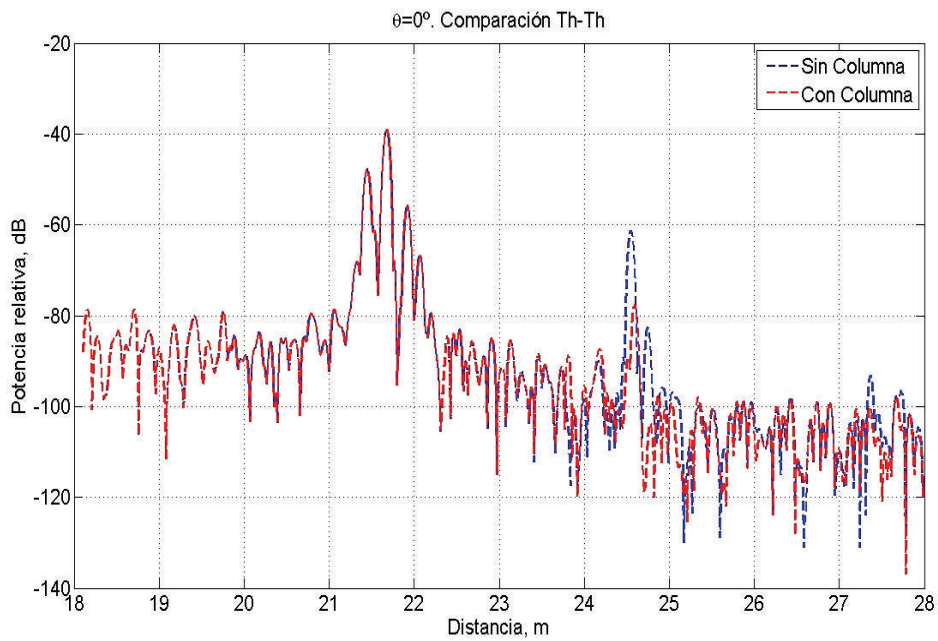
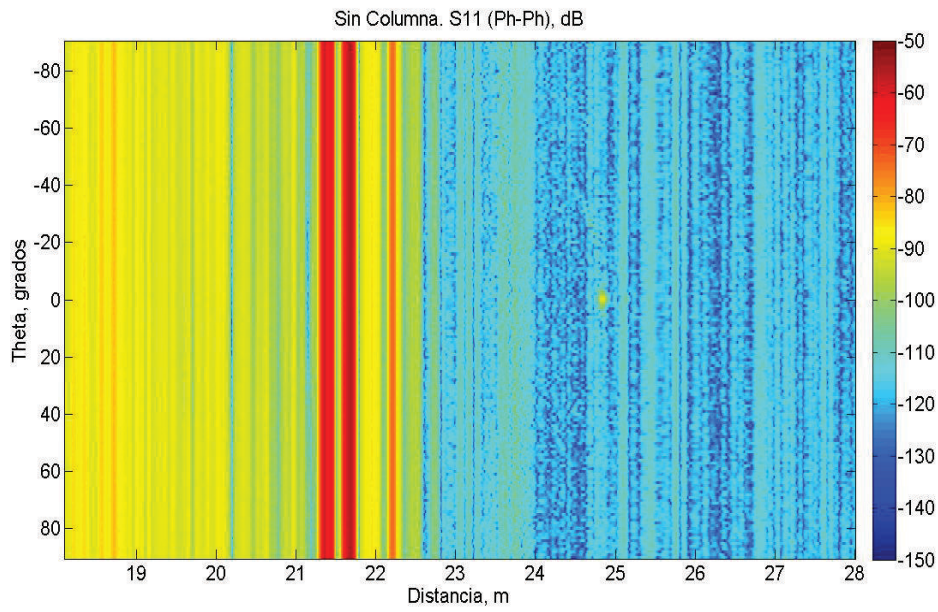
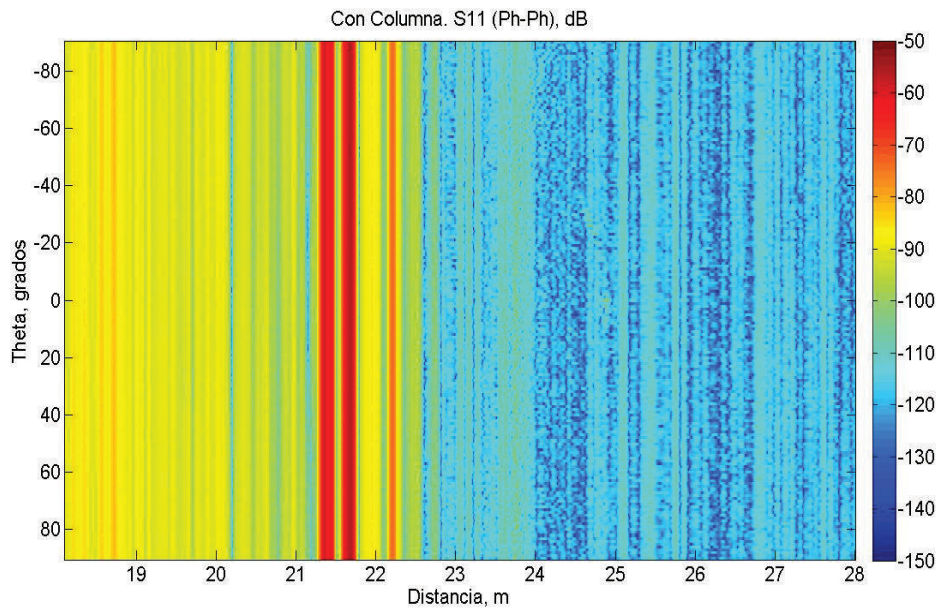


Figura 4.21: Comparación para $\theta = 0^\circ$. Monoestático. $\theta - \theta$

4. Medidas



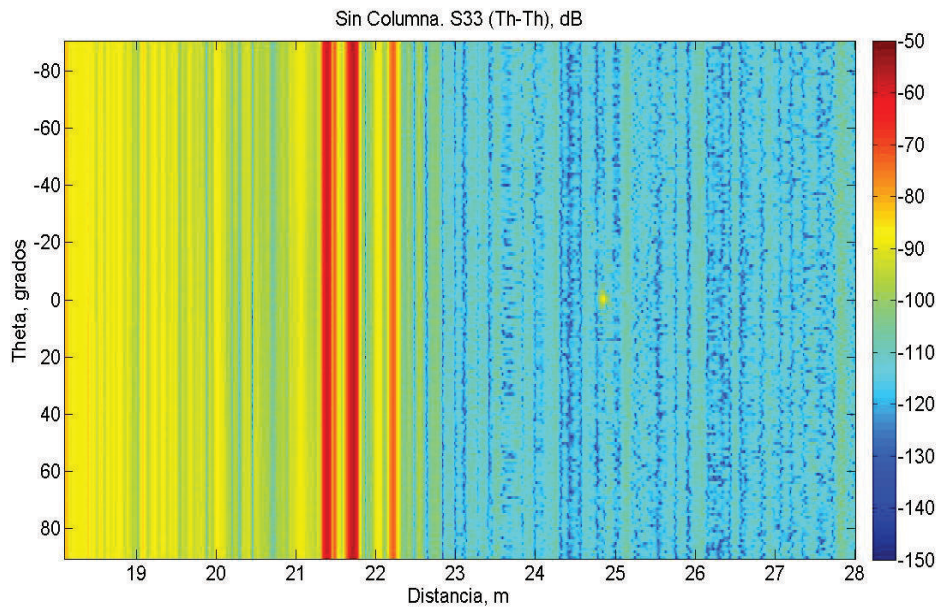
(a)



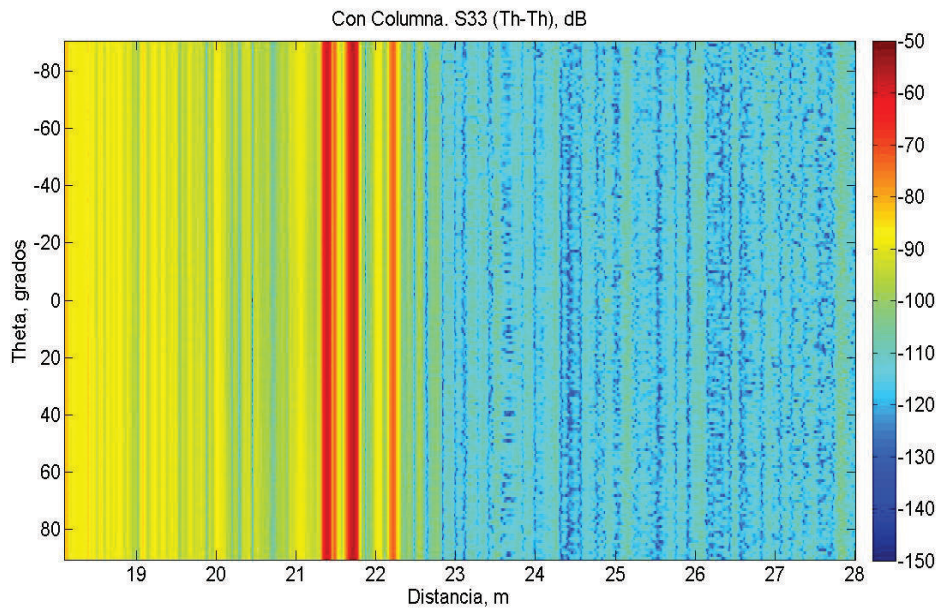
(b)

Figura 4.22: Efecto de la columna en monoestático. Sondas de alta frecuencia. $\phi - \phi$: (a) Sin columna (b) Con columna

4.2. Ensayos de puesta a punto del sistema



(a)



(b)

Figura 4.23: Efecto de la columna en monoestático. Sondas de alta frecuencia. $\theta - \theta$: (a) Sin columna (b) Con columna

4.3. Resultados de RCS biestática

En esta sección se describen las primeras medidas de sección transversal radar biestática realizadas en la instalación descrita en esta tesis. Hay que tener en cuenta que la experiencia previa en medida y análisis de RCS del grupo de investigación se basaba en configuración monoestática y en un campo de medida diferente ya probado y testado en numerosas ocasiones. El diseño y puesta en marcha de un sistema de medida novedoso como éste, con características singulares, implica una fuerte tarea de investigación y carga de trabajo, ya que aparecen continuamente cuestiones que resolver, de las que hay poca información en la literatura.

Los resultados que se presentan en lo que resta de capítulo se centran en RCS biestática medida en condiciones de iluminación y recepción que permitan cumplir con el criterio de campo lejano. Para ello, dado que la distancia de las sondas al centro de giro de todo el sistema es fija, la frecuencia de análisis y el tamaño del blanco determinarán que se cumpla esa condición. De los blancos disponibles en el Laboratorio el idóneo era un cubo metálico de 12 cm de lado y es en el que se han basado la mayoría de las medidas realizadas.

Por otro lado, merece la pena destacar que, como apunta [142], son pocos los trabajos que presentan medidas de dispersión de objetos en las que la antena receptora no se encuentra en el plano que contiene a la fuente y al blanco [139]. Esta instalación permite realizar barridos novedosos de este tipo y aparecerán varios ejemplos en los siguientes apartados. Entre ellos se incluyen no sólo cortes aislados, sino también la concatenación de varios barridos para formar imágenes que permitan evaluar la RCS de un blanco para toda una porción de la esfera biestática. Tampoco son habituales análisis de medidas de RCS biestática en el dominio del tiempo [195] y se podrá ver cómo se emplea esta técnica para estudiar la viabilidad de realizar medidas en regiones biestáticas amplias, algo que no es sencillo porque estas zonas están sujetas a un fuerte fenómeno de acoplo entre las antenas transmisora y receptora.

Por último, desde el punto de vista nacional, los primeros sistemas de medida de RCS comienzan publicarse a finales de los 80 y principios de los 90 [10, 196–201], teniendo en cuenta que varias de esas instalaciones son adaptaciones de sistemas ligeramente anteriores empleados para medida de antenas. Sin embargo, hasta donde el autor ha podido averiguar, el paso a una instalación para medida de RCS biestática no se llegó dar, si bien varios grupos españoles han investigado y desarrollado técnicas numéri-

cas para predecirla (un completo y reciente ejemplo se puede encontrar en [202]), se han desarrollado sistemas tomográficos basados en antenas fijas que podían haberse reorientado hacia la medida de RCS biestática [203,204], o se han realizado ensayos esporádicos [205]. Todo ello parece indicar que esta instalación y las medidas biestáticas que se presentan a continuación pueden constituir un hito a nivel nacional.

4.3.1. Validación de resultados

Con el propósito de mostrar si los resultados logrados son correctos o no, las medidas que se describen a continuación se comparan con las predicciones obtenidas con dos herramientas comerciales de simulación electromagnética: HFSS versión 13.0 de *Ansys, Inc.* y NewFasant versión 4.2 de *NewFasant S.L.*. La primera es una de las disponibles en el Laboratorio y las simulaciones fueron realizadas por el autor de esta tesis. HFSS es un *software* tradicionalmente basado en el Método de los Elementos Finitos, *Finite Element Method* (FEM) [206], que a partir de la versión 12.1 incluyó un módulo denominado HFSS-IE (de *Integral Equation*) que utiliza el Método de los Momentos para resolver problemas electromagnéticos [207]. La segunda herramienta es una suite comercializada por una *spin-off* de la Universidad de Alcalá. Uno de los módulos de dicha suite es MONURBS [208], que también se basa en MoM y en una mejora de este método para tratar casos grandes, el algoritmo rápido de los multipolos con multi-nivel, *Multi-Level Fast Multipole Algorithm* (MLFMA) [209]. Las simulaciones con MONURBS fueron realizadas por la Universidad de Alcalá en sus propias instalaciones. El objetivo de esta tesis no es discutir los detalles de estos programas de simulación, sino utilizarlos como referencia. No obstante, hay que señalar que las propias predicciones también están sujetas a errores, aunque las aquí mostradas son convergentes y corrieron hasta que el error residual fuese suficientemente pequeño. En esencia ambas herramientas se fundamentan en el mismo método numérico, pero han sido implementadas por equipos de desarrollo diferentes e independientes. Las primeras figuras muestran que las predicciones son prácticamente iguales, con diferencias casi imperceptibles entre uno y otro *software* y, por este motivo y para no recargar las propias figuras, en los resultados subsiguientes ya se han empleado sólo los valores calculados con HFSS-IE.

En esta tesis se ha querido ir un paso más allá de lo habitual a la hora de ofrecer los resultados y mostrar las comparaciones, y se ha utilizado un método capaz de dar una

valoración objetiva, cuantitativa y cualitativamente, de la semejanza entre medidas y simulaciones. Se trata de la herramienta *Feature Selective Validation* (FSV), basada en la teoría del mismo nombre [210,211]. Esta herramienta trata de mimetizar lo que diría un experto al ver una figura en la que se comparan dos gráficas y en el apéndice C se incluye una breve descripción de su fundamento así como los resultados completos de todas las comparaciones. Baste decir ahora que la herramienta produce dos figuras de mérito (*Amplitude Difference Measure* (ADM) y *Feature Difference Measure* (FDM)) y una combinación de ambas (*Global Difference Measure* (GDM)) por cada posición angular comparada. Cada una de ellas puede tomar valores de 0 a infinito que se convierten a lenguaje humano según la equivalencia de la tabla 4.5. FSV ofrece para cada figura de mérito, una gráfica con el valor obtenido en cada punto (ADM_i , FDM_i y GDM_i) y otra con un histograma (ADM_c , FDM_c y GDM_c), además de la media de los valores obtenidos en cada punto (ADM_{tot} , FDM_{tot} y GDM_{tot}). La herramienta se desarrolló y ajustó originalmente para realizar comparaciones en el ámbito de la compatibilidad electromagnética. Para RCS también se está comenzando a usar por la comunidad científica y la experiencia del Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del INTA dice que la figura de mérito que más se aproxima a la opinión de un experto en sección transversal radar es la ADM, por lo que es la que se muestra en este capítulo.

| Valor numérico de ADM, FDM o GDM | Interpretación en lenguaje humano |
|----------------------------------|-----------------------------------|
| De 0 a 0.1 | Excellent |
| De 0.1 a 0.2 | Very Good |
| De 0.2 a 0.4 | Good |
| De 0.4 a 0.8 | Fair |
| De 0.8 a 1.6 | Poor |
| De 1.6 a Infinito | Very Poor |

Tabla 4.5: Interpretación de los valores numéricos de los parámetros de FSV

4.3.2. Cubo metálico de 12 cm de lado

El blanco empleado para la mayor parte de las medidas es un cubo de 12 cm de lado construido en aluminio. Sus seis caras, doce aristas y ocho esquinas lo convierten

en un buen banco de pruebas y su RCS biestática ya ha sido medida y reportada en la literatura para distintos tamaños [212,213], aunque para el caso de transmisión, blanco y recepción en el mismo plano.

En todas las medidas siguientes el cubo se ha situado en el centro del sistema de coordenadas, como muestran las figuras 4.24 y 4.25. En la fotografía se puede advertir que puesto que la columna tiene una altura de 75 cm y el origen del sistema está a 88.7 cm, es necesario usar elementos adicionales de *Styrofoam* para elevar el cubo hasta su posición final.

La frecuencia de estudio para este blanco ha sido 5.8 GHz, de tal manera que se cumpliera el criterio de campo lejano, re-escrito aquí como

$$f < \frac{Rc}{2D^2} \quad (4.7)$$

donde f es la frecuencia, R la distancia sonda-blanco (1.7 m aproximadamente), c la velocidad de la luz en el vacío y D la mayor dimensión del blanco proyectada en el plano perpendicular a la línea de visión. Para este blanco, la mayor dimensión posible que se puede encontrar es $12\sqrt{3}$ cm.

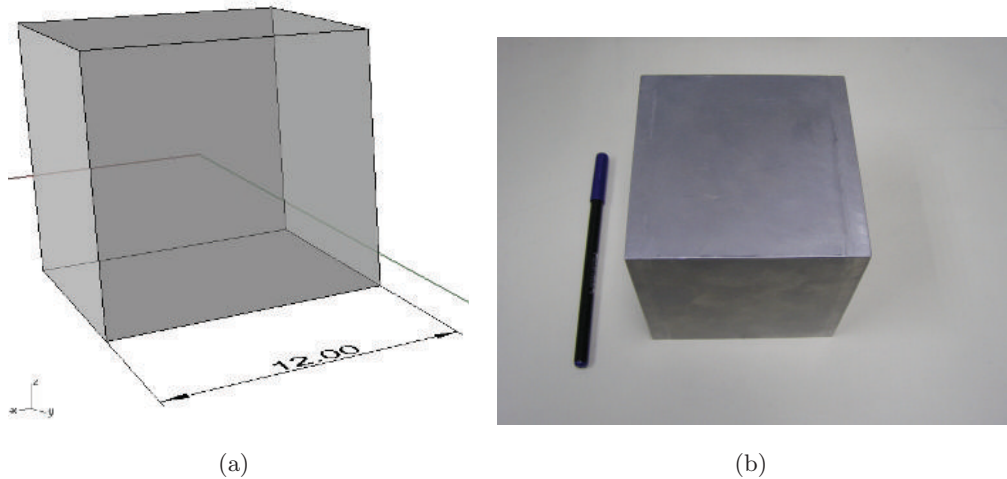


Figura 4.24: Representación CAD y fotografía del cubo de 12 cm

En todos los ensayos presentados a continuación, la sonda del brazo externo se ha empleado como transmisora, mientras que la del brazo interno ha sido la receptora. La iluminación siempre ha provenido de la posición $\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, algo que se consigue abatiendo el brazo externo. Como patrón de referencia se ha utilizado una

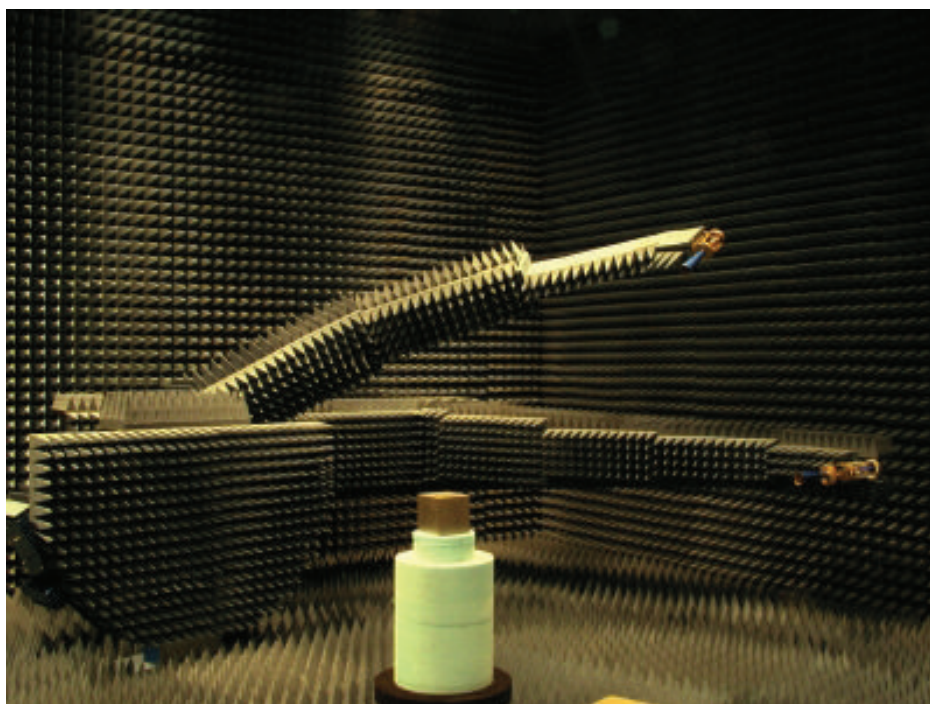


Figura 4.25: Medida de la RCS biestática del cubo de 12 cm

esfera perfecta de aluminio de 19 cm de diámetro, ya que su RCS biestática tiene solución analítica y es fácilmente calculable. En esta tesis se ha programado un *script* en MATLAB que sigue la formulación en series de Mie del capítulo 3 de [214]. Para centrar la esfera en el origen de coordenadas también se han tenido que utilizar soportes adicionales de *Styrofoam*.

Primeras medidas

Para los primeros intentos se programaron dos cortes en los que el brazo interno no se encontrase en el mismo plano que la sonda transmisora y el blanco: un corte en $\phi = 15^\circ$ y otro en $\phi = 45^\circ$. En ambos casos el brazo interno se abate de $\theta = 0^\circ$ a $\theta = 90^\circ$ en pasos de 1° ($0^\circ : 1^\circ : 90^\circ$), describiendo un movimiento por meridianos desde el polo hasta el ecuador de la semiesfera imaginaria. Para cada corte se realizaron las dos medidas co-polares y los parámetros de este primer ensayo se resumen en la tabla 4.6. Se puede ver que la calibración se realizó en los cuatro puertos (*Full-4-port*), para no tener que cambiar el conexionado de los cables a los puertos al medir la otra polarización. Esto es más práctico en este sentido, pero la calibración resulta también más laboriosa.

Se calibró en el extremo de los cuatro cables para que el VNA tuviese en cuenta las pérdidas por atenuación. De esta manera también, el blanco se encontraría más cerca del punto de calibración y serían necesarios menos puntos en frecuencia para garantizar, al pasar al dominio transformado, que la respuesta del cubo se encontrase dentro del rango máximo no ambiguo. Las medidas se llevaron a cabo utilizando *software gating* con una ventana rectangular (normal) centrada en la respuesta del blanco y con un ancho de 60 cm.

| | |
|-------------------------------|--------------------------------------|
| Calibración | <i>Full-4-port</i> |
| Punto de calibración | En los puertos de las sondas |
| Kit de calibración | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 4 a 8 |
| Número de puntos | 401 |
| IFBW (Hz) | 1000 |
| <i>Software gating</i> | Sí: Ventana Normal de 0.6 m de ancho |
| <i>Background subtraction</i> | Si |
| Potencia de salida | 18 dBm |

Tabla 4.6: *Primeros parámetros de medida del cubo*

Las medidas en las dos polarizaciones para el corte en $\phi = 15^\circ$ se muestran, junto con la valoración de FSV para la comparación con HFSS-IE, en las figuras 4.26 a 4.29. Se puede apreciar que existe buena concordancia entre medidas y simulaciones y los histogramas de FSV así como el resultado medio así lo corroboran (el parámetro ADM_{tot} se corresponde con una valoración *Good* en ambos casos). Este corte no está muy alejado del barrido en $\phi = 0^\circ$ para el que transmisor, blanco y receptor se encuentran siempre en el mismo plano y, por ello, la forma de las curvas está también en consonancia con los resultados obtenidos en [212]. En efecto, en dicho trabajo, se analizaron cubos de varios tamaños siendo el más cercano al utilizado en esta tesis (en el que el lado tiene una dimensión de 2.32λ) el de 1.5λ .

4. Medidas

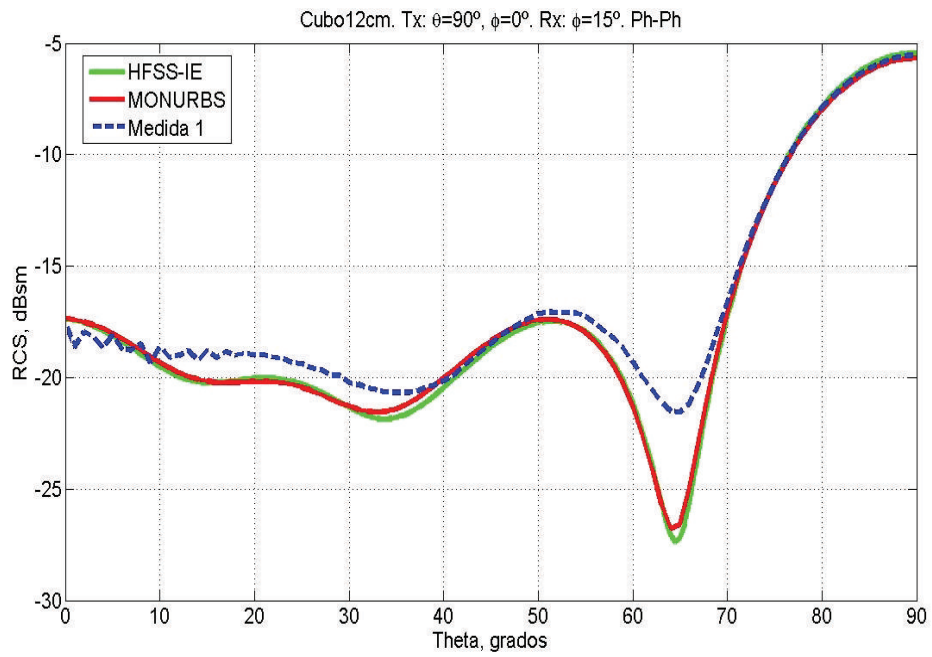


Figura 4.26: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1

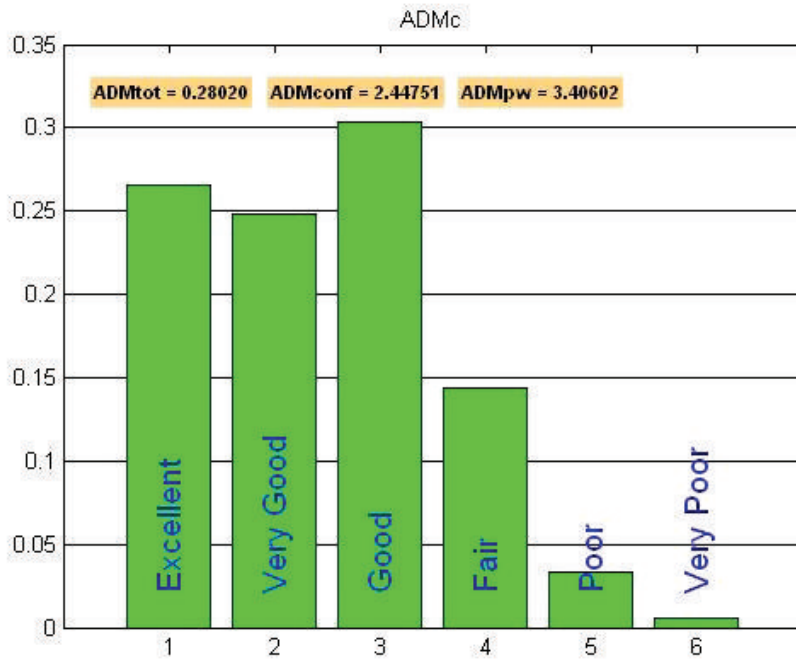


Figura 4.27: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc

4.3. Resultados de RCS biestática

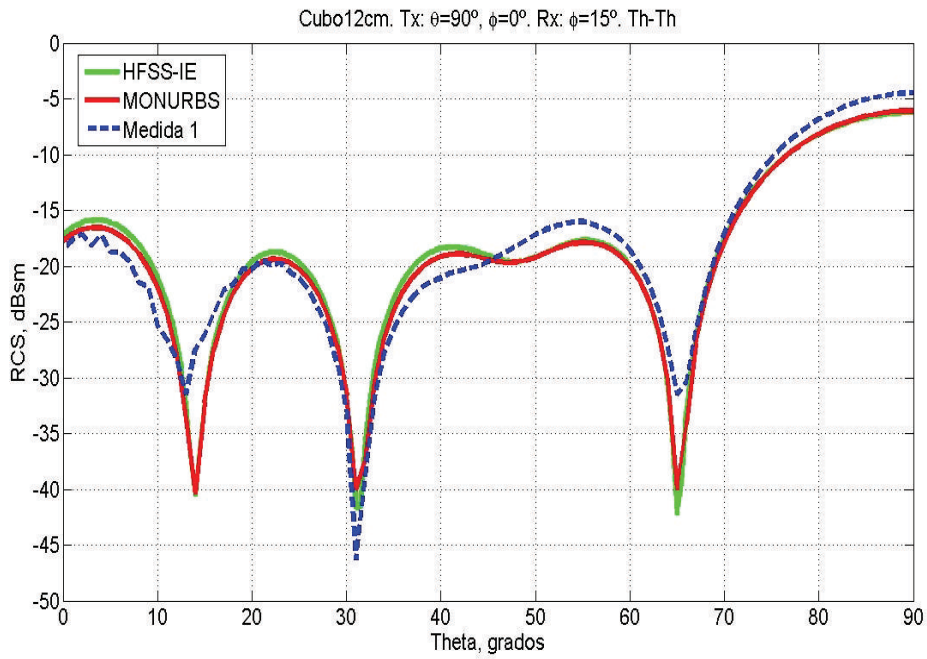


Figura 4.28: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1

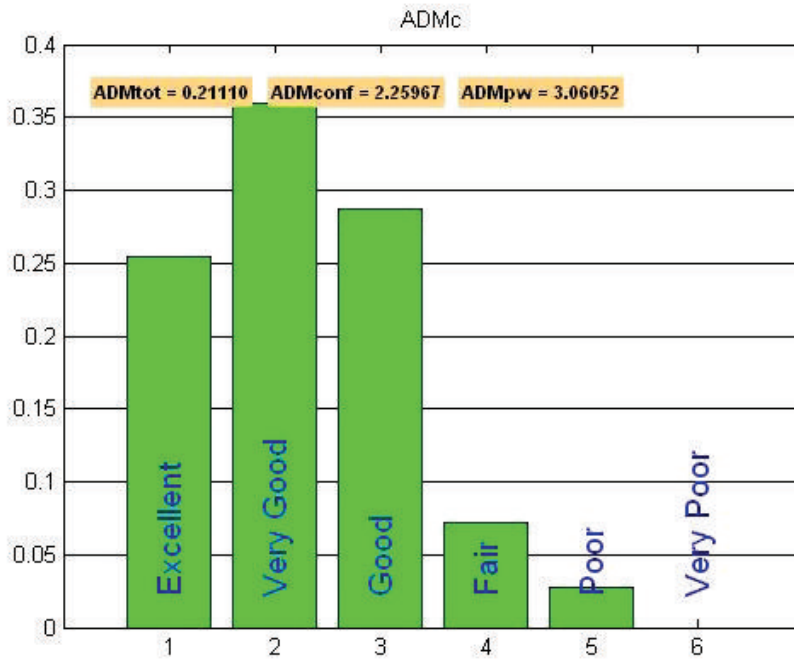


Figura 4.29: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. ADMc

Para la polarización $\phi - \phi$ (figura 4.26) la RCS biestática tiene un comportamiento casi constante en torno a -20 dBsm según se abate el brazo interno. Sin embargo, cerca de 65° se alcanza un mínimo a partir del cual el nivel remonta hasta llegar al máximo en 90° , en una posición cercana al caso monoestático (recordemos que la iluminación se está produciendo en $\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$). Para la otra polarización (figura 4.28), el comportamiento y los niveles son parecidos, pero aparecen dos nuevos mínimos cerca de $\theta = 14^\circ$ y $\theta = 30^\circ$ que son captados tanto por las medidas como por las simulaciones. Sin embargo, en ambos casos se advierte que la medida es más ruidosa cerca de $\theta = 0^\circ$. Esto tiene sentido porque en esa posición el acoplo directo entre la antena transmisora y la receptora, ocurre, en el dominio del tiempo, en un instante más cercano a la recepción de la respuesta del blanco que en el resto de posiciones, en las que las antenas están más cerca entre sí y el acoplo se produce antes de la llegada de la señal procedente del blanco.

Cuando el corte se realiza en $\phi = 45^\circ$ (figuras 4.30 a 4.33), la comparación de la forma de las curvas con los resultados de [212] pierde sentido porque se trata de un barrido ya demasiado alejado del efectuado en ese *paper*. Los histogramas obtenidos con FSV entre medidas y simulaciones de HFSS-IE se desplazan hacia valoraciones más negativas y el valor medio de ADM empeora en las dos polarizaciones. En efecto, lo primero que se observa es que las medidas, si bien tratan de seguir a las simulaciones, son mucho más ruidosas que en el corte anterior y hay mayores discrepancias. Conviene señalar que para $\phi = 15^\circ$ el nivel de RCS se encontraba, salvo mínimos, alrededor de los -20 dBsm. Para $\phi = 45^\circ$ la respuesta del cubo ha bajado notablemente, y esto puede estar detrás del hecho de que las medidas hayan resultado más ruidosas.

4.3. Resultados de RCS biestática

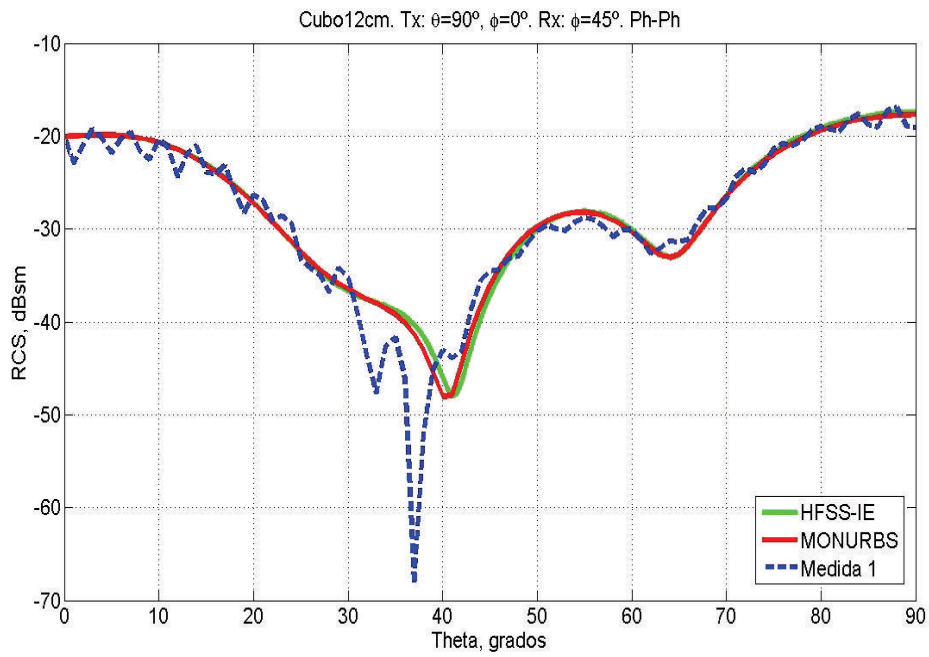


Figura 4.30: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1

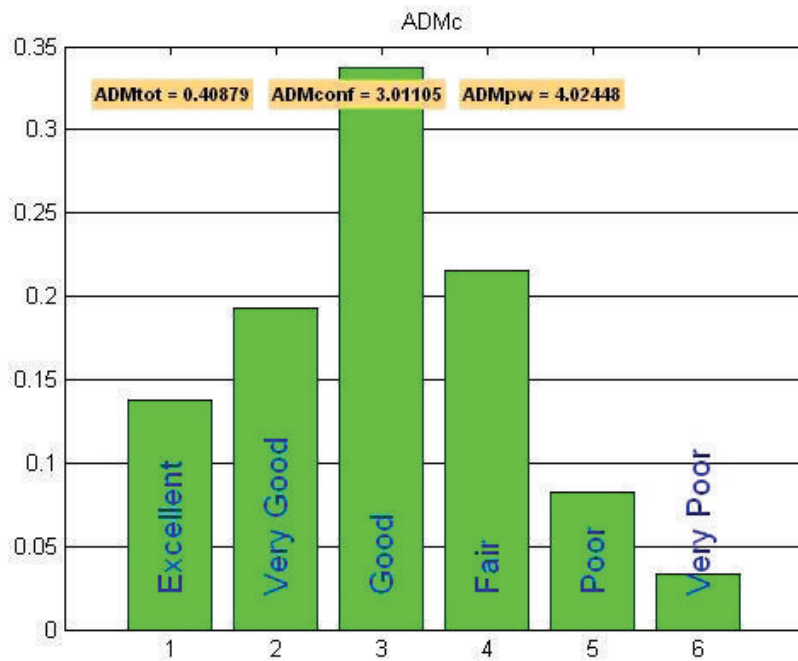


Figura 4.31: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc

4. Medidas

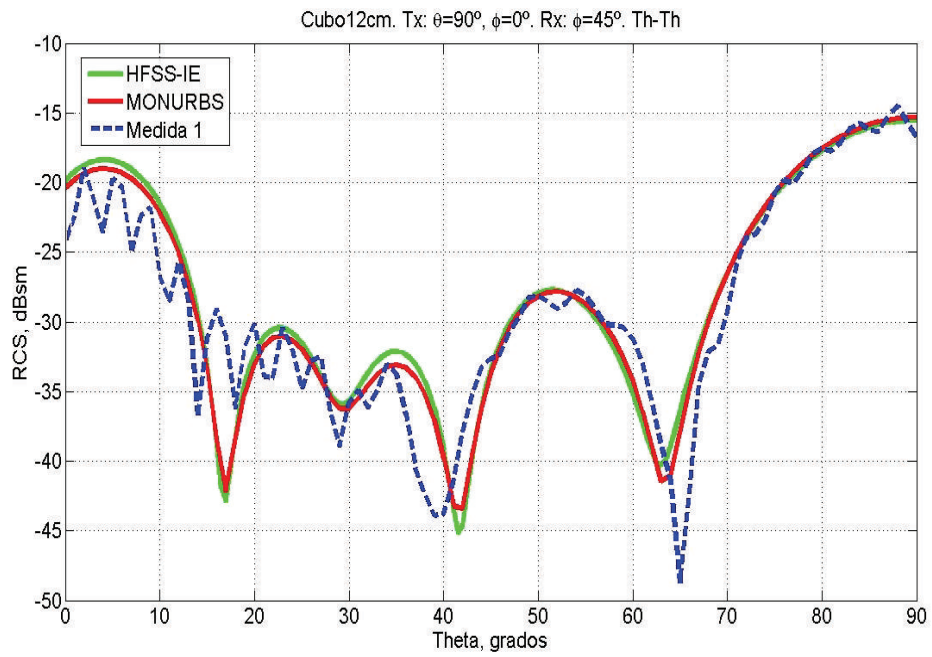


Figura 4.32: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1

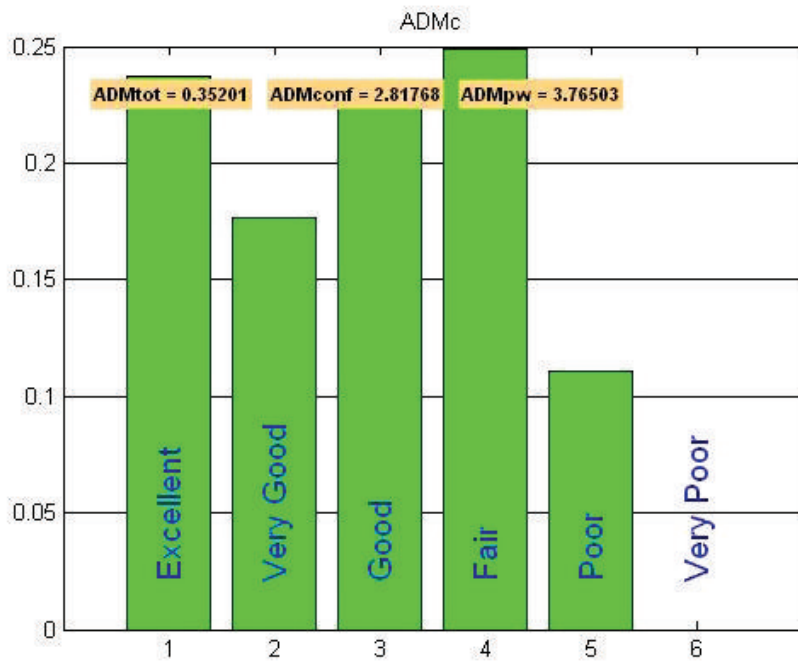


Figura 4.33: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. ADMc

Ajuste de parámetros para mejorar los resultados

En vista de los resultados anteriores, se hicieron varias pruebas encaminadas a mejorarlos. Se tomó como banco de pruebas el corte en $\phi = 45^\circ$ y polarización $\phi - \phi$ y se realizaron varias medidas alterando algunos parámetros.

En primer lugar se pensó que resultaría preferible calibrar en los puertos del analizador, en lugar de en el otro extremo de los cables porque se ganaría en estabilidad de la señal. Esto supondría aumentar el número de puntos del barrido en frecuencia, para conseguir tener suficiente rango no ambiguo en el dominio del tiempo, con el aumento en tiempo de medida que esto conlleva. Pese a todo se prefirió asumir este contratiempo y calibrar con una señal estable, justo a la salida del VNA, que no con una señal fluctuante, consecuencia de atravesar los cables y transiciones que hay hasta llegar al extremo de los mismos.

Por otro lado, se decidió disminuir el ancho de banda de medida (IFBW) para ganar en sensibilidad, sabiendo que, así, el tiempo de medida también aumenta. Un resumen de los parámetros utilizados en esta segunda medida se encuentra en la tabla 4.7.

| | |
|-------------------------------|-----------------------------|
| Calibración | <i>Full-2-port</i> |
| Punto de calibración | En los puertos del VNA |
| Kit de calibración | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 4 a 8 |
| Número de puntos | 1001 |
| IFBW (Hz) | 100 |
| <i>Software gating</i> | Sí: Ventana Bohman de 0.8 m |
| <i>Background subtraction</i> | Si |
| Potencia de salida | 18 dBm |

Tabla 4.7: *Nuevos parámetros de medida del cubo*

En la figura 4.34 se presenta el nuevo resultado de la medida para el mismo barrido del apartado anterior ($\theta = 0^\circ : 1^\circ : 90^\circ$). Se compara precisamente con el anterior resultado y con las simulaciones hechas con HFSS-IE y MONURBS. Se advierte que el nuevo resultado es, efectivamente, mucho menos ruidoso, siguiendo la misma tendencia pero de una forma más suave y menos variable, con lo que parece que los cambios introducidos han surtido efecto. De manera objetiva, la herramienta FSV proporciona

el resultado de la figura 4.35 que, comparada con lo que se tenía en la figura 4.31 confirma la mejoría.

No obstante, en el tramo comprendido aproximadamente entre $\theta = 25^\circ$ y $\theta = 40^\circ$ la medida se distancia ligeramente de las simulaciones. Esta zona es en la que se encuentra el mínimo nivel de RCS para este corte y el motivo de esta diferencia puede ser que se esté midiendo cerca o por debajo del fondo de ruido, con la dificultad y el aumento del margen de error que esto puede suponer. Para corroborar esta teoría, en la figura 4.36 se dibujan el nivel de señal recibida en el VNA para la medida del blanco, para la del *background* y finalmente el resultado de aplicar la técnica de *background subtraction*. Se observa cómo, efectivamente, en la zona mencionada, la medida del blanco y la del fondo de la instalación se confunden entre sí, puesto que tienen un nivel de respuesta similar. Esta figura también sirve para hacer notar que en todas las medidas biestáticas realizadas en las que se utiliza *background subtraction*, puesto que el escenario de medida es cambiante a lo largo de un barrido (la posición relativa de transmisor, blanco y receptor varía), es necesario medir el blanco y que se replique la misma medida, en las mismas condiciones, sin el blanco.

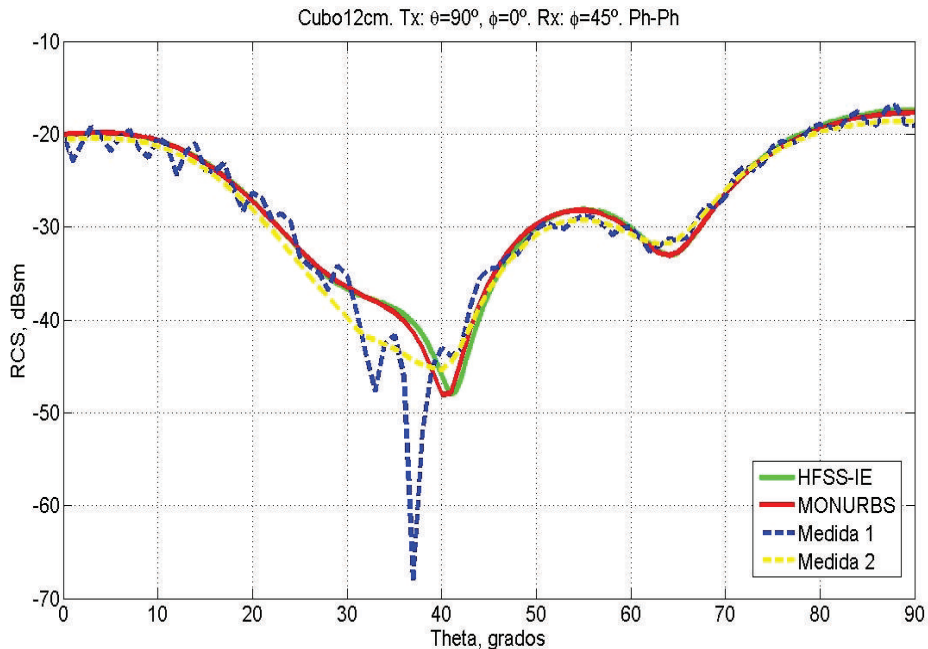


Figura 4.34: *Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2*

4.3. Resultados de RCS biestática

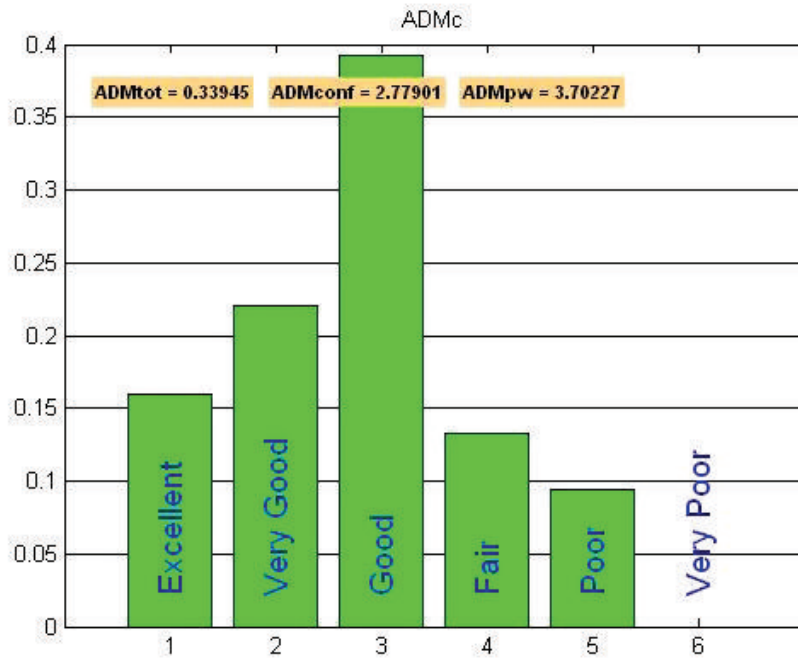


Figura 4.35: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. ADMc

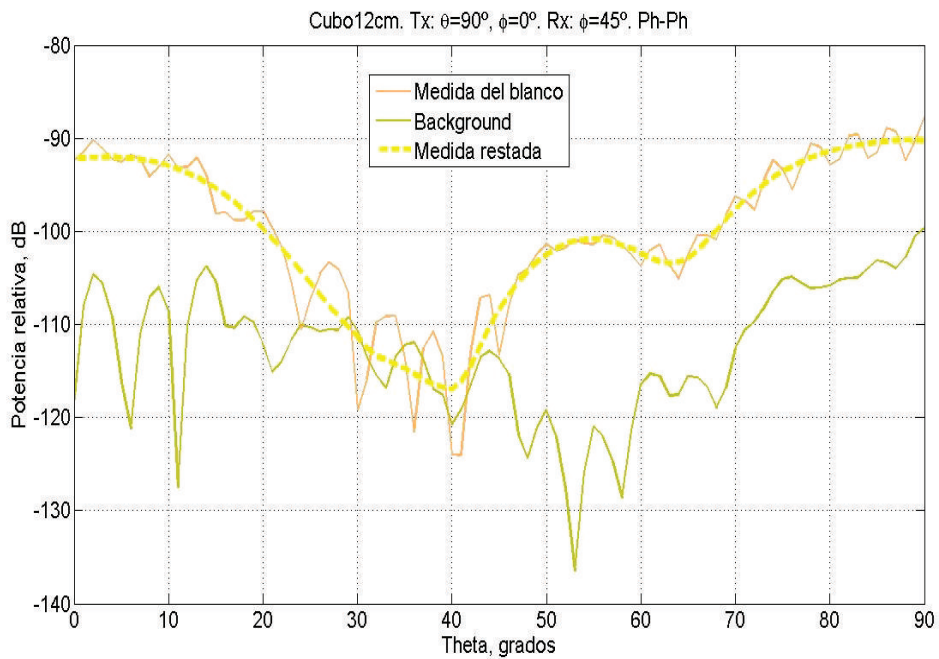


Figura 4.36: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Background

4. Medidas

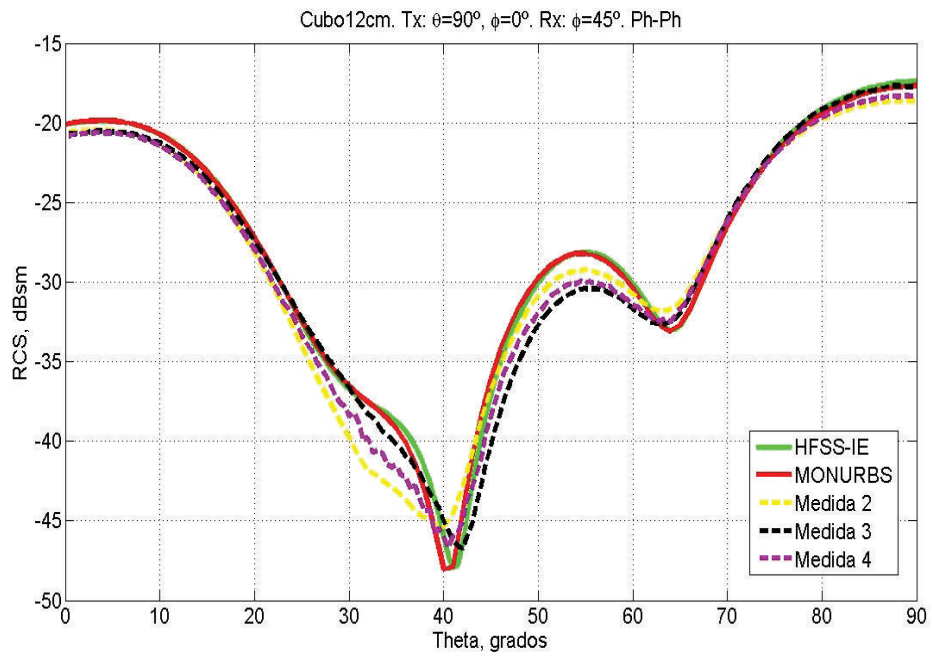


Figura 4.37: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Comparación de medidas

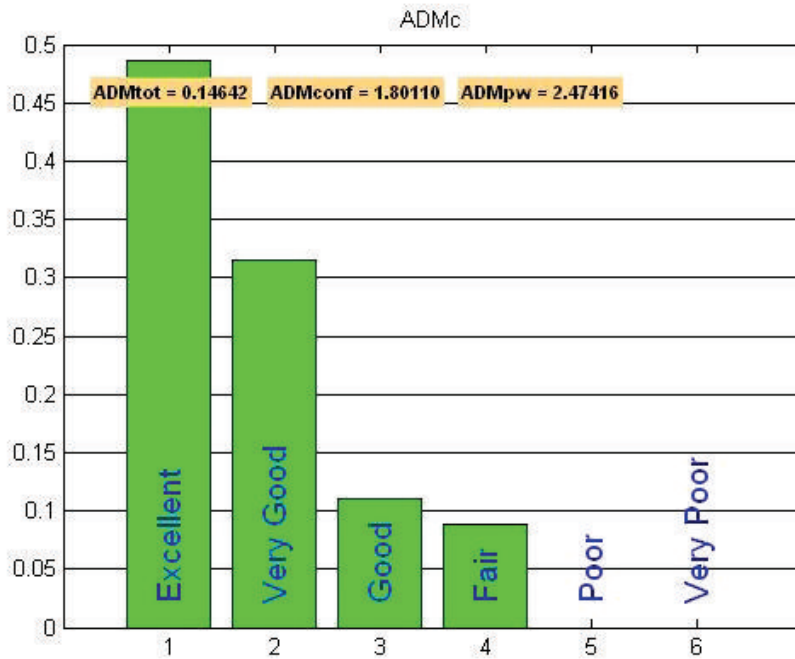


Figura 4.38: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. ADMc

4.3. Resultados de RCS biestática

| Número de medida | Valoración ADM_{tot} |
|------------------|------------------------------|
| Medida 1 | 0.40879 (<i>Fair</i>) |
| Medida 2 | 0.33945 (<i>Good</i>) |
| Medida 3 | 0.14642 (<i>Very Good</i>) |
| Medida 4 | 0.21113 (<i>Good</i>) |

Tabla 4.8: *Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Resumen FSV*

En la siguiente prueba se disminuyó el paso angular del barrido de 1° a 0.5° , para tener más información tanto de la respuesta del blanco como del *background* y ver si así se puede lograr un mejor ajuste de las medidas a las simulaciones. La figura 4.37 muestra este nuevo resultado en color negro bajo la etiqueta “Medida 3” y se puede comprobar en la figura 4.38 la mejora obtenida. Por último la “Medida 4” es igual que la anterior, pero el ancho de banda de medida se ha vuelto a aumentar de 100 Hz a 1 KHz, para acortar los tiempos de medida. En la misma figura se nota cómo este cambio lo que provoca son pequeñas alteraciones en la aproximación al mínimo del corte y esto se traduce en una ligeramente peor valoración objetiva (tabla 4.8).

A raíz de este estudio, se repitieron las medidas del apartado anterior con los parámetros de la “Medida 3”, es decir, los mismos de la tabla 4.7 pero con un paso angular de 0.5° . La figura 4.39 representa la nueva medida del mismo corte en $\phi = 45^\circ$, pero para la otra polarización ($\theta - \theta$). El resultado pone de manifiesto una curva menos ruidosa y más ajustada a las simulaciones, lo que confirma que, sobre todo, para los casos de niveles de medida bajos, es apropiado contar con una medida estable tanto del blanco como del fondo de la instalación. El mismo comportamiento se puede verificar en las medidas 4.40 y 4.41 realizadas para el corte $\phi = 15^\circ$ y las polarizaciones $\phi - \phi$ y $\theta - \theta$ respectivamente. Parte de los resultados obtenidos en este apartado han sido ya publicados en una revista [215] y las valoraciones objetivas con FSV de estas nuevas comparaciones se pueden encontrar en el apéndice C.

4. Medidas

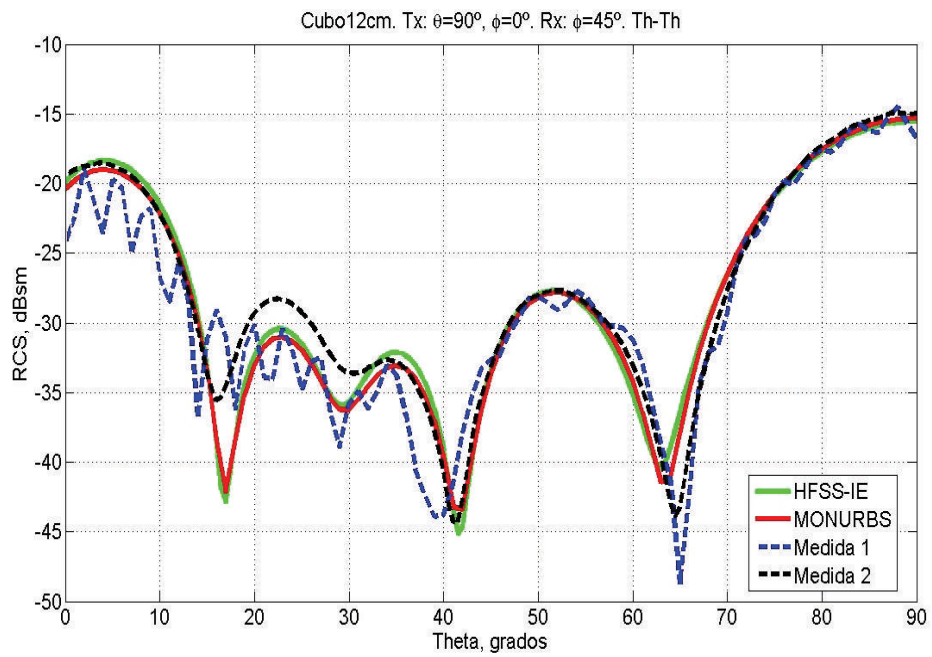


Figura 4.39: *Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2*

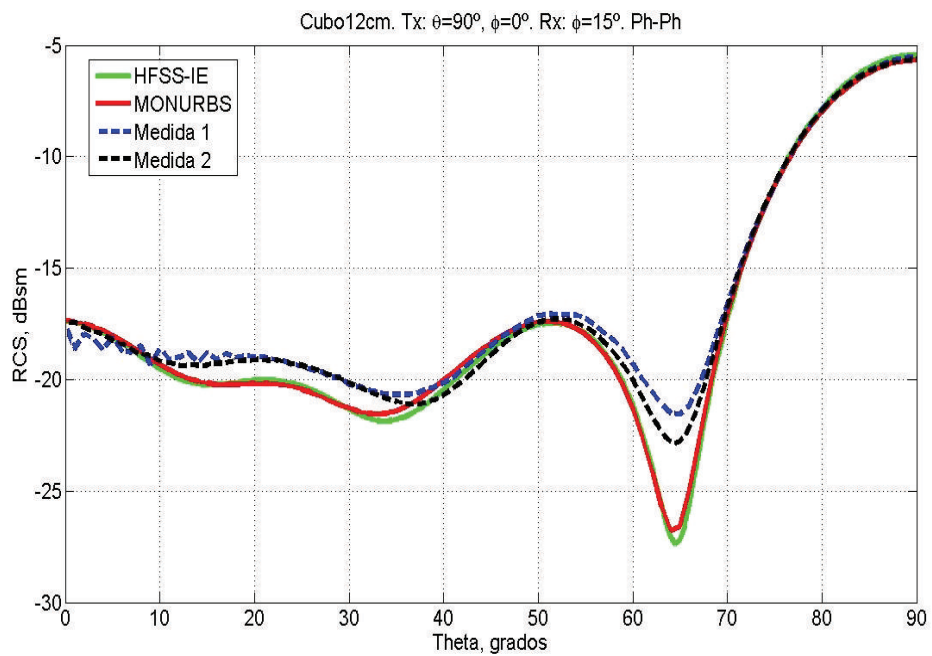


Figura 4.40: *Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2*

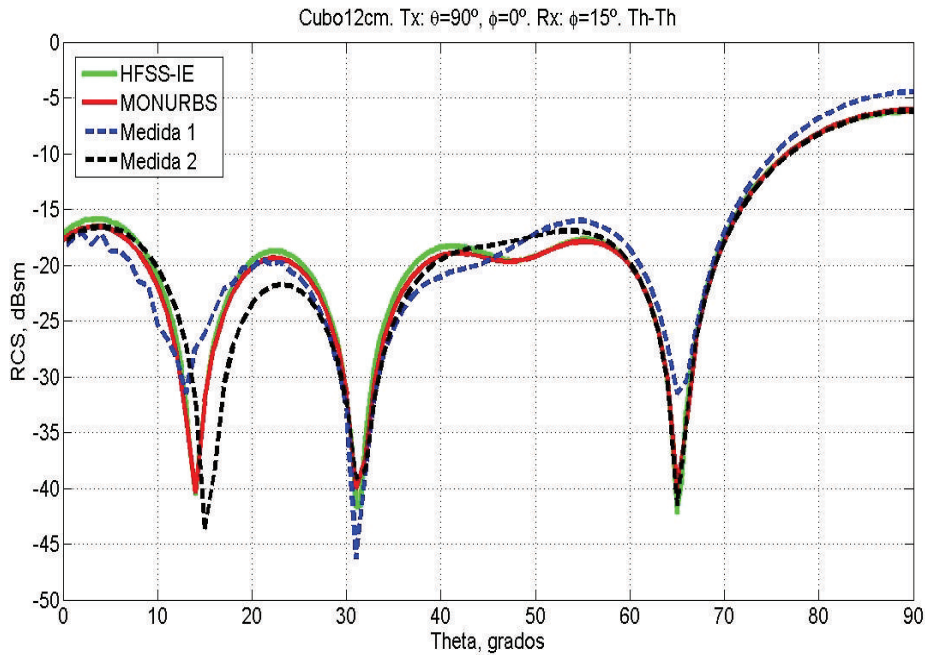


Figura 4.41: *Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2*

Doble barrido

A continuación se presenta una medida poco común, que permite mostrar el potencial de ensayos biestáticos que se pueden llevar a cabo con este nuevo concepto de instalación. Consiste en conseguir una figura en dos dimensiones que integre el resultado de la medida de varios cortes por meridianos.

Para ello, la iluminación fue la misma que en los casos anteriores, es decir, se logró abatiendo el brazo externo de forma que se situara en la posición $\theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$. El cubo también se posicionó de la misma manera y con la misma orientación y la medida se hizo para la polarización $\theta - \theta$. La mesa se fue girando para lograr cortes en ϕ constante de $\phi = 15^\circ$ a $\phi = 35^\circ$, y por cada posición de la mesa, se hicieron barridos de $\theta = 0^\circ$ a $\theta = 90^\circ$ con el brazo interno. Se trata de un elevado número de medidas, teniendo en cuenta que cada barrido se debe hacer dos veces (con y sin blanco). Para disminuir el tiempo de medida se decidió que el paso angular, tanto en θ como en ϕ fuese de 2° . Además, puesto que la frecuencia de análisis es sólo una (5.8 GHz), no se hizo un barrido en frecuencia muy ancho, para poder utilizar un menor número de puntos en frecuencia, garantizando que la respuesta del blanco se encuentre dentro del

rango máximo no ambiguo.

| | |
|-------------------------------|---------------------------|
| Calibración | <i>Full-2-port</i> |
| Punto de calibración | En los puertos del VNA |
| Kit de calibración | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 4.8 a 6.8 |
| Número de puntos | 501 |
| IFBW (Hz) | 100 |
| <i>Software gating</i> | Sí: Ventana Bohman de 1 m |
| <i>Background subtraction</i> | Si |
| Potencia de salida | 18 dBm |

Tabla 4.9: *Parámetros de medida para el doble barrido*

Los parámetros de medida aparecen en la tabla 4.9 y las figuras 4.42 y 4.43 muestran las predicciones obtenidas con HFSS-IE y los resultados de las medidas respectivamente. Ambos gráficos son muy parecidos y hay una alta concordancia entre medidas y simulaciones. Se observa que, de forma general, según los cortes se alejan de la posición de iluminación (es decir, a medida que ϕ aumenta), el nivel medio de RCS va disminuyendo. Por otro lado, cabe destacar la existencia de dos valles que están presentes en todos los cortes realizados: uno en torno a $\theta = 14^\circ$ y otro alrededor de $\theta = 30^\circ$. Ambos se han capturado correctamente con las medidas. Sin embargo, hay un tercer valle, cerca de $\theta = 65^\circ$, que a partir del corte $\phi = 25^\circ$ se bifurca en dos y en este fenómeno es en el que se aprecian las mayores diferencias entre las dos figuras.

En efecto, en el caso de las predicciones, la división en dos partes de este mínimo es más nítida, mientras que en las medidas se aprecia con mayor dificultad. Por otro lado, el mínimo principal de la medida en esta zona es más acusado que en las predicciones. No obstante, el paso angular de las simulaciones y medidas es de 2° y no hay que olvidar lo aprendido en el apartado anterior. Se puede entender que se están midiendo nuevamente niveles bajos de señal, muy posiblemente por debajo del fondo de ruido, y que obteniendo información más detallada y estable del blanco y el *background* se mejoraría la comparación.

4.3. Resultados de RCS biestática

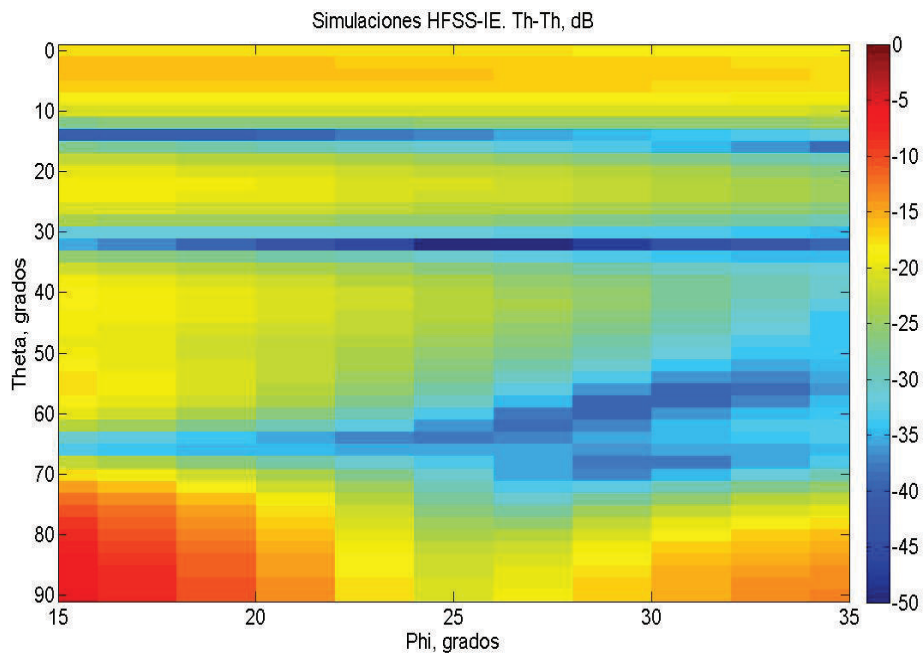


Figura 4.42: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ : 2^\circ : 35^\circ$. $\theta - \theta$. Simulaciones

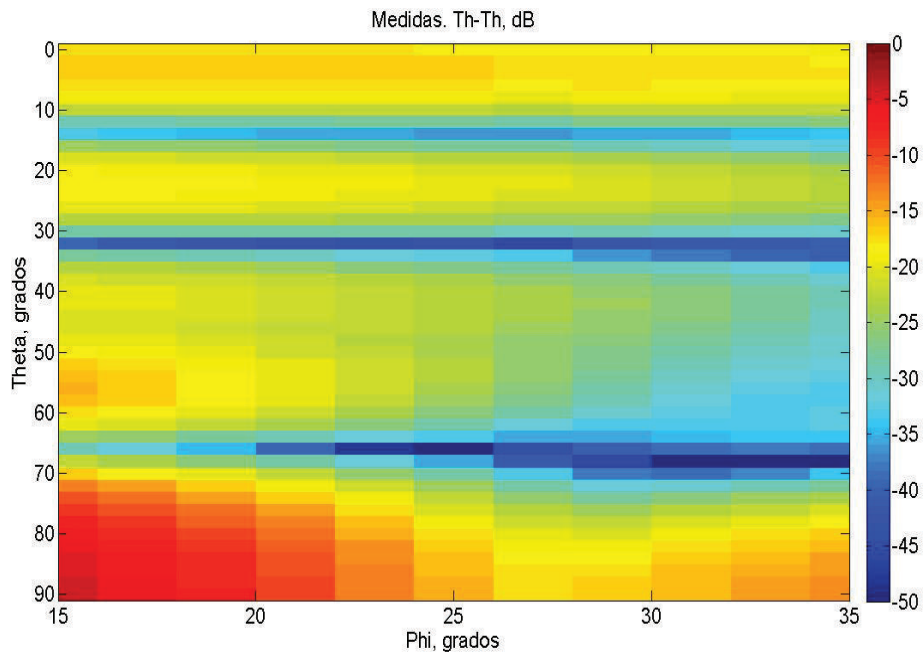


Figura 4.43: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ : 2^\circ : 35^\circ$. $\theta - \theta$. Medidas

Hacia el *forward scattering*

El último ensayo que se va a presentar con el cubo metálico de 12 cm de lado es una medida complicada. Manteniendo la misma iluminación y la misma posición y orientación del cubo que en todos los casos mostrados hasta ahora, se pretende medir el corte $\phi = 0^\circ$ en un barrido en el que el brazo interno haga todo el recorrido desde $\theta = -90^\circ$ hasta prácticamente tocarse con la sonda transmisora ($\theta = 86^\circ$). O lo que es lo mismo, se quiere pasar desde el caso de *forward scattering* al caso de medida monoestática.

La medida es difícil porque aproximarse a la zona de dispersión frontal supone enfrenar las dos sondas en su dirección de máxima ganancia con lo que el nivel de acoplo directo aumenta. Pero en realidad el mayor problema radica en el hecho de que cuando las sondas se encuentran en visión directa, la distancia a la que se da el acoplo entre ellas coincide con la distancia a la que se da la respuesta biestática del blanco, y esta puede quedar profundamente enmascarada.

Para verificar este comportamiento se programó una medida en el dominio del tiempo que permitiese observar la evolución del acoplo con el movimiento del brazo interno. Los parámetros de medida se encuentran en la tabla 4.10, teniendo en cuenta que esta medida se realizó para la polarización $\phi - \phi$ en pasos angulares de 1° .

| | |
|--|------------------------|
| Calibración | <i>Full-2-port</i> |
| Punto de calibración | En los puertos del VNA |
| Kit de calibración | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 4 a 8 |
| Número de puntos | 1001 |
| IFBW (Hz) | 100 |
| <i>Software gating</i> | No |
| <i>Background subtraction</i> | No |
| Potencia de salida | 18 dBm |
| Medida en el dominio del tiempo: Distancia (m) | 45.8 a 55.8 |

Tabla 4.10: *Parámetros de medida para analizar la medida en forward scattering*

En la figura 4.44 se ilustra la magnitud, en dB, del parámetro S_{21} adquirido con el VNA para el caso de la medida sin blanco (*background*). Se aprecia claramente

el acoplo entre la sonda transmisora y receptora y cómo va variando con el barrido del brazo interno. Según se va alejando de la posición fija del brazo externo, la señal debida a dicho acoplo va aumentando de nivel y ocurre más tarde. En la figura 4.45 se muestra lo que ocurre cuando se coloca el cubo metálico en el centro del sistema de posicionamiento. Puesto que todo el sistema está diseñado para que las sondas se encuentren siempre a la misma distancia del centro, la respuesta del cubo es una vertical constante en este gráfico. La figura 4.45 corrobora que el acoplo entre las sondas se va adelantando en la zona temporal de medida del blanco a medida que el brazo interno se encamina a la posición de dispersión frontal, y que la respuesta del cubo se confunde con el acoplo.

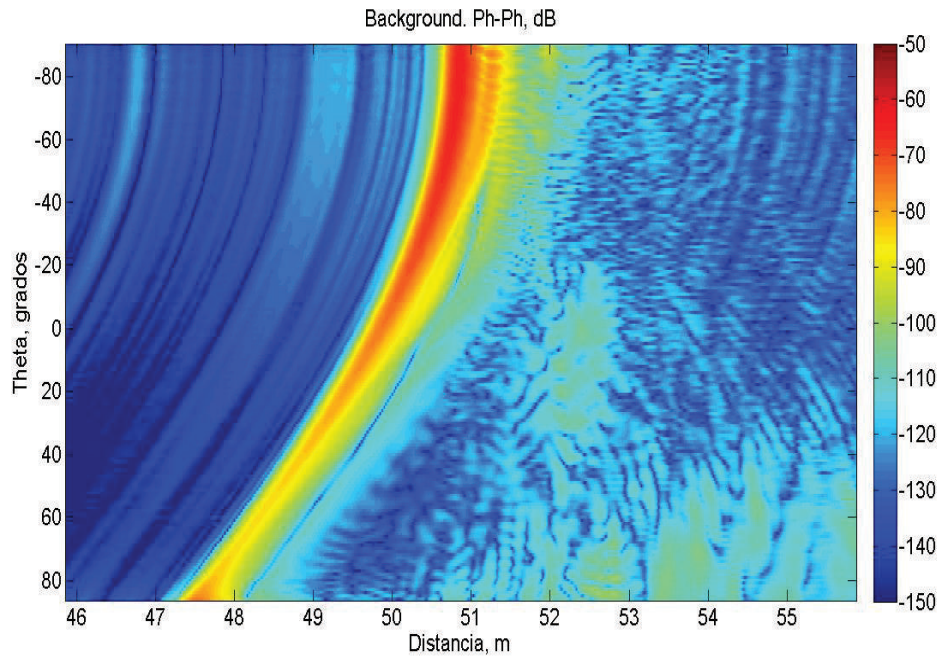


Figura 4.44: *Análisis en el dominio del tiempo. Background*

Esto no permite ser muy optimista con la posibilidad de medir cerca de esa región, pero al aplicar la técnica de *background subtraction* (figura 4.46) la situación se aclara. En efecto, al restar lo que se había medido previamente, la respuesta del cubo se observa con nitidez en todo el barrido.

4. Medidas

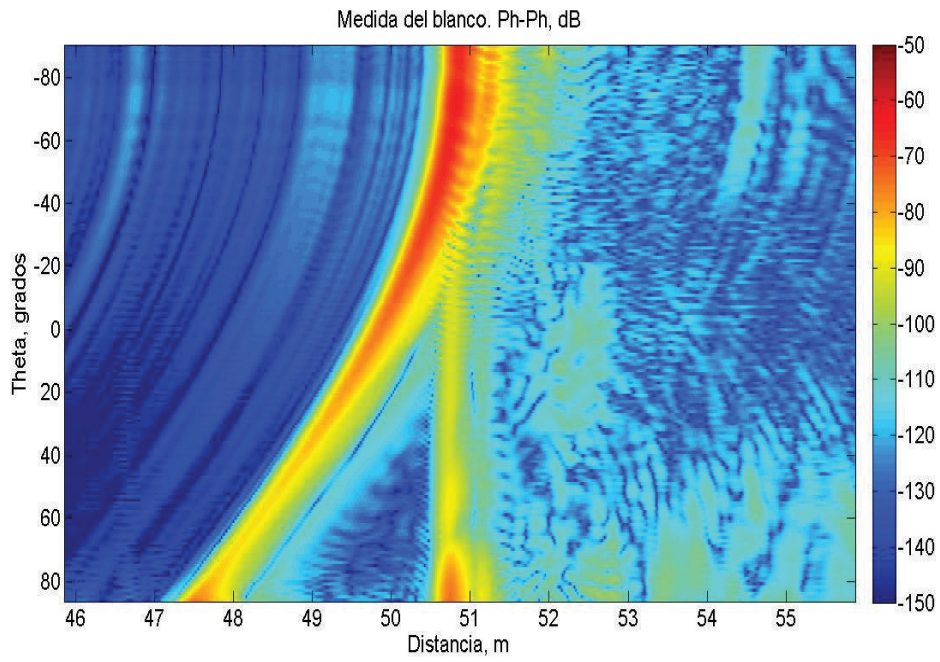


Figura 4.45: *Análisis en el dominio del tiempo. Cubo*

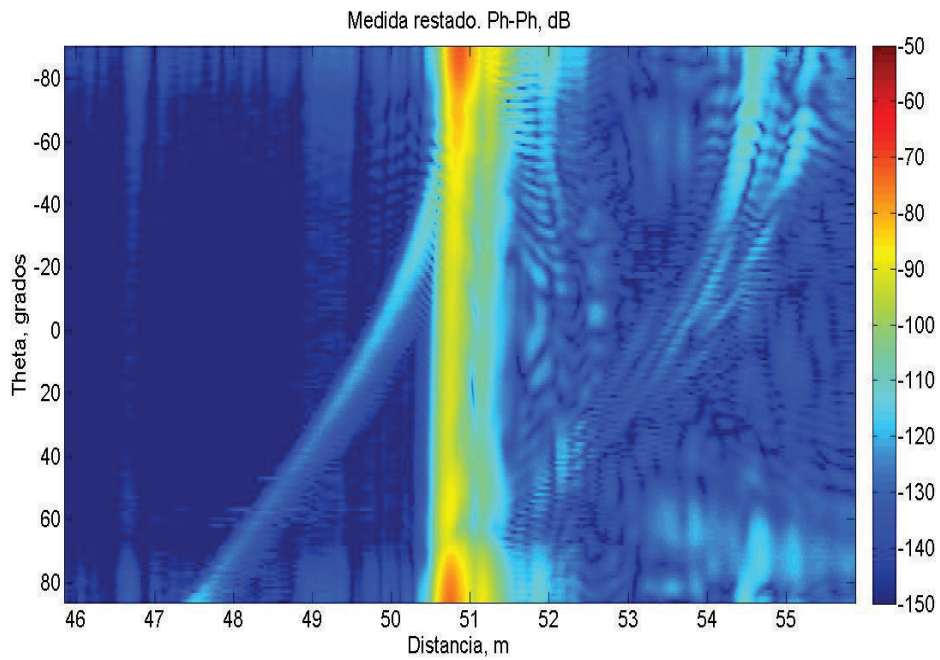


Figura 4.46: *Análisis en el dominio del tiempo. Background subtraction*

En vista de este resultado se llevó a cabo un nuevo barrido completo para el corte $\phi = 0^\circ$ y polarización $\phi - \phi$ con los parámetros de la tabla 4.11. El brazo interno se movió de $\theta = -90^\circ$ a $\theta = 86^\circ$ en pasos de 0.5° .

| Calibración | <i>Full-2-port</i> |
|-------------------------------|-----------------------------|
| Punto de calibración | En los puertos del VNA |
| Kit de calibración | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 4 a 8 |
| Número de puntos | 1001 |
| IFBW (Hz) | 100 |
| <i>Software gating</i> | Sí: Ventana Bohman de 0.8 m |
| <i>Background subtraction</i> | Si |
| Potencia de salida | 18 dBm |

Tabla 4.11: *Parámetros de medida para el barrido completo en $\phi = 0^\circ$*

Las figuras 4.47 y 4.48 representan la comparación entre esta medida y la simulación hecha con HFSS-IE. El estudio previo iba en la dirección correcta, y, efectivamente, la medida, tras aplicar la resta del *background* se ajusta bien a la simulación, incluso en la región cercana a la dispersión frontal. Es destacable el hecho de que los mayores niveles de dispersión de este blanco se dan en la zona monoestática, pero también, precisamente, en la dirección de *forward scattering*. Quiere esto decir, que dada la composición y geometría de este blanco, cuando se ilumina frontalmente una de sus caras, las corrientes que se inducen en su superficie son capaces de generar una re-radiación que se suma coherentemente, alcanzando un máximo, en los dos sentidos de la dirección por la que provino la incidencia.

4. Medidas

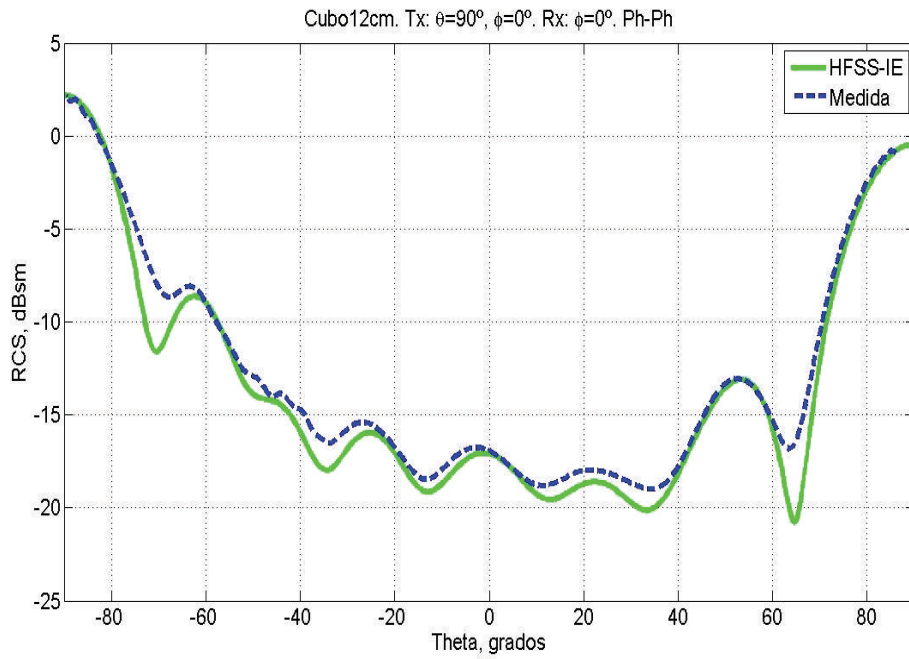


Figura 4.47: Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$

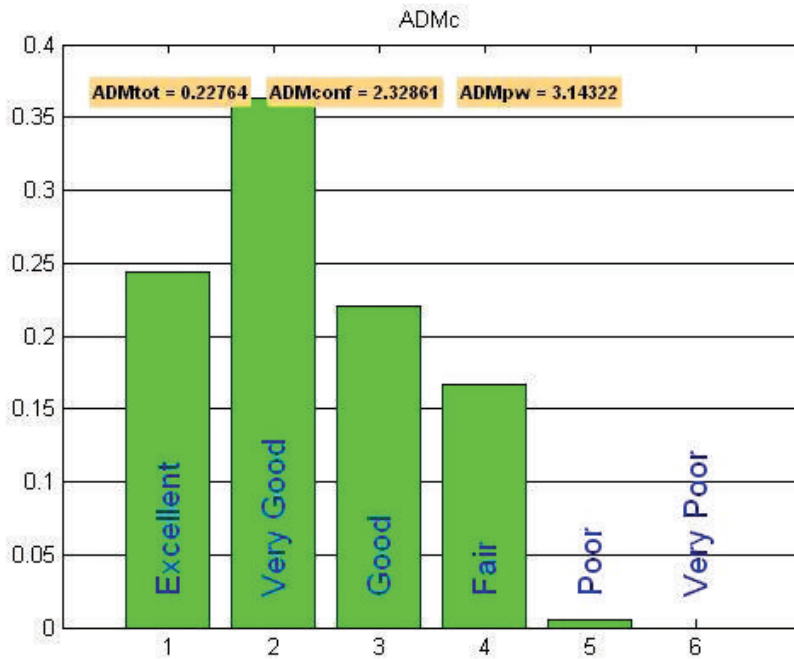


Figura 4.48: Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc

4.3.3. Triedro triangular de 10 cm de arista interna

En el Laboratorio había disponible otro blanco interesante con unas dimensiones adecuadas para ser medido, en condiciones de campo lejano, en la nueva instalación. Se aprovechó esta circunstancia y se midió su RCS biestática para poder mostrar resultados de otro objeto aparte del cubo. La geometría en cuestión es un triedro triangular de 10 cm de arista interna compuesto por tres caras iguales ensambladas entre sí y de 1 cm de grosor (figura 4.49).

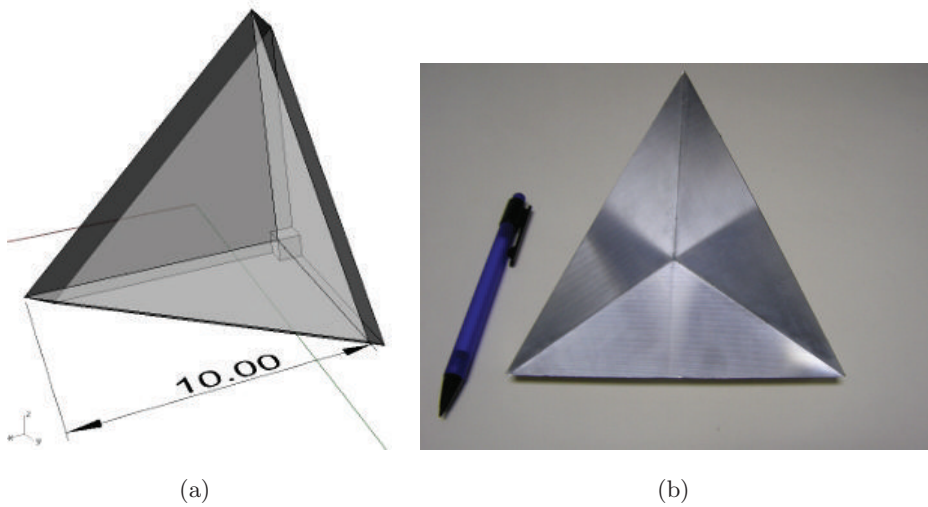


Figura 4.49: Representación CAD y fotografía del triedro de 10 cm de arista interna

Tomando como máxima dimensión de este blanco la hipotenusa de cualquier triángulo de las caras internas ($10\sqrt{2}$ cm), la frecuencia máxima a la que se puede medir cumpliendo la condición de campo lejano (ecuación (4.7)) es 12.74 GHz. Conociendo este límite, se eligió para realizar las siguientes medidas la frecuencia de análisis de 7 GHz.

El blanco se orientó de tal forma que cada arista interna del triedro fuese paralela a los ejes coordenados del sistema de referencia de la instalación, y se colocó el origen del triedro desplazado -5 cm en cada eje. La figura 4.50 muestra una fotografía de esta situación.

La iluminación se realizó con el brazo externo desde la posición $\theta = 90^\circ$, $\phi = 45^\circ$, para lo cual se giró el posicionador de blanco 45° y se abatió el brazo externo 90° . Para la recepción se empleó el brazo interno y se hicieron nuevos cortes por meridiano. El primero de ellos en $\phi = 45^\circ$ con un barrido de $\theta = 0^\circ : 0.5^\circ : 85^\circ$ y el segundo en

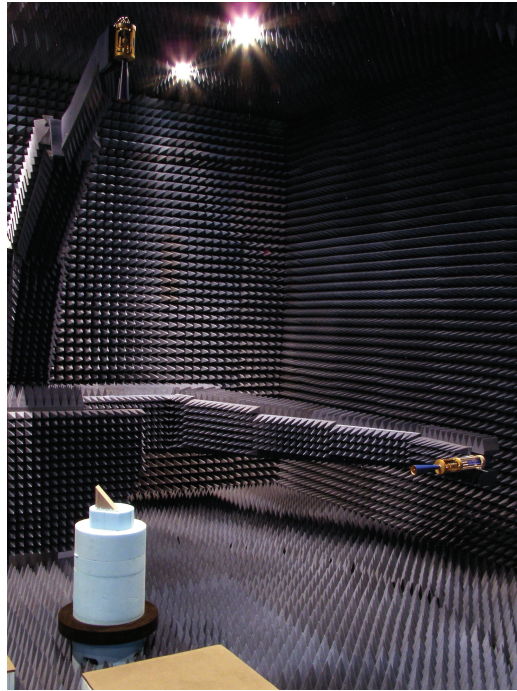


Figura 4.50: Medida de la RCS biestática del triedro de 10 cm

| | |
|-------------------------------|-----------------------------|
| Calibración | <i>Full-2-port</i> |
| Punto de calibración | En los puertos del VNA |
| Kit de calibración | ZV-Z235 |
| Frecuencia (GHz) | 6 a 8 |
| Número de puntos | 501 |
| IFBW (Hz) | 100 |
| <i>Software gating</i> | Sí: Ventana Bohman de 1.5 m |
| <i>Background subtraction</i> | Si |
| Potencia de salida | 18 dBm |

Tabla 4.12: Parámetros de medida para el triedro

$\phi = 60^\circ$ con un barrido de $\theta = 0^\circ : 0.5^\circ : 90^\circ$. En ambos casos se midieron las dos polarizaciones co-polares, y el patrón de referencia fue la misma esfera utilizada en el caso del cubo.

Los parámetros de medida se resumen en la tabla 4.12 y los resultados procesados se muestran en las figuras 4.51 a 4.58. Todas ellas se comparan nuevamente con las

simulaciones realizadas con HFSS-IE. Los histogramas y valores medios proporcionados por FSV ponen de manifiesto que el comportamiento general es de excelente o muy buena sintonía entre medidas y simulaciones. Los cortes seleccionados están próximos (separados tan sólo 15°) y la tendencia de las medidas es la misma por polarizaciones. Así, para la polarización $\phi-\phi$ la característica más destacable es un mínimo pronunciado que aparece en torno a 35° y que se da tanto en el corte $\phi = 45^\circ$ como en el corte $\phi = 60^\circ$. La polarización contraria ($\theta-\theta$) presenta dos mínimos aproximadamente en $\theta = 40^\circ$ y $\theta = 63^\circ$, que aparecen en ambos cortes. En todas las figuras, con la salvedad de estos mínimos, el nivel de RCS va ascendiendo a medida que se abate el brazo interno, alcanzando el valor máximo en $\theta = 85^\circ$ y $\theta = 90^\circ$ en los cortes $\phi = 45^\circ$ y $\phi = 60^\circ$, respectivamente.

4. Medidas

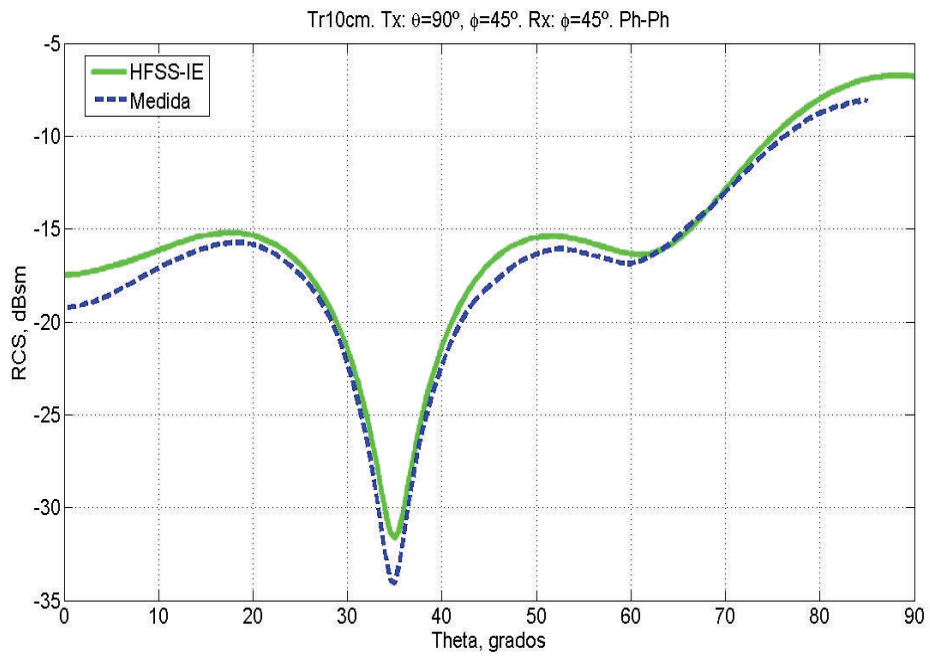


Figura 4.51: Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$

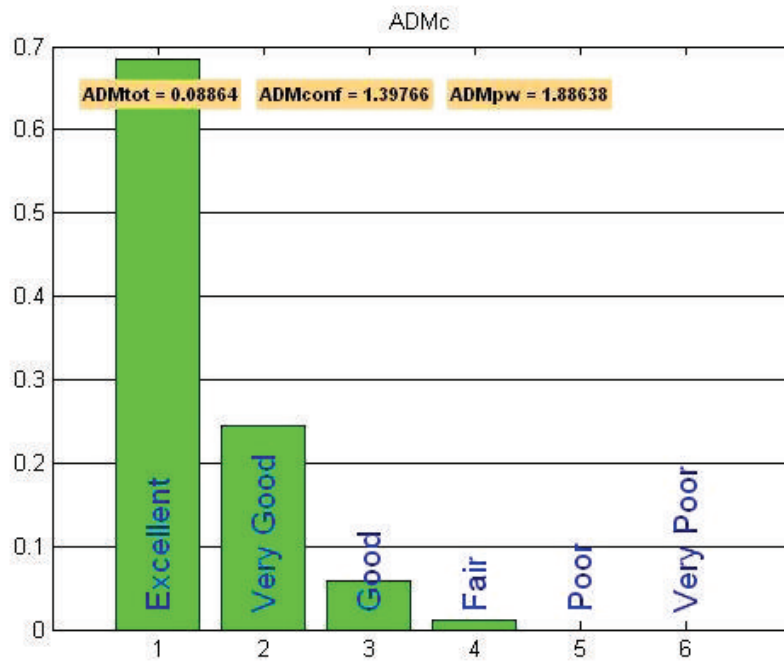


Figura 4.52: Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc

4.3. Resultados de RCS biestática

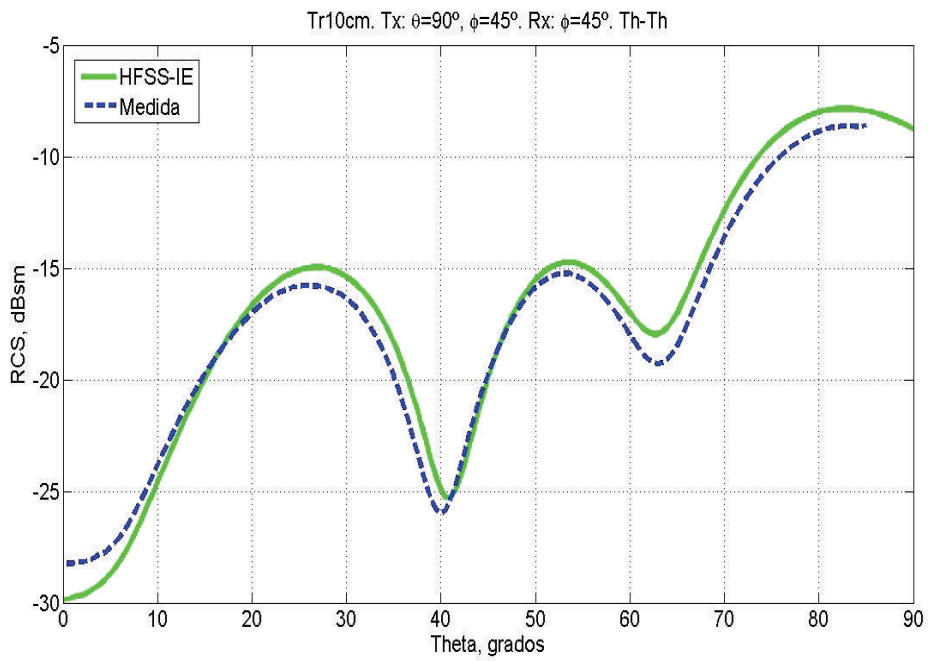


Figura 4.53: Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$

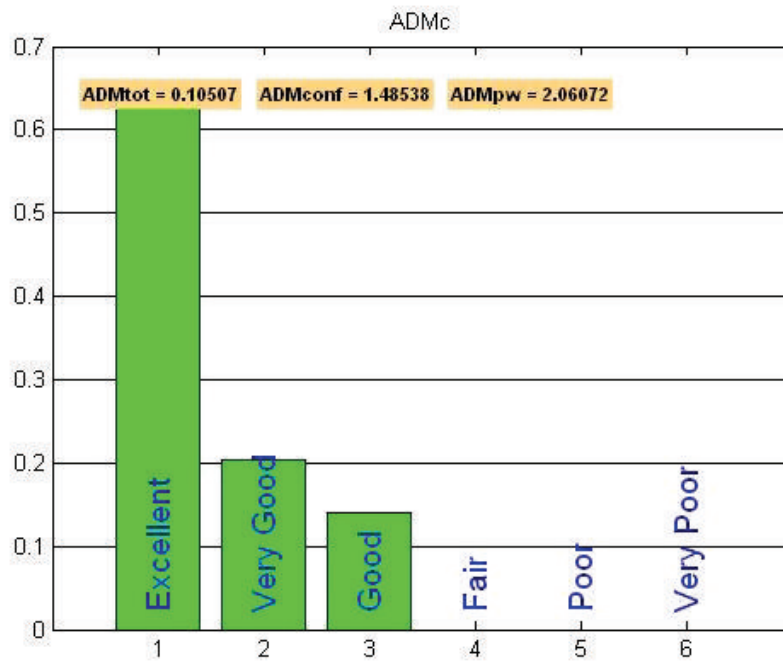


Figura 4.54: Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. ADMc

4. Medidas

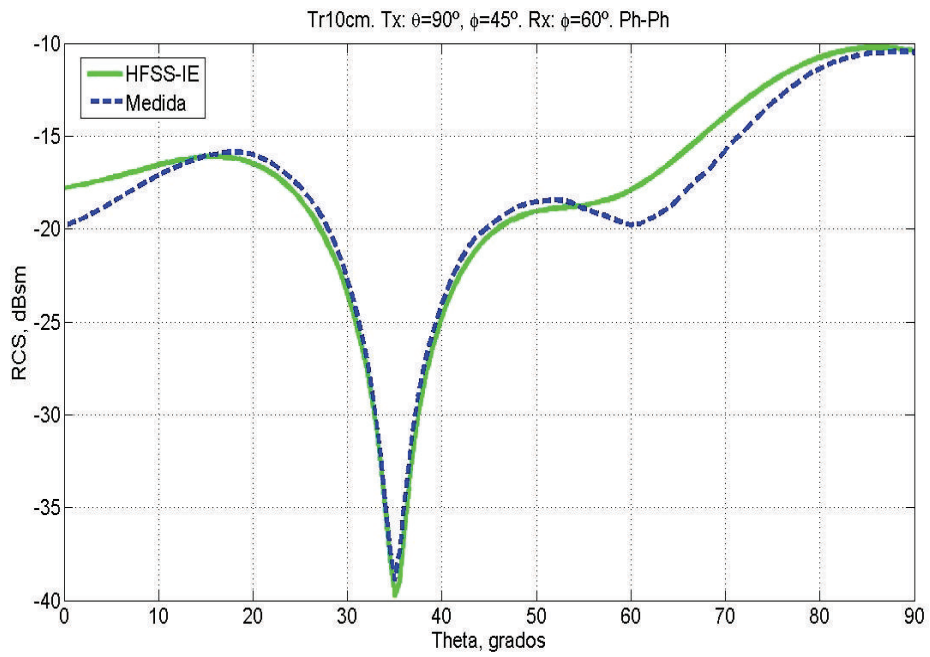


Figura 4.55: Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$

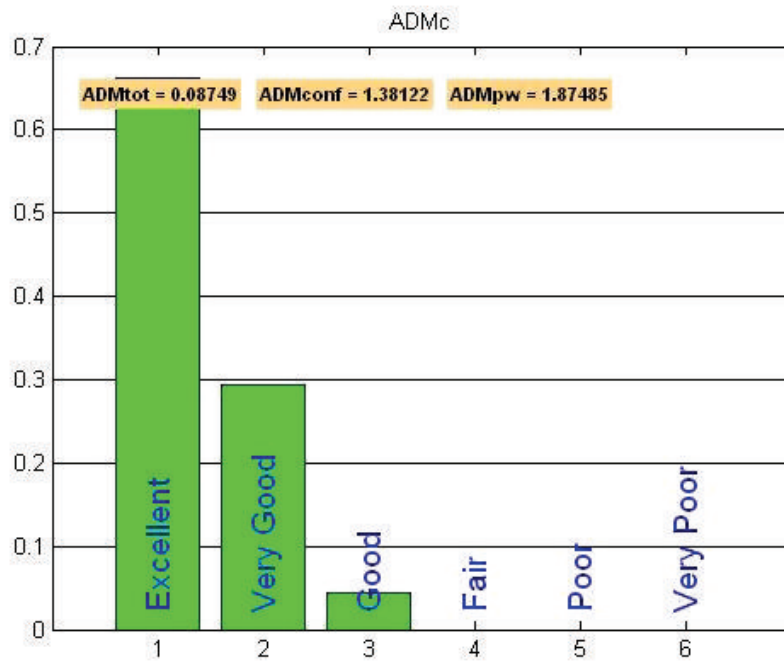


Figura 4.56: Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc

4.3. Resultados de RCS biestática

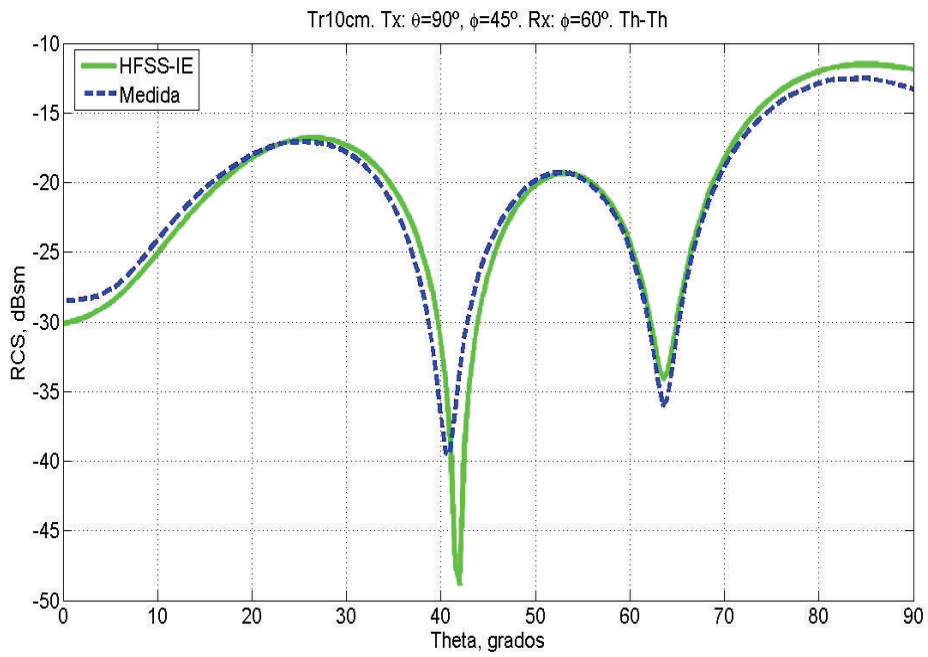


Figura 4.57: Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$

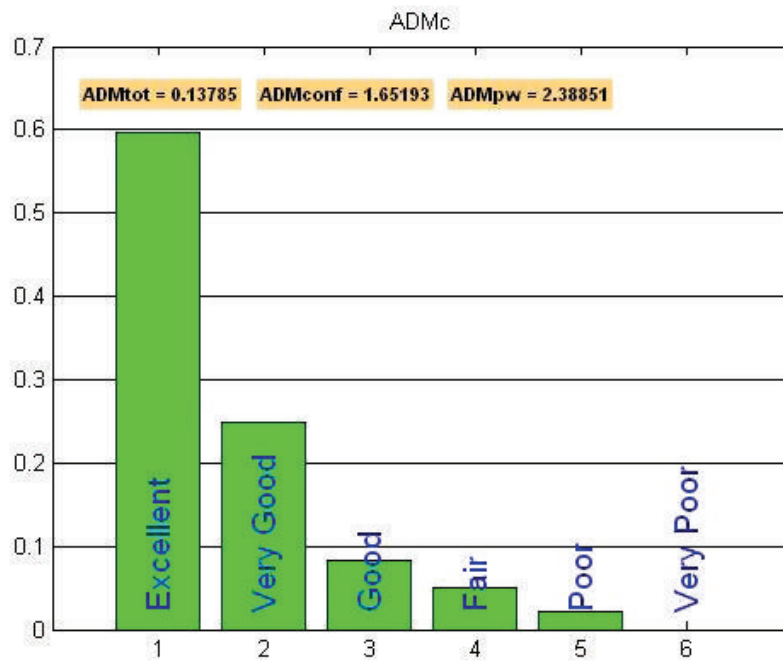


Figura 4.58: Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. ADMc

Capítulo 5

Conclusiones

5.1. Conclusiones

En esta tesis se ha presentado una instalación novedosa y singular para ensayos electromagnéticos diseñada, implementada y desarrollada en el Laboratorio de Detectabilidad y Guerra Electrónica del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas” (INTA).

Está basada en un sistema que consta de dos brazos metálicos aproximadamente semicirculares (uno mayor que otro y cada uno soportado por un posicionador de elevación), una mesa circular rotatoria, gobernada por un posicionador de acimut, y una columna de *Styrofoam* que se apoya sobre otro posicionador de acimut. La mesa queda a ras de suelo puesto que estos posicionadores de acimut se encuentran bajo ella, en el interior de un foso excavado con tal propósito. El posicionador del brazo interno está atornillado a la mesa y se mueve, por tanto, solidario con ella. Cada brazo puede sostener una sonda y por medio de unos útiles de prolongación la apertura de ambas se halla a 1.7 m del centro de giro, que a su vez está situado a 88.7 cm de la mesa. Un controlador dirige los cuatro posicionadores y gracias al movimiento combinado de los elementos del sistema las dos sondas pueden alcanzar cualquier punto relativo de la semiesfera imaginaria con origen en el centro giro. Se cuenta con dos juegos de dos sondas de doble polarización lineal que permiten cubrir la banda de 5.8 a 26.5 GHz. El equipo de transmisión y recepción es un analizador vectorial de redes y tanto éste como el controlador de posición se sincronizan a través de un *software* de control instalado en un ordenador personal.

Todo el sistema se aloja en el interior de un recinto recubierto de material absorbente, fruto de la ampliación de una anterior cámara anecoica ubicada en las dependencias del Laboratorio. Tomando como base la experiencia y el *background* previo de este grupo, el nuevo sistema se pretendía dedicar sobre todo a analizar y conocer mejor los fenómenos de dispersión biestática y a investigar en nuevas posibilidades y técnicas de medida de sección transversal radar. Pero otros tipos de ensayos, involucrando elementos radiantes, medidas de materiales absorbentes o estimación de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética de materiales también interesaban.

Estas motivaciones se tuvieron en cuenta durante el diseño mecánico y electromagnético, que se ha descrito en esta tesis, así como las pruebas encaminadas a verificar el correcto funcionamiento del sistema. En este sentido, cabe señalar que este diseño basado en brazos y posicionadores, en lugar de en sondas fijas o raíles, arcos y carritos, permite mayor libertad de movimientos que los pocos sistemas que existen de características aproximadas a las de éste, y que los elementos empleados garantizan una muy elevada precisión de posición.

Aparte del diseño, la tesis también se ha dedicado a la puesta en funcionamiento del sistema, es decir, a las labores necesarias para que pueda comenzar a producir resultados. Entre ellas se debe mencionar la programación de AnaCoBra, un *software* de control que permite realizar de forma automática movimientos controlados de los distintos ejes del sistema de posicionamiento, al mismo tiempo que se sincroniza con el analizador y recoge los datos de las medidas realizadas. Por tanto, AnaCoBra posibilita, de manera efectiva, la realización de ensayos. También se han descrito las pruebas encaminadas a la determinación de la polarización de las sondas y a caracterizar, mediante medidas en el dominio del tiempo, el fondo de ruido de la cámara. A este respecto, hay que hacer notar que como elemento central de soporte se ha diseñado en esta tesis una columna con características especiales que quedan resaltadas por dichas medidas.

La instalación es polivalente en el sentido de que ha sido diseñada teniendo en mente múltiples aplicaciones. Algunas de ellas, como la influencia de radomos en el diagrama de radiación de antenas, ya se han comenzado a explorar con la participación activa del autor [192], pero se está preparando una tesis paralela a ésta que tratará sobre esas otras aplicaciones y el autor no ha considerado pertinente profundizar más en el asunto. Por el contrario ha centrado sus esfuerzos en lograr las primeras medidas de RCS biestática con esta instalación. Y en efecto, se han conseguido y se muestran al final de la tesis. Se han realizado cortes y barridos poco comunes, en los que transmisor,

blanco y receptor no se encontraban en el mismo plano. Las medidas se han comparado con simulaciones, pero el autor no ha querido valorar las comparaciones de manera subjetiva y ha preferido hacer uso de FSV, una herramienta capaz de ofrecer juicios objetivos, de manera tanto cuantitativa como cualitativa. El resultado final ha sido claramente satisfactorio.

Y hablando de resultados, el principal resultado de esta tesis es, sin duda, la propia instalación en sí, ya que se trata de un sistema singular que sirve de herramienta para distintos campos de investigación. Hasta donde el autor ha podido saber, existen pocos sistemas similares a éste, y ninguno con estas características en España, por lo que, mientras no aparezca nueva información al respecto, se puede decir que esta instalación y las posibilidades de medida que ofrece, presentadas en esta tesis, constituyen un hito a nivel nacional.

5.2. Futuras líneas de trabajo

La tesis ha demostrado que un sistema como éste es viable, se puede construir, poner en funcionamiento y comenzar a hacer buenas e innovadoras medidas. Pero no todo está resuelto, ni mucho menos. Quedan tareas por hacer y en esta sección se esbozan algunas de las ideas para continuar. La instalación es muy versátil y puede ser utilizada con muchos propósitos. Sólo el tiempo dirá qué interesa más en cada momento y cual será el uso final que se le dará primordialmente a este sistema, pero, al menos a día de hoy, se tiene presente que quedan pendientes los siguientes asuntos:

Hacia el balance de errores En primer lugar, hay que seguir ganando conocimiento del sistema. Es decir, hay que continuar haciendo medidas para poco a poco, con la experiencia adquirida, ir mejorando los resultados y ser capaces de caracterizar los errores. En este sentido el error de medida del VNA lo proporciona el fabricante en función de cómo de fuerte sea la señal recibida, pero la tesis ha puesto de manifiesto que al medir blancos pequeños, con respuesta baja, la estabilidad de la señal es importante para tener una medida aceptable. Así, hay que continuar evaluando, con más estudios repetitivos, qué ocurre y cómo afecta al resultado final cambiar el ancho de banda de medida, la potencia de salida, el paso angular, el tamaño de la ventana, el punto de calibración...

Por otro lado, el sistema de posicionamiento es muy preciso y la tesis ha mostrado

que las pruebas realizadas así lo corroboran, pero hay un instante de los ensayos en que el factor humano interviene. Se trata del momento de colocar el blanco en el centro del sistema. Hay que analizar como influyen en el resultado las posibles desviaciones o desapuntamientos provocados por el operario al colocar el blanco.

Otros aspectos como la variación longitudinal y transversal de amplitud y fase de la señal incidente, provocada por el hecho de que la fuente no es una onda perfectamente plana, o las posibles imperfecciones en los patrones de referencia utilizados, también se tienen que estudiar.

En definitiva, para poder tener una estimación aceptable del error que se comete con cada medida, se debe trabajar continuamente con el sistema, realizando muchas medidas y conociéndolo día a día.

Mejoras al sistema Se pueden proponer varias mejoras:

- Para guiar al operario en el momento de colocar el blanco así como para verificar de manera rápida que el sistema continua correctamente apuntado, se pueden montar dos sistemas láser en las puntas de los brazos. Un diseño de este tipo ya fue evaluado por el Laboratorio, pero está pendiente de aprobación.
- Una posible fuente de desapuntamiento del sistema es que las sondas se choquen. El sistema de parada de emergencias permite el conexionado de más disparadores externos y sería muy positivo idear un mecanismo que lo accione inmediatamente si se da esta eventualidad.
- La tesis ha mostrado que las pérdidas de los cables a las frecuencias altas (18-26.5 GHz) dificultan la realización de medidas. Se debe estudiar la viabilidad del uso de amplificadores *Low Noise Amplificator* (LNA) montados en las puntas de los brazos.
- El *software* de control AnaCoBra se tiene que continuar mejorando. Actualmente sincroniza la toma de trazas del VNA con el barrido de un eje del sistema de posicionamiento. Una primera tarea de desarrollo consistiría en permitir que se pudieran sincronizar las medidas con el movimiento anidado y combinado de varios ejes, con el fin de posibilitar la realización de cortes más complejos.

Medidas polarimétricas Gracias al VNA de cuatro puertos disponible en esta instalación, la realización de medidas polarimétricas es más directa. Sin embargo, en la práctica, hay que superar algún pequeño escollo. El principal viene motivado por el hecho de que los cables que alcanzan las sondas en el brazo interno siguen diferente recorrido, lo que implica retardos diferentes. En general, las medidas se realizan en el dominio del tiempo, y la ventana es común para todos los parámetros S que se quieran medir en un mismo barrido en frecuencia. Si se desea utilizar una ventana cuya anchura no da cabida simultáneamente a la respuesta co-polar y a la *cross-polar* las medidas se deben hacer en dos tandas, con el aumento en tiempo de ensayo que esto implica. Para solucionar esto, la mejor opción es investigar cómo programar el ZVA50 para que utilice una ventana diferente para cada parámetro S que se quiera medir y, a continuación, incorporar a AnaCoBra la capacidad de definir ventanas independientes y asignarlas a uno u otro parámetro S .

Por otro lado, para llevar a cabo medidas polarimétricas de RCS hay que establecer un nuevo procedimiento de calibración, que implique la utilización de un nuevo patrón de referencia que depolarice fuertemente la señal incidente, como puede ser un diedro. En tal caso, habría que construir dicho patrón.

Aplicaciones relacionadas con materiales Como se ha venido explicando, la tesis se ha focalizado en lograr las primeras medidas de RCS biestática, pero la instalación está pensada para usarse en más aplicaciones. En particular, el Laboratorio está interesado en profundizar en las siguientes direcciones:

- **Caracterización de materiales:** El Laboratorio empleaba en el campo recto de su anterior cámara anecoica una metodología de estimación de la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética de materiales basada en medidas en espacio libre y el uso de técnicas bio-inspiradas. Con alguna excepción, las medidas se realizaban siempre en configuración monoestática, pero esta instalación permite llevar a cabo medidas biestáticas de manera sencilla. Esto amplía el abanico de datos reales de un mismo material que se pueden utilizar como base para probar las técnicas de estimación y debe conducir paulatinamente a una depuración y mejora de las mismas.
- **Medidas de absorción:** En el pasado también se han conducido en el Laboratorio ensayos encaminados a determinar la capacidad de algunos materiales

para absorber la energía radar. Igualmente, se han hecho para el caso monoestático. Sin embargo, una configuración como esta posibilita aumentar las capacidades y reproducir un tipo de instalación basada en medidas biestáticas que se ha utilizado habitualmente para este fin: el arco del NRL.

- Efecto de radomos: Otra aplicación que importa al Laboratorio, dado que se encuentra inmerso en el INTA, que lleva a cabo varios programas de desarrollo de aviones no tripulados y aviones blanco, es el análisis del efecto que los radomos tienen en el diagrama de radiación de antenas o en el diagrama de dispersión de lentes de Luneberg. Ya se han realizado algunos ensayos de este tipo y la intención es continuar por este camino.

Medidas en campo cercano La nueva instalación se ideó para investigar en nuevas técnicas de medida. En este sentido llaman mucho la atención al Laboratorio los esfuerzos dirigidos a medir RCS a distancia más corta que la que impone la condición de campo lejano. Para poder iniciar una línea de investigación en este ámbito hay que analizar exhaustivamente el trabajo hecho anteriormente en materia de medidas en campo cercano. Para medida de antenas la tecnología es más madura y hay mucho hecho y escrito. Por lo tanto, un buen punto de partida sería implementar una transformación de campo cercano a campo lejano para medida de antenas. Con la experiencia ganada y el conocimiento adquirido al realizar ese trabajo se podrían comenzar a abordar e intentar replicar las teorías de transformación para RCS propuestas por varios autores. Lo ideal sería empezar por las aproximaciones que usan sólo medidas monoestáticas, y posteriormete, tratar de afrontar el caso más general, basado en medidas biestáticas en campo cercano.

Apéndice A

Dispersión electromagnética

Cuando una onda electromagnética alcanza una discontinuidad en el medio por el que se propaga (en el caso del radar, una onda incide sobre un objeto), se provoca, dependiendo de las características y geometría de ambos medios, una determinada re-radiación. A esta radiación, que en general puede ser en cualquier dirección del espacio, es a lo que llamamos dispersión o *scattering*. Las siguientes secciones se encargan de presentar o definir términos y conceptos básicos relacionados con la dispersión electromagnética.

A.1. Sección transversal radar

Es conveniente dotar al ingeniero radar de una magnitud con la que pueda cuantificar la potencia dispersada en una determinada dirección cuando un blanco es iluminado por una onda incidente. Esta función la cumple la sección transversal radar (RCS), que se define de forma que consigue el objetivo de caracterizar al blanco, pero con independencia de la potencia puesta en juego por el transmisor, la sensibilidad del receptor o la distancia entre el blanco y el transmisor o el receptor.

Supongamos que sobre un blanco incide un frente de onda¹ plano cuya densidad de potencia es P_i W/m² (figura A.1). Si la sección transversal (en el plano perpendicular a la dirección de incidencia de la onda) del blanco es σ m², la cantidad de potencia

¹Se puede definir el frente de onda como el lugar geométrico de los puntos del medio en el que se propaga una onda electromagnética que son alcanzados al mismo tiempo, o equivalentemente, tienen la misma fase.

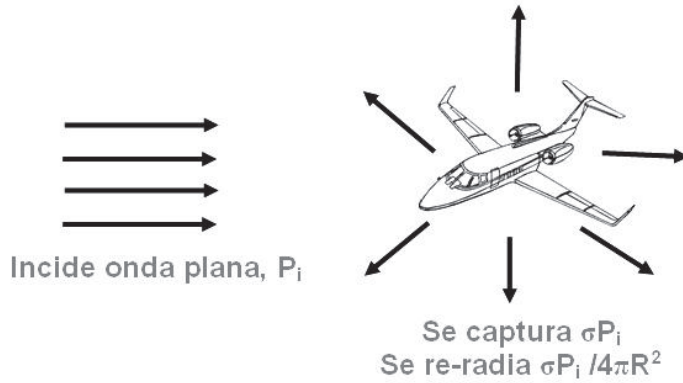


Figura A.1: Definición intuitiva de RCS

interceptada por el blanco será σP_i W. Asumiendo que se dispersa toda la potencia recibida de manera isotrópica (por igual en todas las direcciones del espacio), se tiene que, en un punto de observación situado a una distancia R del blanco, la potencia dispersada sería,

$$P_s = \frac{\sigma P_i}{4\pi R^2}, W/m^2 \quad (\text{A.1})$$

donde $4\pi R^2$ es la superficie de la esfera centrada en el blanco y con radio R y, por lo tanto, el factor $1/4\pi R^2$ pone de manifiesto cómo disminuye la densidad de potencia con la distancia. De (A.1) se puede despejar σ como

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

Sabiendo esto, podemos entender la definición formal del IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), que establece que [216]

La RCS (σ) es una medida de la capacidad reflectiva de un blanco definida como 4π veces el cociente entre la potencia por ángulo sólido dispersada en una determinada dirección, y la potencia por unidad de área de una onda plana que incide en el blanco desde una determinada dirección.

Luego la RCS es, fundamentalmente, una relación de densidades de potencia: por un lado la densidad de potencia dispersada por el blanco y, por otro, la densidad de potencia de la onda plana incidente en el blanco. Puesto que la potencia de una onda electromagnética es proporcional al cuadrado del campo eléctrico (o magnético), mate-

máticamente, esta definición se suele expresar como

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}^{scat}|^2}{|\mathbf{E}^{inc}|^2} \quad (\text{A.3})$$

donde \mathbf{E}^{scat} es el campo eléctrico dispersado, \mathbf{E}^{inc} es el campo incidente en el blanco y R es aquí la distancia entre el blanco y el punto en el que se observe la potencia dispersada.

En efecto, gracias a esta definición, la RCS es independiente de la potencia puesta en juego por el transmisor o de la distancia transmisor-blanco, ya que está normalizada por la densidad de potencia de una onda plana. Del mismo modo, en el lado receptor, el efecto de la propagación y la distancia queda eliminado al normalizar la potencia dispersada por $1/4\pi R^2$. El límite que aparece en la ecuación (A.3) indica que, por definición, la potencia dispersada se ha de medir en condiciones de onda plana.

Como se ha visto, la sección transversal radar tiene unidades de metros cuadrados (m^2). Sin embargo, valores típicos de RCS pueden variar desde 10^{-5} m^2 para insectos, hasta 10^{+6} m^2 para grandes barcos, y, debido a este gran margen dinámico, es habitual usar también otra unidad, el dBsm, basada en una escala logarítmica referenciada con respecto a 1 m^2 ,

$$\sigma_{dBsm} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_{\text{m}^2}}{1 \text{ m}^2} \right) \quad (\text{A.4})$$

A.2. Regiones de dispersión

La posición relativa del transmisor y el receptor con respecto al blanco permite hacer una conveniente división del espacio en regiones de dispersión biestática [195]. Para ello, es útil apoyarse en el denominado ángulo biestático (comúnmente denotado por la letra griega β), definido 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 el sentido contrario a aquel por el que provino la onda incidente. El caso monoestático es el más común en los sistemas radar, y en ellos, transmisor y receptor están en la misma ubicación, muy habitualmente, compartiendo también una misma antena.

- Región quasi-monoestática, $\beta > 0^\circ$: En este caso, transmisor y receptor mantienen una pequeña separación angular. El tamaño de esta región depende del tipo de objeto o blanco iluminado. Para muchos objetos simples, la RCS quasi-monoestática es igual a la RCS monoestática, tras aplicar una pequeña corrección.
- Región de dispersión frontal, *forward scattering*, $\beta = 180^\circ$: Se trata de la dispersión producida por el objeto hacia adelante, es decir, en el mismo sentido de la onda incidente. Medir la RCS en esta región es muy complicado debido a la elevada influencia, precisamente, del campo incidente.
- Región biestática, $0^\circ \ll \beta < 180^\circ$: Esta es la zona genérica definida para el resto de valores del ángulo biestático.

A.3. Regímenes y mecanismos de dispersión

En la literatura, se suele usar el término mecanismo de dispersión para referirse a los principales fenómenos físicos que provocan la re-radiación de un objeto. Además, es común diferenciar entre tres zonas o regímenes de dispersión, dependiendo del tamaño del blanco, L , con respecto a la longitud de onda, λ , es decir, su tamaño eléctrico. En cada régimen de dispersión, prevalecen unos u otros mecanismos de dispersión [217].

- Régimen Rayleigh o de baja frecuencia: En esta zona, la longitud de onda es mucho mayor que el tamaño del blanco y entonces, esencialmente, hay muy poca variación de la fase de la onda incidente a lo largo de toda la extensión espacial del objeto. Se trata de una situación quasi-estática ya que en cada instante de tiempo, el objeto entero se encuentra bajo la influencia de un campo prácticamente constante. Esto provoca una redistribución de cargas y que se induzca un momento dipolar, que es el causante de la re-radiación y, por lo tanto, el mecanismo de dispersión predominante en esta zona. Como consecuencia, la RCS en esta situación es proporcional a la cuarta potencia de la frecuencia,

$$\sigma \propto f^4 \tag{A.5}$$

- Régimen resonante: Aunque no existen definiciones absolutas, típicamente se toma que la zona resonante se extiende para un tamaño eléctrico que va de 1 a 10, $1 \leq L/\lambda \leq 10$. En esta ocasión, la longitud de onda incidente es del orden del

tamaño del blanco y la fase va variando notablemente a lo largo del mismo. Esto implica que la interacción entre distintas partes del objeto es importante y que el campo en una de ellas es la suma del campo incidente más el dispersado por las otras partes del objeto. La energía electromagnética queda ligada a la superficie del objeto y se propaga por ella, algo que se conoce como ondas de superficie (*surface waves*), uno de los mecanismos de *scattering* de este régimen. En la literatura se habla en ocasiones de distintas ondas de superficie, atendiendo a sutiles diferencias, como, por ejemplo, si estas se producen en la parte del objeto iluminada por la onda incidente (*traveling waves*) o en la zona de sombra (*creeping waves*). En cualquier caso, la dispersión por onda de superficie se produce cuando la propia onda se encuentra con alguna discontinuidad en la superficie del objeto (protuberancia, oquedad, arista...).

Los otros mecanismos de dispersión presentes en esta zona son los mecanismos ópticos, llamados así porque su comportamiento se asemeja al del trazado de rayos en óptica siguiendo la regla de que el ángulo reflejado es igual al ángulo de incidencia. Estos mecanismos cobran más importancia en la zona que veremos a continuación, porque se convierten en el fenómeno predominante.

- Régimen óptico o de alta frecuencia: El tamaño del objeto es mucho mayor que la longitud de onda y las interacciones colectivas son muy débiles, de modo que se puede tratar al objeto como una colección de centros de *scattering* independientes. La dispersión neta procedente del blanco es la suma compleja de las contribuciones individuales de cada centro de dispersión. Si bien las ondas de superficie están también presentes en esta zona, su influencia es muchísimo menor, sobre todo comparadas con los mecanismos ópticos de dispersión, que se encuentran varios órdenes de magnitud por encima. En esta zona hay que entender la onda casi como si fuera un rayo de los empleados en óptica (esto es tanto más cierto cuanto mayor es el tamaño eléctrico) y la siguiente lista destaca algunos de los mecanismos de dispersión óptica más fácilmente reconocibles:
 - Dispersión especular: El propio nombre indica que es la que se produce para un ángulo reflejado igual al incidente, como si un rayo de luz se encontrase con un espejo.
 - Difracción: Cuando la onda/rayo incidente alcanza una arista o pico, la dispersión se produce para unas determinadas direcciones definidas por el lla-

mado cono de Keller [25], y el fenómeno se conoce como difracción.

- Múltiples efectos: Puede ocurrir que la onda/rayo incidente salga reflejada de una parte del blanco y alcance otra en la que se reflejaría o difrataría en una nueva dirección. Se habla entonces de un efecto de segundo orden. Dependiendo de la forma y geometría del objeto se pueden dar diferentes combinaciones de reflexiones y/o difracciones del mismo o mayor orden. Este comportamiento es típico de geometrías como diedros, triedros o cavidades, por ejemplo.

La RCS monoestática de una esfera es un ejemplo ilustrativo que permite distinguir estas tres zonas de dispersión (figura A.2). En la zona Rayleigh, se aprecia cómo, pese a que es pequeña, la RCS aumenta considerablemente con la frecuencia. Cuando la circunferencia está entre 1 y 10 longitudes de onda, la sección transversal radar tiene un carácter oscilatorio, debido a la interferencia entre la respuesta óptica especular y la *creeping wave* que va recorriendo la esfera. Por último, cuando la circunferencia es grande con respecto a la longitud de onda, ese comportamiento oscilatorio decae y sólo queda la respuesta óptica, que para una esfera es $\sigma = \pi a^2$, su área transversal.

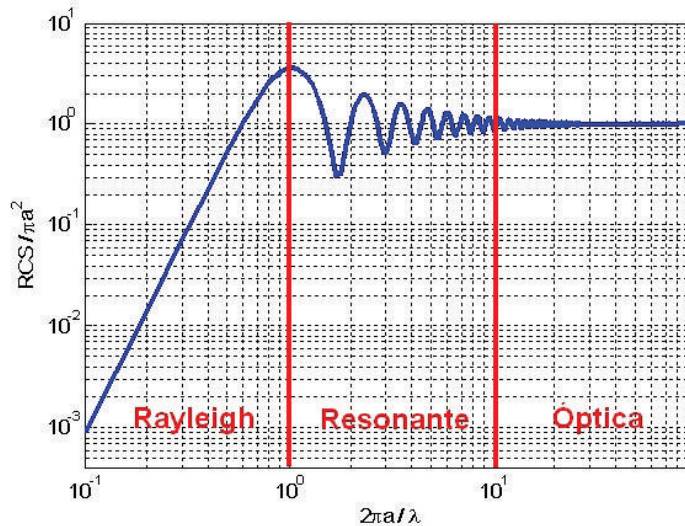


Figura A.2: Regímenes de dispersión. RCS monoestática de una esfera de radio $a = 1\text{ m}$ en función de la frecuencia

A.4. Polarización y matriz de dispersión

Una onda electromagnética plana se propaga en la dirección mutuamente perpendicular al campo eléctrico y al campo magnético, que se encuentran contenidos en un mismo plano (figura A.3). Así, el campo eléctrico, el campo magnético y la dirección de propagación forman un sistema dextrógiro definido por el siguiente producto escalar,

$$\hat{k} = \hat{e} \times \hat{h} \quad (\text{A.6})$$

en el que \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.

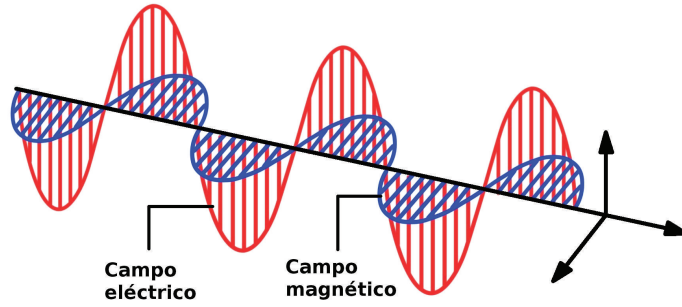


Figura A.3: Onda electromagnética propagándose

A medida que la onda se aleja de un hipotético observador situado en la dirección de propagación, el campo eléctrico describe con el tiempo una determinada trayectoria contenida en el plano perpendicular a dicha dirección, algo que se conoce como polarización de la onda². Esa trayectoria puede ser elíptica (caso más general), circular o lineal. Por sencillez, supongamos que la onda se propaga a lo largo del eje z y que, por tanto, los campos eléctrico y magnético se encuentran contenidos en el plano XY [218]. El vector del campo eléctrico se puede descomponer en sus componentes en x e y :

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_x \hat{x} + \mathbf{E}_y \hat{y} \quad (\text{A.7})$$

donde \mathbf{E}_x y \mathbf{E}_y son dos fasores, números complejos que tienen en cuenta la dependencia armónica con el tiempo del campo. Se produce polarización lineal cuando la trayectoria descrita por el campo eléctrico en el plano XY es una recta, algo que ocurre

²A no ser que se especifique de manera diferente, la polarización de una onda electromagnética siempre está relacionada con el campo eléctrico.

si las fases de las dos componentes ortogonales son iguales o difieren en un número entero de π radianes. Si \mathbf{E}_x y \mathbf{E}_y tienen el mismo módulo pero están desfasadas 90 grados, estaremos ante el caso de una polarización circular. Esta puede ser a derechas, *Right Hand Circular Polarization* (RHCP), o también llamada en el sentido de las agujas del reloj, *Clockwise* (CW), si la fase de \mathbf{E}_x está adelantada con respecto a la de \mathbf{E}_y y a izquierdas, *Left Hand Circular Polarization* (LHCP), o en sentido contrario a las agujas del reloj, *Counterclockwise* (CCW), si está retrasada. En los demás casos, la polarización es elíptica. Cualquier onda se puede descomponer en dos polarizaciones lineales ortogonales, sin más que proyectar el campo eléctrico sobre vectores unitarios orientados según esas direcciones. Aplicando el mismo principio, cualquier onda puede descomponerse en dos ondas polarizadas circularmente a izquierdas y derechas.

La sección transversal radar, dado que se define como un área, es una magnitud escalar, pero depende de la polarización de la onda incidente y de la onda dispersada. Una descripción más completa de la dispersión de un blanco viene dada por la matriz de dispersión, o *Polarization Scattering Matrix* (PSM), que relaciona el campo dispersado \mathbf{E}^{scat} con el campo incidente \mathbf{E}^{inc} , componente a componente [32, 217]:

$$\mathbf{E}^{scat} = \mathbf{S}\mathbf{E}^{inc} \quad (\text{A.8})$$

Como el campo está contenido en un plano, se puede descomponer en función de dos polarizaciones que se hayan elegido ortogonales entre sí, y entonces la PSM, es una matriz 2×2 :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_1^{scat} \\ \mathbf{E}_2^{scat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1^{inc} \\ \mathbf{E}_2^{inc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

donde los subíndices 1 y 2 denotan las componentes en cada una de las direcciones (polarizaciones) elegidas. La mayoría de los sistemas de medida emplean como par de polarizaciones ortogonales las lineales vertical (V) y horizontal (H), llamadas así porque el campo es perpendicular o paralelo, respectivamente, al suelo de la instalación de medida. Sin embargo también se emplean polarizaciones ortogonales lineales siguiendo las coordenadas esféricas theta y phi, o polarizaciones ortogonales circulares a derechas y a izquierdas. En cualquier caso, las componentes de la matriz de dispersión están relacionadas con la raíz cuadrada de la sección transversal radar:

$$S_{ij} = \frac{\sqrt{\sigma_{ij}}}{4\pi R^2} \quad (\text{A.10})$$

siendo ésta ahora entendida como un número complejo, con módulo y fase que, recordando (A.3), se puede redefinir como:

$$\sqrt{\sigma} = \lim_{R \rightarrow \infty} 2\sqrt{\pi}R \frac{\mathbf{E}^{scat}}{|\mathbf{E}^{inc}|} \quad (\text{A.11})$$

A.5. Condición de campo lejano

Para la medida de la sección transversal radar de un blanco se debe tener en cuenta que, por definición, el campo incidente ha de ser una onda plana, y el punto en el que se observa la dispersión tiene que estar lo suficientemente lejos (formalmente en el infinito) para que el campo dispersado se comporte también como una onda plana. Las ondas planas están caracterizadas por una amplitud y fase constante a lo largo de un plano perpendicular a la dirección de propagación. Una onda de este tipo no puede existir, puesto que la energía contenida sería infinita. A efectos prácticos, lo que se trata de buscar es una onda que localmente sea plana, y para ello hay que tener presentes las zonas de radiación.

En teoría de antenas es posible distinguir varias zonas de radiación [72] y, por analogía, en teoría de RCS se pueden distinguir las mismas zonas, ya que un objeto sobre el que incide una onda se convierte en un elemento radiante:

- Campo cercano reactivo: Muy cerca de la superficie del objeto, el campo dispersado está dominado por la densidad de carga superficial, es decir, las líneas de campo son conservativas, en el sentido de que empiezan y terminan en cargas situadas en la propia superficie del objeto. 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 la radiación. La separación entre esta zona (denominada en ocasiones en la literatura zona de transición o zona de *Fresnel*) y la anterior se determina normalmente en una longitud de onda (λ). En esta zona el diagrama de dispersión (la distribución angular del campo dispersado) depende de la distancia, porque la longitud de los caminos recorridos desde partes distintas de la superficie dispersora hasta el punto de observación, es distinta.

- Campo lejano: Al alejar aún más el punto de observación la distancia a las distintas partes del objeto dispersor es aproximadamente la misma y entonces se alcanza 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 tienen componente en la dirección de propagación y decaen a razón de $1/R$, siendo R la distancia desde la superficie radiante.

La condición más comúnmente aceptada para encontrarse en la zona de campo lejano es $p = 2$ en la siguiente expresión:

$$R > \frac{pD^2}{\lambda} \implies R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{A.12})$$

donde D es la mayor dimensión de la proyección del blanco sobre el plano perpendicular a la dirección de propagación (figura A.4). A esta distancia, la diferencia de fase de la onda sobre un rectángulo de diagonal D contenido en dicho plano es 22.5° o $\pi/8$ radianes, algo que tradicionalmente se ha asumido como razonablemente plano. La consecuencia de una desviación en la fase de la onda incidente con respecto al caso plano ideal provoca una reducción en la magnitud de los picos especulares y un incremento de los lóbulos secundarios. Esto se puede apreciar en el análisis de la RCS, medida a distintas distancias, de una placa plana metálica según la incidencia se va alejando de la normal que se hace en [35] y [40].

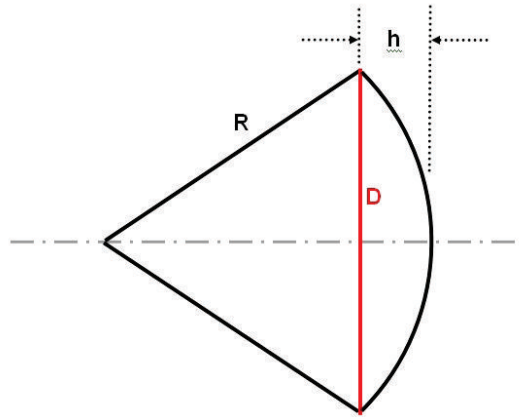


Figura A.4: Desviación de fase a lo largo de una apertura transversal, debida a un frente de onda esférico

Apéndice B

Control del sistema de medida

B.1. Conexionado

Como se ha visto en el capítulo 3, el sistema de posicionamiento y medida cuenta con dos elementos fundamentales: desde el punto de vista mecánico, el controlador AL-4146-4MC de *Orbit/FR* y, desde el punto de vista electromagnético, el analizador de redes ZVA50 de *Rohde & Schwarz*. Para realizar medidas, ambos equipos son operados desde un ordenador convencional, *Personal Computer* (PC), gracias a un programa escrito por el autor de esta tesis.

El controlador AL-4146-4MC es el cerebro del sistema de posicionamiento y se encarga de gobernar el movimiento de los cuatro ejes disponibles (dos de elevación, dos de acimut). De modo que hay que conectar el bus de control de cada posicionador a la parte trasera de este equipo, en los conectores o *sockets* disponibles a tal efecto. A dicho controlador también se conectan, en los *sockets* adecuados, debidamente marcados, la unidad de parada de emergencia (AL-9504-2) y la unidad local de manejo de los equipos (LCU). La comunicación con el ordenador de control se puede realizar mediante el protocolo CAN o el RS-232. Para ello el controlador dispone, en su parte trasera, de un único puerto *Registered Jack-45* (RJ-45). Si la comunicación es RS-232 se tiene un cable con un extremo con un conector RJ-45 y otro con un conector *D-subminiature E9* (DE9), que va directamente a un puerto serie COM del ordenador. Si la comunicación es CAN, se tiene otro cable igual (un extremo con conector RJ-45, el otro con conector DE9) al que se conecta el driver del bus CAN, que tiene un extremo con conector DE9 y el otro con conector de bus serie universal, *Universal Serial Bus* (USB), destinado al

ordenador. El driver de bus CAN elegido para esta instalación es el modelo *Leaf Light* de *Kvaser*. Desde el punto de vista eléctrico basta con enchufar a la corriente los cuatro posicionadores, el controlador y la unidad de parada de emergencia y ya estaría todo dispuesto.

El ZVA50 es un equipo muy versátil, encargado de generar y recibir las señales electromagnéticas necesarias para realizar las medidas. Dispone de cuatro puertos, que permiten, si es preciso, conectar los cuatro cables destinados a las sondas (dos polarizaciones por sonda) y hacer medidas simultáneas. Puesto que el analizador es capaz de funcionar hasta 50 GHz, sus puertos vienen por defecto con conectores de 2.4 mm. Sin embargo, los de los cables son de 3.5 mm y, por ello, se adquirieron a *Mauray Microwave* unos adaptadores (*savers*) de tipo *Network Measurements Division* (NMD) para hacer la transición.

El VNA se comunica con el PC de dos formas. Por un lado se emplea un cable de red cruzado para conseguir una LAN directa y dedicada entre los dos equipos. Ambos disponen de un sistema operativo *Windows XP* de 32 bits (el del VNA es una versión embebida) y de esta manera es muy sencillo establecer una conexión de escritorio remoto, según el protocolo *Remote Desktop Protocol* (RDP), para utilizar el analizador con el teclado, ratón y monitor conectados al ordenador. La otra comunicación entre ambos equipos se realiza a través del protocolo GPIB, empleado para que el PC indique al analizador las instrucciones que se hayan programado. El VNA cuenta con un puerto GPIB al que se le conecta directamente la interfaz GPIB-USB-A de *National Instruments* que tiene, en el otro extremo, un conector USB para el ordenador. Solo resta enchufar el analizador a la corriente eléctrica.

B.2. *Software* de control: AnaCoBra 1.0

Para que la instalación pudiese comenzar a ser realmente operativa, era imprescindible programar un *software* de control. Hay que entender que el controlador de los posicionadores sólo cuenta como interfaz con la unidad de control local. Este elemento dispone de un selector de posicionador, un variador de velocidad (positiva, es decir, en un sentido de giro, o negativa, en sentido contrario) y un botón de inicio de movimiento. Su funcionamiento es simple: se escoge el posicionador a mover, se determina su velocidad y se pulsa el botón de inicio. El posicionador se moverá mientras se seleccione alguna velocidad con el variador, el botón de inicio se mantenga pulsado y no se hayan

alcanzado los límites de giro. Evidentemente, de esta manera, no se puede conocer la posición de los brazos, la mesa o el blanco. Cualquier otro movimiento que se quiera realizar, incluyendo movimientos hacia una posición exacta, barridos equiespaciados, movimientos combinados... se debe programar y controlar remotamente.

Por su parte, el VNA sí dispone de una interfaz completa en su panel frontal, con una pantalla de visualización y botones y teclas de control, que permiten perfectamente su manejo total de forma manual. Sin embargo, no está sincronizado con los movimientos del sistema de posicionamiento y, sin un *software* de control, debería operarse manualmente. Está claro que no se pueden realizar medidas prácticas de esta manera y la programación de ambos elementos para conseguir un sistema automático y preciso es indispensable. Si no, la utilidad de la instalación disminuye drásticamente.

Pese a ello, junto con el sistema de posicionamiento no se adquirió un *software* de control porque, dadas las características de la instalación, debería ser realizado expresamente para este proyecto y tendría un coste elevado. Además, el personal del Laboratorio tenía experiencia en este tipo de situaciones, ya que había programado el *software* de control del anterior campo recto de medida, y decidió asumir el reto. Esto permitiría programar lo que se quisiera y variarlo en todo momento con total libertad. Eso sí, para poder dirigir ambos equipos era necesario que los dos pudiesen ser controlados remotamente y dispusieran de un juego de instrucciones, propietarias o estándar, que permitieran su manejo mediante un programa. Y efectivamente, tanto el controlador como el analizador fueron entregados con sendos manuales de programación.

El *software* de control, que incluye una interfaz gráfica, ha sido programado por simplicidad en *Visual Basic 6.0* empleando el entorno de programación de *Microsoft*. Lógicamente, se han hecho varias versiones y se ha ido depurando el programa hasta que se ha llegado a una versión operativa. Es la que se ha dado en llamar AnaCoBra 1.0 (de Analizador Con Brazos). Esta versión permite dotar al usuario de capacidad para mover los distintos ejes del sistema de posicionamiento de manera independiente y, cuando sea preciso, definir un movimiento o barrido angular de uno de los posicionadores y sincronizarlo con la toma de medidas por parte del analizador. Los datos medidos son denominados trazas y se representan en el propio programa según se reciben, al mismo tiempo que se guardan en disco. El programa también habilita que se seleccione qué parámetros *S* se quieren medir. Futuras versiones deben mejorar las prestaciones, pero ésta ha permitido obtener con éxito las medidas y resultados que se han descrito en esta tesis.



Figura B.1: *Pantalla de presentación de AnaCoBra 1.0*

La figura B.1 muestra la pantalla de presentación del *software* y la figura B.2 enseña la pantalla principal de AnaCoBra 1.0, en la que se pueden distinguir dos partes principales:

- **Movimiento de los posicionadores:** Es el panel situado a la derecha de la figura, bajo el epígrafe **Brazos**, y con él se realiza la conexión al controlador AL-4146-4MC, se habilitan los motores, se seleccionan para moverlos o se consulta la posición en la que están.
- **Barridos y medidas:** El resto de la interfaz gráfica se dedica básicamente a la definición del tipo de barrido o medida aislada que se quiere realizar y a la representación de los datos obtenidos con el analizador.

En los próximos apartados se describirán fundamentalmente estas dos partes y se explicará su funcionamiento, sin necesidad de entrar demasiado al detalle de los comandos o instrucciones de programación utilizados.

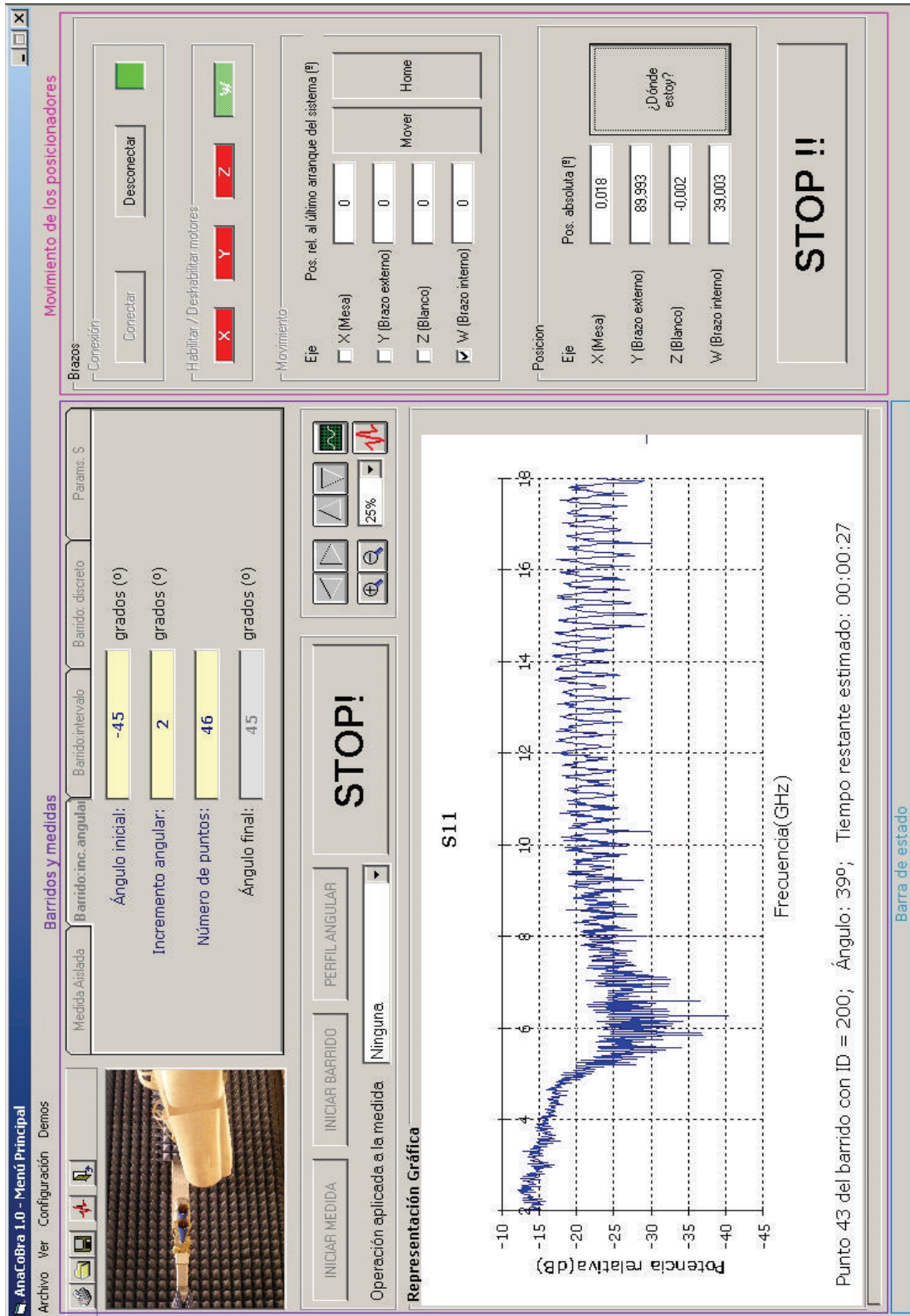


Figura B.2: Pantalla principal de AnaCoBra 1.0

B.2.1. Movimiento de los posicionadores

AnaCoBra 1.0 permite mover uno o varios ejes del sistema de posicionamiento con independencia de que se realicen o no medidas. El panel dedicado a esta función ocupa toda la parte derecha de la interfaz gráfica del programa.

Lo primero que hay que hacer para poder realizar un movimiento con AnaCoBra 1.0 es establecer comunicación con el controlador de los posicionadores. Para ello basta con pulsar el botón **Conectar** del panel de **Conexión** (figura B.3(a)). Si bien existen dos posibilidades de comunicación, CAN o RS-232, la que utiliza siempre AnaCoBra 1.0 es la RS-232 y, por lo tanto, debe ser el cable proveniente de uno de los puertos COM del ordenador el que se introduzca en el puerto RJ-45 de la parte trasera del controlador. Así pues, una vez pulsado el botón de **Conectar** se establece un canal de comunicación RS-232 entre el controlador y el PC, que queda abierto hasta que se cierra el programa o se pulsa **Desconectar**.



Figura B.3: Paneles de Conexión y de Habilitar / Deshabilitar motores

Para facilitar la comunicación y el envío de órdenes al controlador, *Orbit/FR* proporcionó los manuales de programación al igual que la librería de comunicación que ellos mismos utilizan al desarrollar sus propios códigos (librería *SCServerExe Rev2.00* de *Control and Robotics Solutions*). En el entorno de programación empleado para desarrollar este *software* de control (*Microsoft Visual Basic 6.0*) hay que incluirla como referencia.

El siguiente panel permite habilitar o deshabilitar los motores de los posicionadores del sistema, sin más que pulsar en los botones destinados a cada uno de ellos (figura B.3(b)). A este respecto, se puede ver que se ha asignado a cada posicionador una letra del alfabeto, como se resume en la tabla B.1. El motivo es que el juego de comandos propietario empleado para gobernar los posicionadores sigue esa nomenclatura interna, y se ha mantenido por herencia.

En el panel **Movimiento**, se seleccionan uno o varios posicionadores, se indica el ángulo al que se quieren mover y se mueven pulsando en el botón **Mover** (figura B.4(a)).

| Posicionador | Letra asignada |
|---------------------------|----------------|
| AL-1260-1 (mesa) | X |
| AL-760-1P (brazo externo) | Y |
| AL-560-1 (blanco) | Z |
| AL-560-1P (brazo interno) | W |

Tabla B.1: Letra asignada a cada posicionador

Los *encoder* de que disponen los posicionadores pueden suministrar dos tipos de señales:

- Señal absoluta de alta precisión: Como se indicó en el capítulo 3, esta señal proporciona $2^{29} = 536870912$ valores distintos por vuelta completa. Es decir, un grado supone 1491308.0861 valores. Esta señal se emplea como referencia de continuidad y para determinar la posición absoluta del eje de rotación. Vale cero cuando el eje de rotación se encuentra en el cero absoluto.
- Señal incremental: Es de 15 bits pero luego se emplea un interpolador interno y un procesador digital de señal, *Digital Signal Processor* (DSP), consiguiendo un factor de mejora de 200 y dando entonces realmente $2^{15} \times 200 = 6553600$ valores distintos por vuelta completa. Es decir, esta vez un grado supone 18204.4444 valores. Esta señal se utiliza para el control dinámico del eje de rotación y vale cero cada vez que se enciende de nuevo el controlador de los posicionadores.

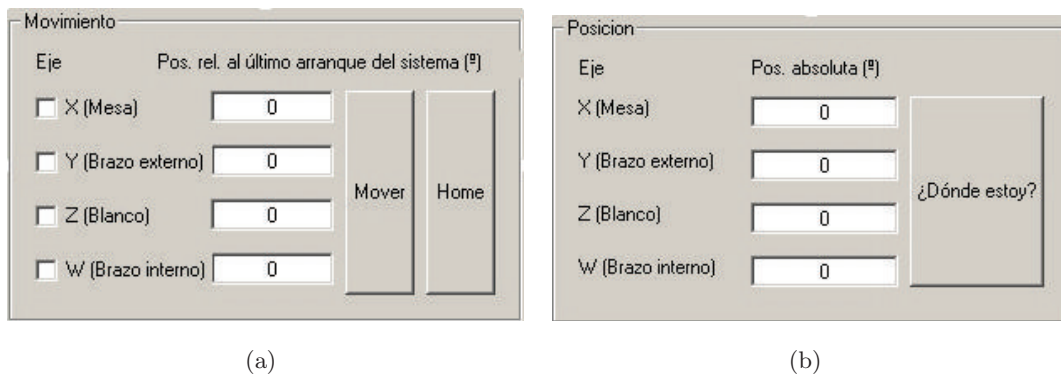


Figura B.4: Paneles de Movimiento y Posición

Por otro lado, existen dos únicos comandos propietarios para indicar la posición final que se quiere alcanzar en un movimiento:

- Comando AP (*Absolute Position*): Posición final, dada en valores de la señal incremental, respecto al cero de la señal incremental.
- Comando RP (*Relative Position*): Posición final, dada en valores de la señal incremental, respecto a la posición actual.

Sabiendo esto, en esta versión del programa, como se advierte en el panel de **Movimiento**, todos los movimientos que se realizan al pulsar sobre el botón **Mover** utilizan el comando AP y son relativos a la posición en la que se encontraba cada posicionador cuando se encendió el controlador. Se pueden indicar ángulos positivos o negativos. Se ha tomado el convenio de definir como ángulos positivos aquellos que provocan un giro en el sentido de las agujas del reloj (CW), cuando se mira a los brazos de frente o a la mesa y el posicionador de blanco desde el cenit, y negativo cuando el giro provocado tiene el sentido contrario (CCW).

Paralelamente, al pulsar sobre el botón **Home**, se invoca a una subrutina capaz de leer la señal absoluta y, con este dato y el contenido de la tabla 3.6, se hace uso del comando RP para llevar el posicionador elegido al cero escogido por convenio.

En el siguiente panel, al pulsar en el botón **¿Dónde estoy?** se lee el valor de la señal absoluta de cada posicionador y se ofrece información de dónde se encuentra cada uno de ellos con respecto al cero escogido por convenio (figura B.4(b)).

Por último, abajo del todo se ha dispuesto un botón de **STOP !!** para detener el movimiento por *software* inmediatamente en caso de que haya necesidad. Es una medida adicional de seguridad que se suma a la detención por hardware que proporcionan los pulsadores de la unidad de parada de emergencia AL-9504-2.

B.2.2. Realización de medidas

El resto de la interfaz gráfica de AnaCoBra 1.0 se destina a la selección de la medida aislada o barrido que se quiere hacer y a la representación y guardado en disco de las trazas recibidas. Al instalar el programa se crea, dentro del directorio de instalación seleccionado, una carpeta llamada **Trazas**, donde se van almacenando todas las medidas que se realizan. Cada medida se guarda como un archivo de texto simple que contiene una cabecera con algo de información referente a la medida y, a continuación, los datos recogidos, en un formato de tres columnas. La primera de estas columnas indica el eje de abscisas de las medidas y, así, serán valores de frecuencia o de tiempo, dependiendo de en qué dominio se haya efectuado la medida. La segunda columna contiene la parte

real del parámetro S que se haya almacenado en este archivo y la tercera, la parte imaginaria.

La zona de representación ocupa la mitad inferior de esta parte de la interfaz y en ella se muestran las trazas que se van midiendo. Siempre se representan parámetros S en unidades de decibelio (dB) y existen una serie de botones encima de la esquina superior derecha de esta zona que permite variar las propiedades de las gráficas (moverlas, ampliarlas, reducir las...). En esta zona también se pueden mostrar trazas previamente medidas con este programa y ya guardadas en disco.

Merece la pena hacer un inciso en este instante y señalar que los parámetros de medida no se seleccionan en AnaCoBra 1.0 sino que esto se hace directamente en el analizador. El motivo es que el ordenador puede establecer con el VNA una conexión de escritorio remoto y, de esta forma, se tiene en el monitor conectado al PC exactamente lo mismo que se tendría en la pantalla de visualización del VNA, y todos los parámetros de medida, que en el analizador se configuran mediante las teclas y botones de control del panel frontal, son así igualmente accesibles de forma fácil con ayuda del ratón y el teclado del ordenador. Se consideró que esta manera de acceso remoto ya ofrecía todas las posibilidades de configuración del VNA y que no tenía sentido replicarlo en AnaCoBra 1.0.

Por lo tanto, antes de configurar una medida o barrido con el *software* de control, la frecuencia inicial y final a la que se quiere medir, el número de puntos, el ancho de banda de medida, la selección y tamaño de la ventana si se emplea *software gating* y, en fin, todos aquellos parámetros de medida que se considere oportuno, deben ser determinados en el VNA a través de la conexión de escritorio remoto.

Siguiendo con la interfaz, en la parte superior aparecen una serie de pestañas con las que se configuran las medidas a realizar. Hay que tener en cuenta que en AnaCoBra 1.0 éstas no son independientes del panel de los posicionadores y antes de llevar a cabo un ensayo, debe haberse establecido conexión con el controlador de los mismos. Además, en esta versión del programa, las medidas se sincronizan con el movimiento de sólo uno de los cuatro ejes con que cuenta el sistema de posicionamiento, de modo que hay que habilitar el motor de aquel que se quiera mover (en el panel de **Habilitar / Deshabilitar motores**) y seleccionar el posicionador para moverlo en el panel de **Movimiento**. Si no hay conexión con el controlador y no se ha habilitado y elegido un único eje, el programa lo advierte con un mensaje de error cuando se pulsa sobre el botón de **INICIAR MEDIDA** o **INICIAR BARRIDO**. Y es que, efectivamente, se pueden

realizar dos tipos de movimientos:

- Medida aislada: Consiste en mover el posicionador seleccionado hasta un ángulo de destino y, una vez alcanzada la posición, el analizador realiza la medida y transfiere al ordenador la traza de datos. Los pasos para llevarla a cabo son los siguientes:
 1. Establecer conexión con el controlador, habilitar el motor del posicionador que se quiera mover y seleccionar dicho posicionador para moverlo.
 2. Indicar en la caja de texto de la pestaña *Medida aislada* el ángulo de destino (figura B.5). Dicho ángulo será relativo a la posición que tuviese el posicionador seleccionado en el momento de ser enchufado el controlador, siguiendo el mismo concepto del panel *Movimiento*.

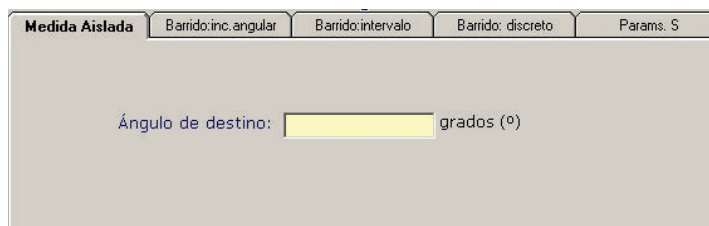


Figura B.5: Pestaña de *Medida aislada*

3. Seleccionar en la pestaña *Params. S* los parámetros S que se quiera que el analizador mida y transfiera con un mismo y único barrido frecuencial (figura B.6).

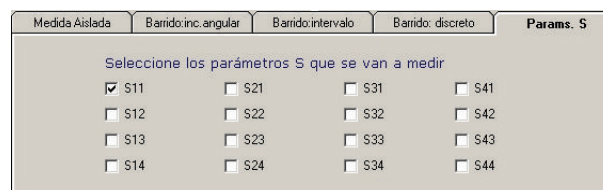


Figura B.6: Pestaña de *Params. S*

4. Pulsar el botón de **INICIAR MEDIDA**. En ese momento, si no hay incidentes, el posicionador se mueve a la posición indicada y una vez alcanzada, el analizador hace la medida y transfiere los datos. El programa pide entonces, por cada parámetro S seleccionado, un nombre para el archivo de texto que

se guardará en disco (figura B.7), y a continuación representa la traza en la zona inferior destinada a ello.

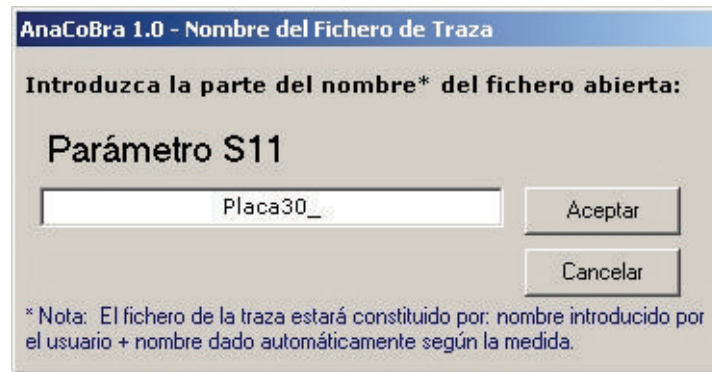


Figura B.7: Cuadro de diálogo para el nombre del fichero con el que guardar la traza

- Barrido angular: Consiste en mover el posicionador seleccionado desde una posición inicial a una posición final parando en varios puntos intermedios. Una vez alcanzada cada una de las posiciones, el analizador toma una medida y la transfiere al ordenador. Los pasos para llevar a cabo un barrido angular son los siguientes:
 1. Establecer conexión con el controlador, habilitar el motor del posicionador que se quiera mover y seleccionar dicho posicionador para moverlo.
 2. Indicar las posiciones del barrido. Esto se puede hacer de tres maneras distintas:
 - a) Mediante un barrido uniforme, definiendo el ángulo inicial, el incremento angular y el número de puntos en las cajas de texto de la pestaña `Barrido: inc. angular` (figura B.8).

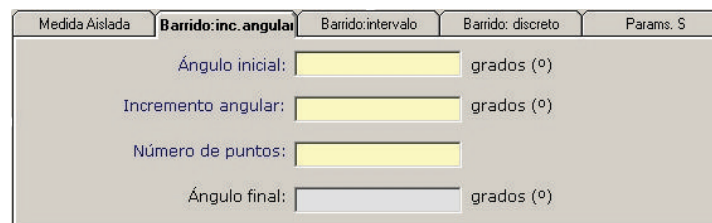


Figura B.8: Pestaña de `Barrido: inc. angular`

- b) Mediante un barrido uniforme, definiendo el ángulo inicial, el ángulo

final y el número de puntos en las cajas de texto de la pestaña **Barrido: intervalo** (figura B.9).

Figura B.9: Pestaña de *Barrido: intervalo*

c) Mediante puntos discretos, que se introducen con las cajas de texto y botones disponibles en la pestaña **Barrido: discreto** (figura B.10).

Figura B.10: Pestaña de *Barrido: discreto*

En cualquier caso, todos los ángulos estarán igualmente referidos a la posición que tuviese el posicionador seleccionado en el momento de ser enchufado el controlador.

3. Seleccionar en la pestaña **Params. S** los parámetros S que se quiera que el analizador mida y transfiera con un mismo y único barrido frecuencial.
4. Pulsar el botón **INICIAR BARRIDO**. Si no hay ninguna incidencia, se pedirán, por cada parámetro S seleccionado, los nombres con los que se quieran ir almacenando los archivos de texto que contendrán las trazas medidas. A continuación, comenzará el barrido y una vez alcanzada cada posición se realizará y transferirá la medida, se pondrá un sufijo relacionado con la posición actual al nombre elegido, se almacenará el archivo en disco y se representará la medida en la zona de representación de la interfaz.

Aparte de los botones para iniciar una medida o un barrido hay más elementos destacables en esta parte de la interfaz. Por un lado tenemos otro gran botón de **STOP!**

cuya función esta vez es la de cancelar la medida o barrido en curso. Hay un botón de **PERFIL ANGULAR** que al pulsarlo abre un cuadro de diálogo que permite seleccionar un barrido de los que se encuentren en la carpeta **Trazas**, una de las frecuencias a las que se realizó, y representar la variación angular del parámetro **S** medido (figura B.11). Si se intuye el resultado esperado, esto es útil para detectar si se ha producido algún error o ha habido alguna incidencia durante la medida.

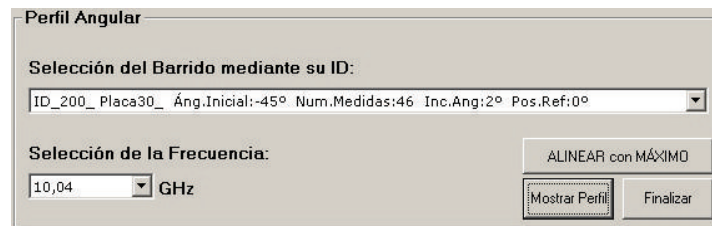


Figura B.11: Pestaña de Perfil angular



Figura B.12: Operación aplicada a la medida

Existe también la posibilidad de escoger una **Operación aplicada a la medida**. Como se puede ver en la figura B.12 hay tres posibilidades: **Ninguna**, **Resta** o **Suma**. Si se escoge **Ninguna** no ocurre nada y la medida se realiza normalmente. Si se escoge **Resta** o **Suma** se abre un cuadro de diálogo indicando que a continuación se va a proceder a seleccionar la traza que actuará como segundo operando. Acto seguido, el usuario es dirigido por defecto a la carpeta **Trazas** para elegir una de las trazas ya medidas. Esta traza se restará o sumará (dependiendo de la opción elegida), por cada punto en frecuencia, a las nuevas medidas que se realicen. Es habitual emplear esta funcionalidad de AnaCoBra 1.0 para hacer *background subtraction*. Es decir, en primer lugar se mide y almacena la traza del *background* (medida sin blanco en la instalación) y seguidamente se mide el blanco bajo test, restando en cada medida la traza de *background* recién guardada.

Por último, hay que añadir que toda la sincronización y toma de trazas se realiza haciendo uso del bus GPIB. Para utilizar esta vía de comunicación con el VNA es necesario instalar en el ordenador los drivers de la interfaz GPIB-USB-A de *National*

Instruments así como incluir en el proyecto, dentro del entorno de programación, los módulos NIGLOBAL.bas y VBIB32.bas. Cada vez que se inicia una medida aislada o un barrido, se ha programado que se establezca una conexión GPIB automática y transparente para el usuario, aunque si hay algún problema aparece un cuadro de diálogo notificando el error. El programa hace uso de los comandos SCPI suministrados por *Rohde & Schwarz* en el manual de programación del ZVA50 para hacer las consultas necesarias y configurar adecuadamente el analizador para la transferencia sincronizada de datos.

B.2.3. Menús

Para completar la descripción del programa se resume aquí el contenido de los menús que aparecen en la parte superior de la interfaz:

- Archivo
 - Guardar traza: Permite guardar en disco la traza que se esté mostrando en ese momento en la zona de representación.
 - Recuperar traza: Permite seleccionar una traza guardada en disco y mostrarla en la zona de representación.
 - Imprimir: Imprime la gráfica actualmente mostrada en la zona de representación.
 - Salir: Cierra todas las conexiones abiertas y sale del programa.
- Ver
 - Mostrar barra de estado: Permite mostrar u ocultar la barra de estado, ubicada en la parte de abajo de toda la interfaz.
 - Mostrar barra de tareas: Permite mostrar u ocultar la barra de tareas, compuesta por pequeños botones con iconos de acceso directo a las funciones de `Imprimir`, `Recuperar traza`, `Guardar traza`, `Configuración gráfica` y `Salir`. Está ubicada justo debajo de los menús.
- Configuración
 - Configuración gráfica: Al seleccionar esta opción se abre un cuadro de diálogo que permite personalizar la zona de representación (figura B.13).

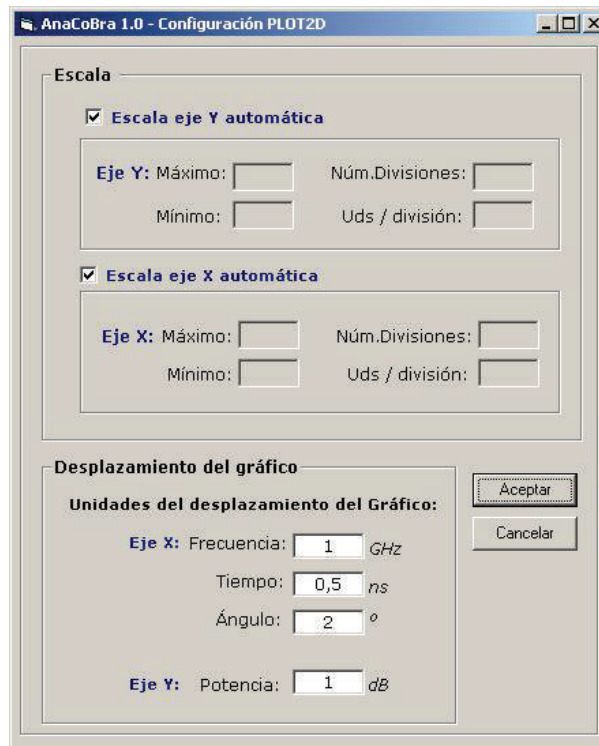


Figura B.13: Configuración gráfica

- Configuración de posicionadores: Al seleccionar esta opción se abre un cuadro de diálogo que permite personalizar algunos parámetros relativos al movimiento de los posicionadores (figura B.14).
- Demos: Al seleccionar cualquiera de las opciones que se listan a continuación, se abre un cuadro de diálogo en el que se puede iniciar una demostración de las posibilidades de movimiento del sistema de posicionamiento.
 - Demo 1: Consiste en 4 repeticiones del movimiento simultáneo de los cuatro ejes del sistema entre 40° y -40° , cada uno a su velocidad máxima permitida.
 - Demo 2: Se trata del mismo movimiento que en la opción anterior, pero esta vez éste no se detiene hasta que se pulsa el botón de **Finalizar**.
 - Demo 3: Con esta opción el movimiento tampoco se detiene hasta que se pulsa el botón de **Finalizar**. La mesa y el posicionador de blanco se mueven entre 0° y 180° y los brazos entre 0° y 90° . Cada eje a su velocidad máxima permitida (figura B.15).

B. Control del sistema de medida

The screenshot shows a software window titled "AnaCoBra 1.0 - Configuración personalizada de posicionadores". It contains four panels for configuring different axes:

- Eje X (Mesa):** Aceleración (AC) 54600, Deceleración (DC) 54600, Lim. Deceleración (DL) 1000000, Velocidad (SP) 136500.
- Eje Y (Brazo Externo):** Aceleración (AC) 54600, Deceleración (DC) 54600, Lim. Deceleración (DL) 1000000, Velocidad (SP) 136500.
- Eje Z (Blanco):** Aceleración (AC) 54600, Deceleración (DC) 54600, Lim. Deceleración (DL) 1000000, Velocidad (SP) 136500.
- Eje W (Brazo Interno):** Aceleración (AC) 54600, Deceleración (DC) 54600, Lim. Deceleración (DL) 1000000, Velocidad (SP) 136500.

At the bottom, there are two buttons: "Cancelar" and "Aceptar".

Figura B.14: Configuración de posicionadores

The screenshot shows a software window titled "AnaCoBra 1.0 - Demo 3". It displays the following text:

Demo 3

- Movimiento de la mesa y el blanco entre 0° y 180° .
- Movimiento de los brazos entre 0° y 90° .
- Cada eje a su velocidad máxima.
- Se repite hasta que se pulse en "Finalizar"

At the bottom, there are three buttons: "Cancelar", "Finalizar", and "Aceptar".

Figura B.15: Demo 3

Apéndice C

Feature Selective Validation

La herramienta FSV es una aplicación informática que implementa la teoría del mismo nombre [210,211]. Se trata de un trabajo conjunto de tres grupos:

- *Applied Electromagnetic Group* de la Universidad Monfort, Leicester, Reino Unido.
- *UAq EMC Laboratory* de la Universidad de L'Aquila, L'Aquila, Italia.
- *UMR EMC Laboratory* de la Universidad de Missouri-Rolla, Rolla, Estados Unidos.

El objetivo es cuantificar la comparación entre medidas y simulaciones obtenidas mediante electromagnetismo computacional, replicando las percepciones visuales de los ingenieros. Así, FSV ofrece tres figuras de mérito de la comparación entre dos conjuntos de datos: ADM (*Amplitude Difference Measure*), FDM (*Feature Difference Measure*) y GDM (*Global Difference Measure*), siendo esta última una combinación de las dos anteriores. Todas ellas toman un valor numérico que puede ir de 0 a infinito y que se puede traducir a un descriptor de lenguaje natural, según la relación que aparece en la tabla C.1¹. Por otro lado, estas figuras de mérito se pueden presentar de tres maneras distintas:

- ADM_i , FDM_i , GDM_i . Es una representación punto a punto de cada una de ellas. Permite al usuario analizar los datos resultantes con más detalle, con el propósito de comprender el origen de una posible mala comparación.

¹Esta tabla es la misma que aparece en el capítulo 4 (tabla 4.5), pero se repite aquí por completitud y comodidad.

- ADM_c , FDM_c , GDM_c . Esta manera consiste en representar histogramas con la proporción de análisis punto a punto de estos tres componentes que caen dentro de cada una de las seis categorías de descriptores en lenguaje natural. Permite hacerse una idea de la confianza de la comparación.
- ADM_{tot} , FDM_{tot} , GDM_{tot} . Es la media aritmética de las comparaciones punto a punto ADM_i , FDM_i , GDM_i y se convierte en la manera más sintética de dar una valoración final de la comparación

| Valor numérico de ADM, FDM o GDM | Interpretación en lenguaje humano |
|----------------------------------|-----------------------------------|
| De 0 a 0.1 | Excellent |
| De 0.1 a 0.2 | Very Good |
| De 0.2 a 0.4 | Good |
| De 0.4 a 0.8 | Fair |
| De 0.8 a 1.6 | Poor |
| De 1.6 a Infinito | Very Poor |

Tabla C.1: Interpretación de los valores numéricos de los parámetros de FSV

FSV lee los dos archivos de datos que se quieren comparar y los interpola, si es necesario, sobre un dominio común, para que los puntos del eje de abscisas coincidan y se esté comparando lo mismo. A continuación se descomponen los datos originales en información de tendencia y de característica. Para ello se realiza un filtrado paso bajo y paso alto, es decir, se aplica una transformada de Fourier y se separa la porción de alta y baja frecuencia mediante enventanado. Esas porciones se devuelven al dominio original mediante una transformada inversa y así se obtienen las versiones filtradas de los datos originales. Diversas combinaciones de estos datos filtrados y de sus derivadas llevan a las figuras de mérito ADM y FDM que se pueden combinar para producir la GDM. Para detalles más específicos se remite al lector a las referencias [210, 211].

En las figuras C.1 y C.2 se enseñan, como ejemplo, las representaciones punto a punto y el histograma para la figura de mérito ADM (ADM_i y ADM_c respectivamente). Se corresponden a la comparación entre medidas y simulaciones con HFSS-IE para el corte de recepción en $\phi = 0^\circ$ de la figura 4.47 del capítulo 4, que es, además, la primera que aparecerá a continuación. En efecto, en las secciones siguientes de este apéndice se muestran los resultados medios totales y los histogramas obtenidos al utilizar esta

herramienta para comparar las medidas y simulaciones conseguidas con HFSS-IE en el capítulo 4. En todos los apartados aparece una primera figura con los datos de entrada, donde las simulaciones van en color azul (etiquetadas como *Data 1*) y las medidas en color rojo (etiquetadas como *Data 2*).

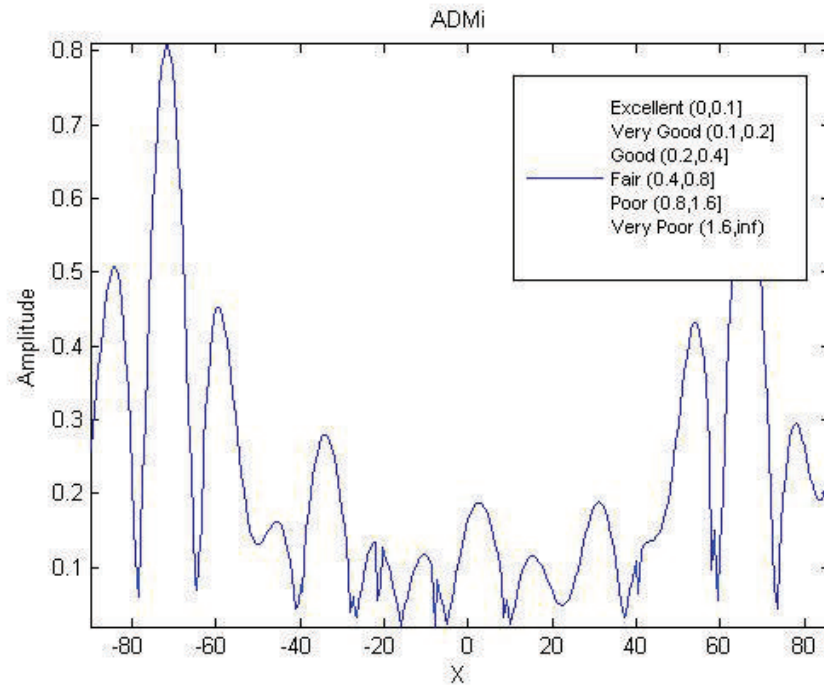


Figura C.1: Ejemplo de representación punto a punto (ADM_i)

C. Feature Selective Validation

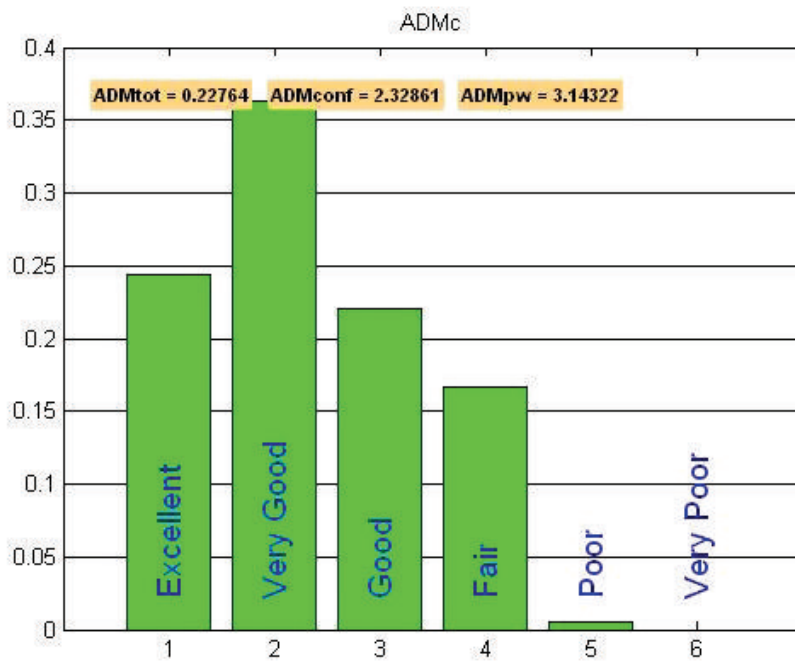


Figura C.2: Ejemplo de histograma (ADMc)

C.1. Cubo

C.1.1. Recepción $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1

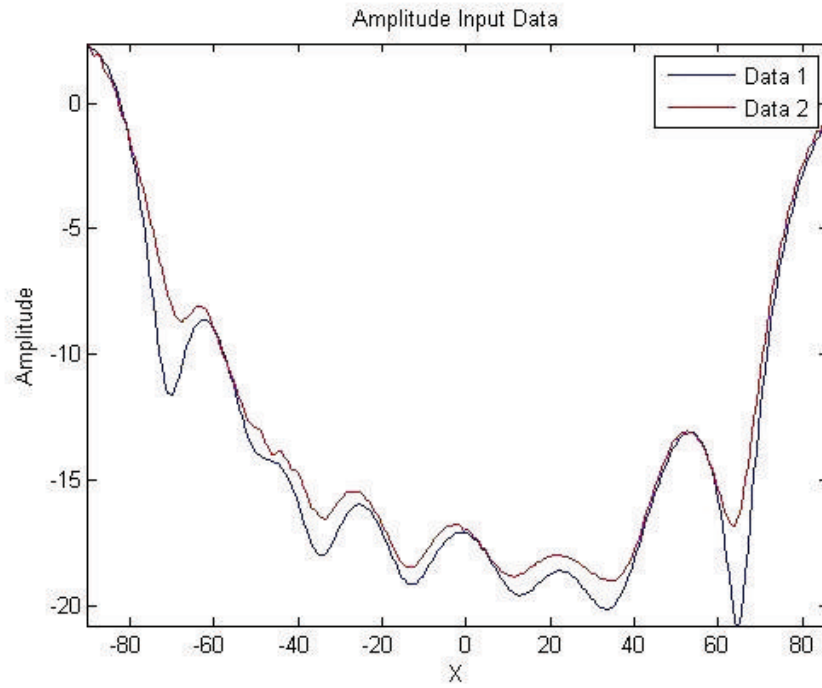


Figura C.3: Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.22764 | <i>Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.36678 | <i>Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.46353 | <i>Fair</i> |

Tabla C.2: Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Resumen FSV

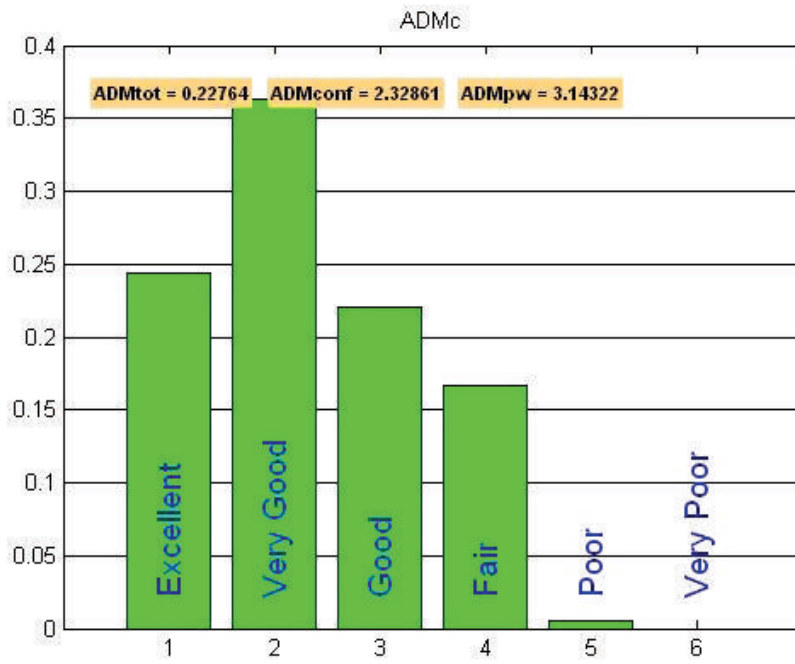


Figura C.4: Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc

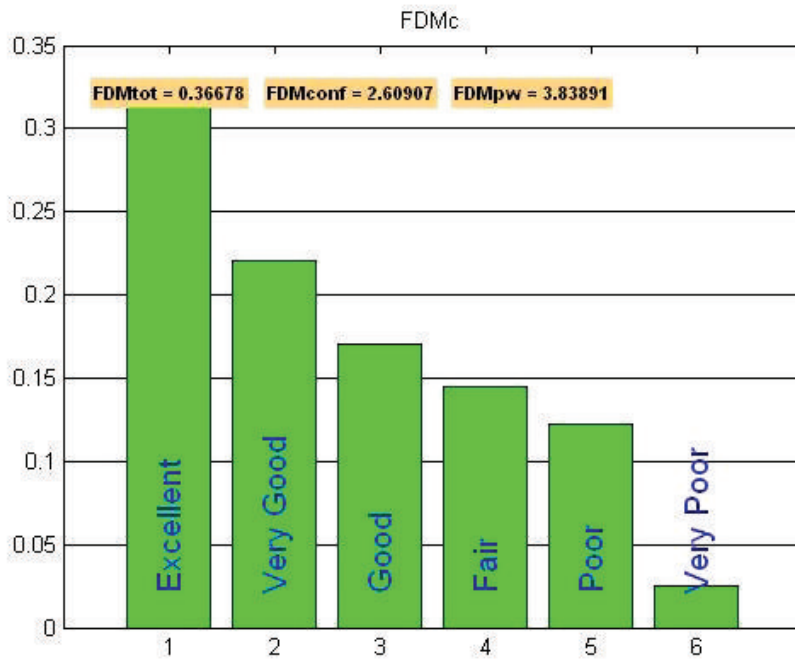


Figura C.5: Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. FDMc

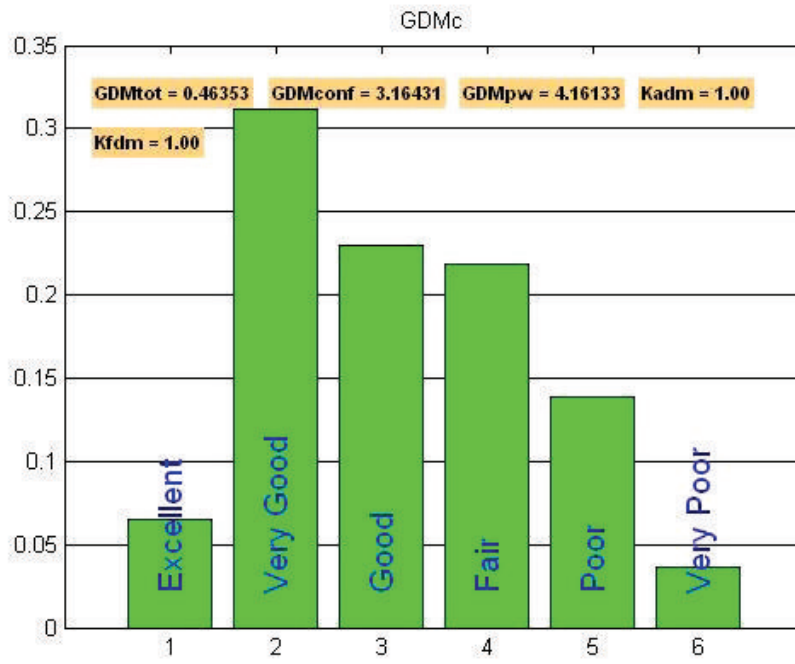


Figura C.6: Cubo. Recepción en $\phi = 0^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. GDMc

C.1.2. Recepción $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1

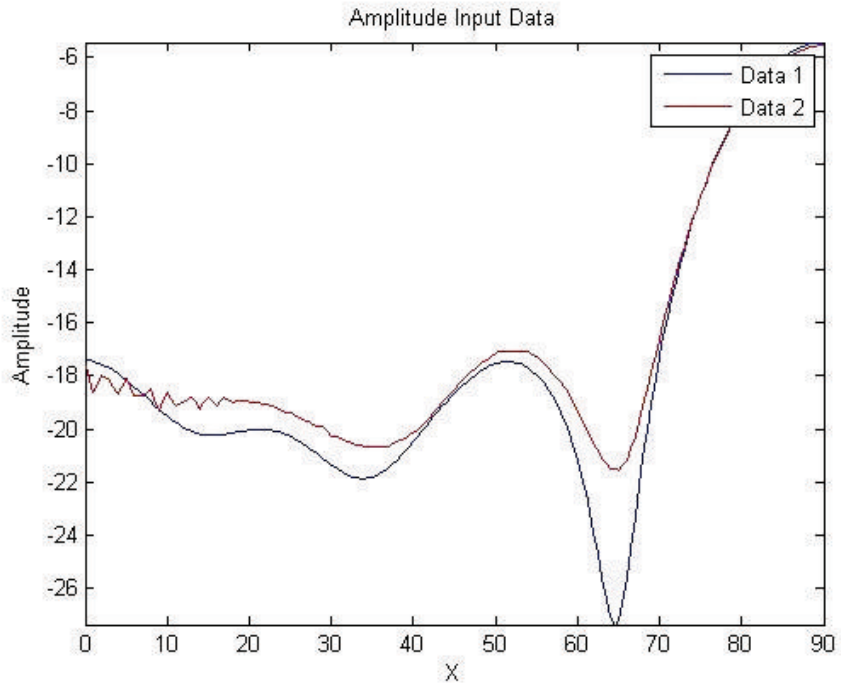


Figura C.7: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.28020 | <i>Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.26369 | <i>Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.42737 | <i>Fair</i> |

Tabla C.3: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Resumen FSV

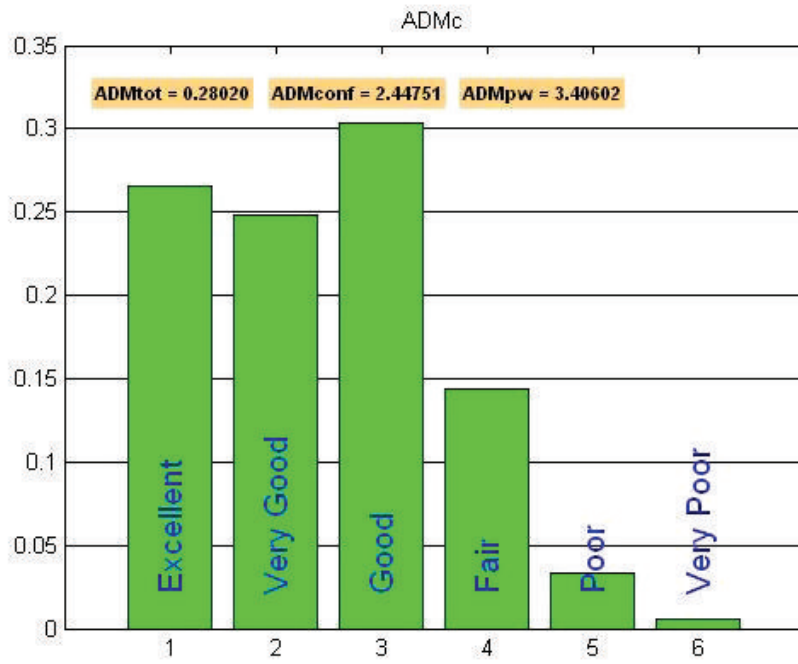


Figura C.8: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc

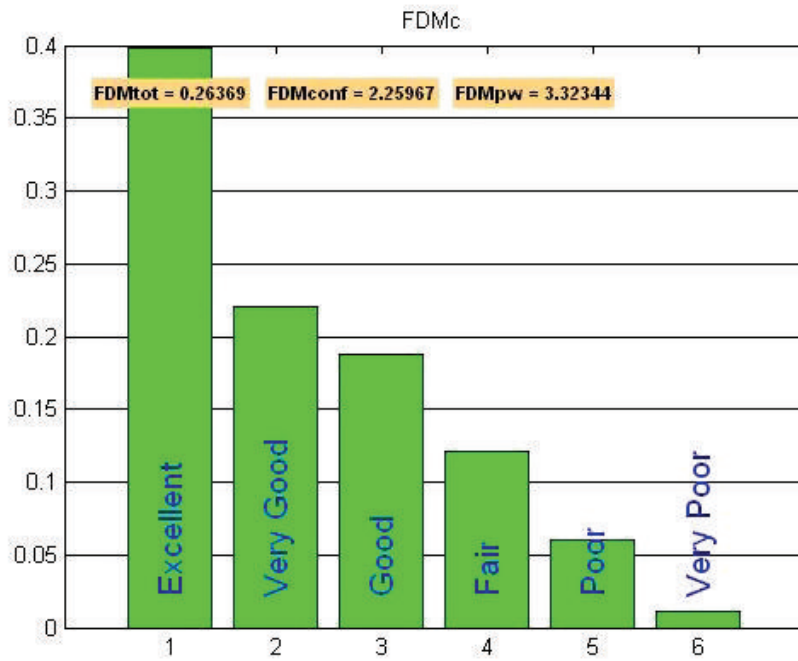


Figura C.9: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. FDMc

C. Feature Selective Validation

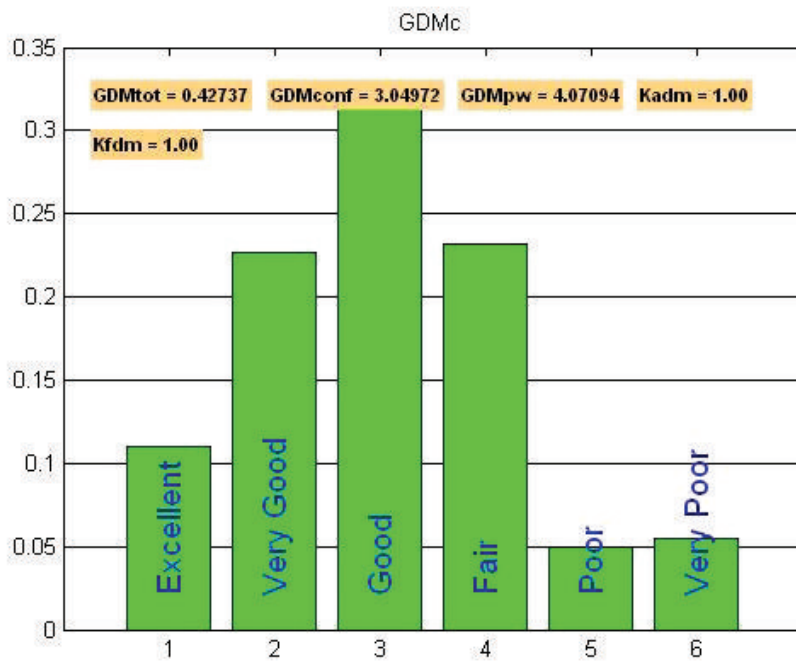
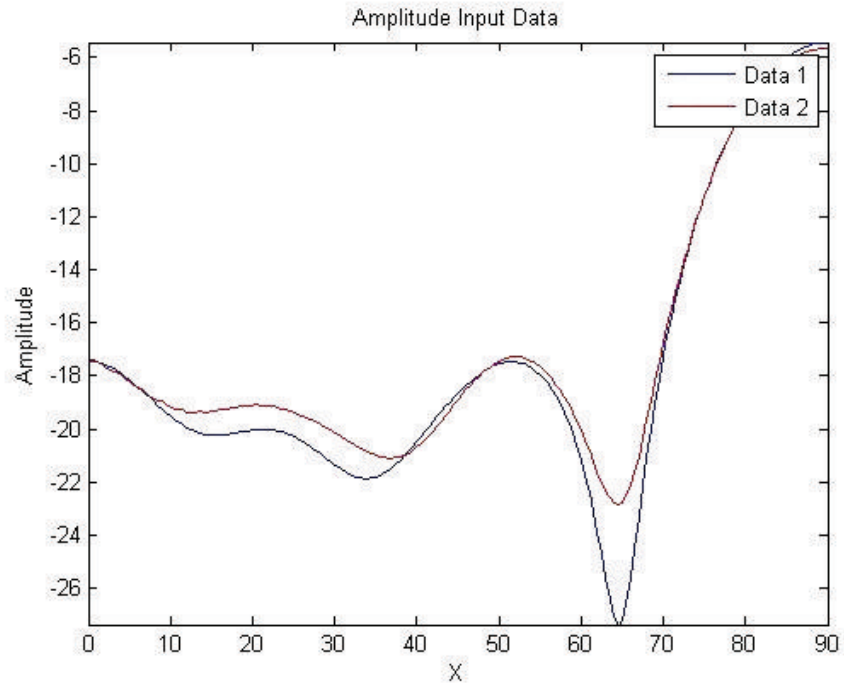


Figura C.10: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. GDMc

C.1.3. Recepción $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2Figura C.11: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.20744 | <i>Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.18336 | <i>Very Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.28437 | <i>Good</i> |

Tabla C.4: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Resumen FSV

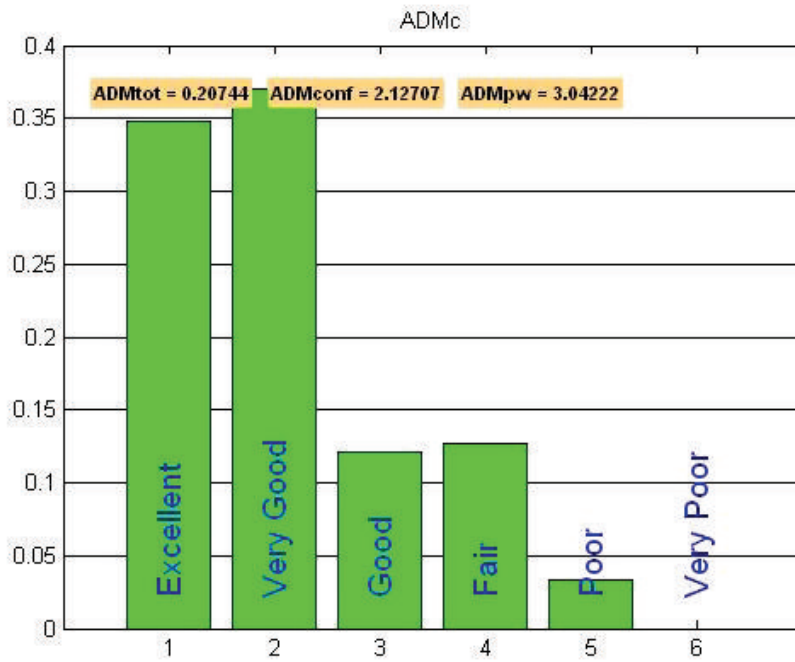


Figura C.12: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. ADMc

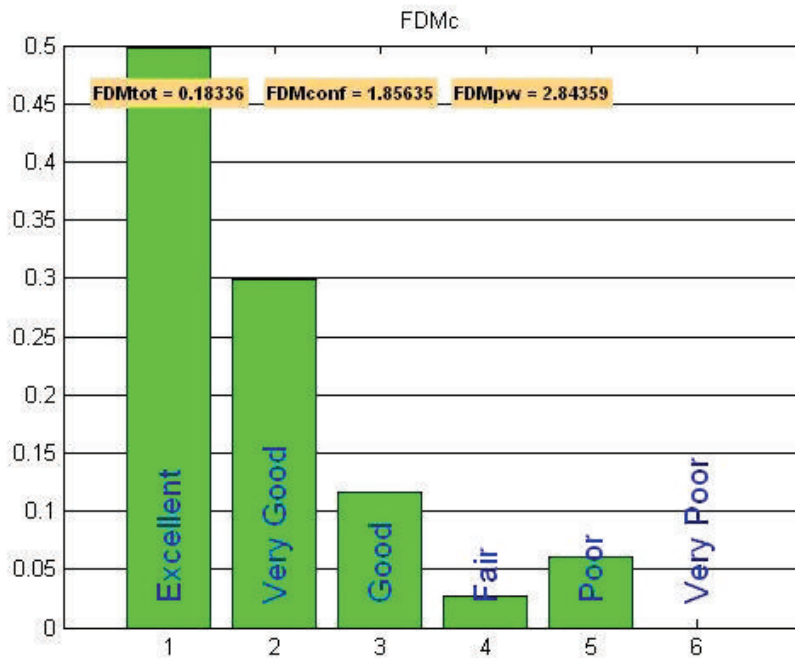


Figura C.13: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. FDMc

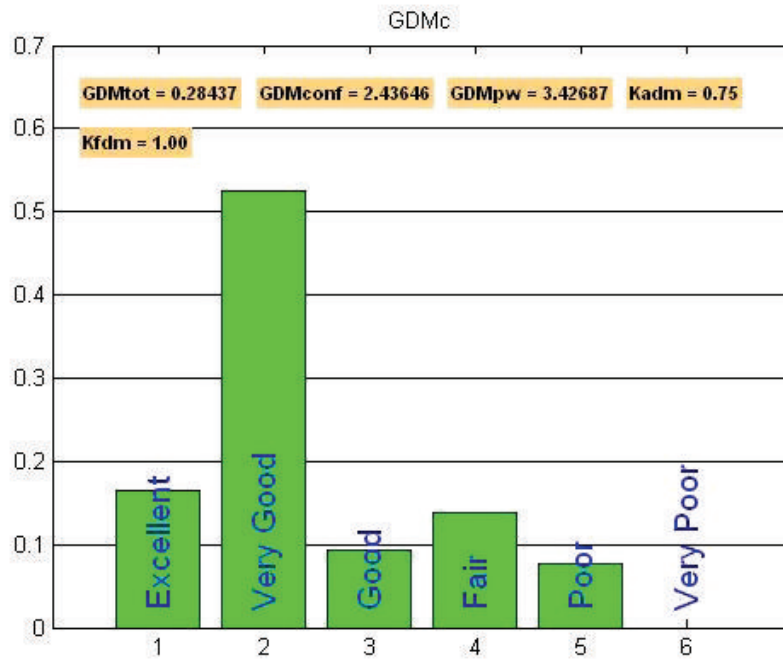


Figura C.14: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. GDMc

C.1.4. Recepción $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1

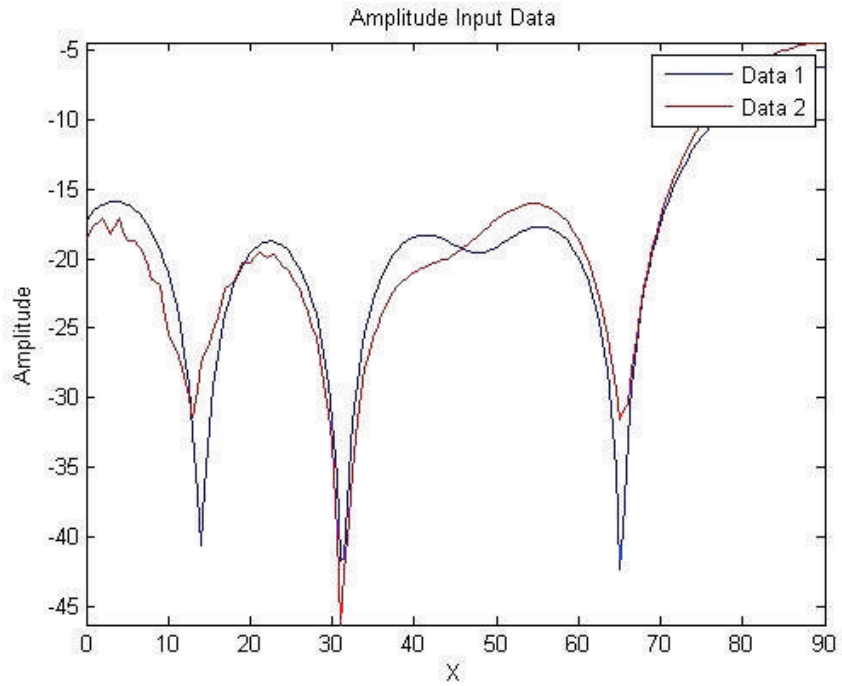


Figura C.15: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.21110 | Good |
| FDM_{tot} | 0.33741 | Good |
| GDM_{tot} | 0.39322 | Good |

Tabla C.5: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. Resumen FSV

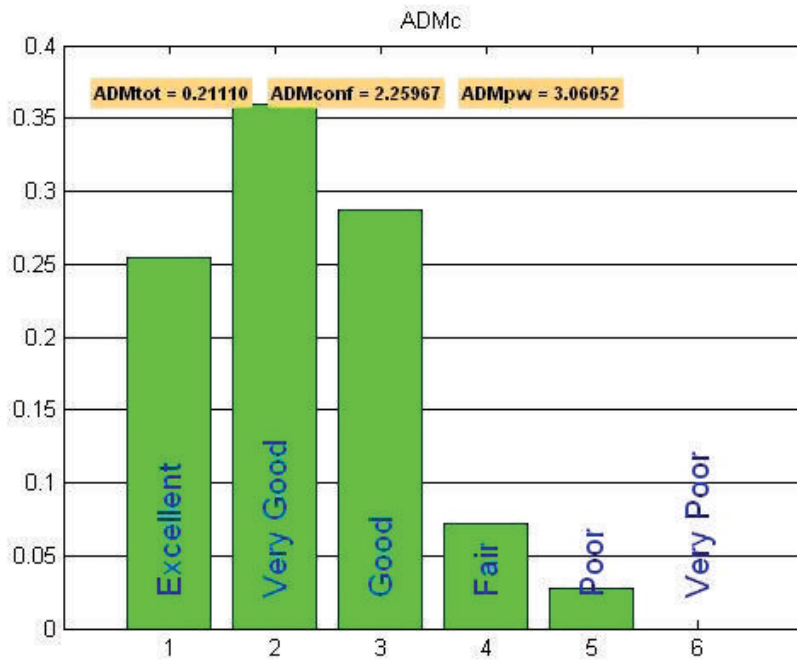


Figura C.16: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. ADMc

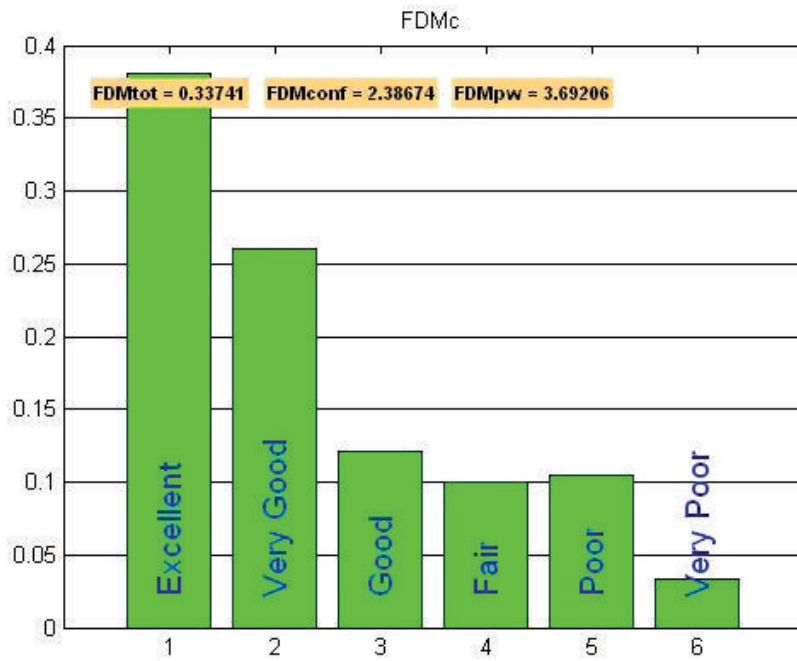


Figura C.17: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. FDMc

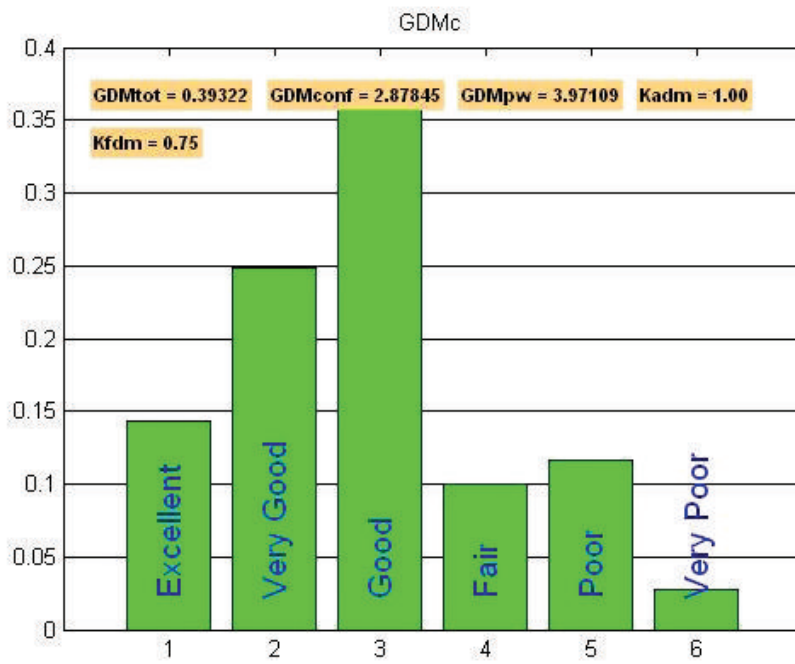


Figura C.18: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. GDMc

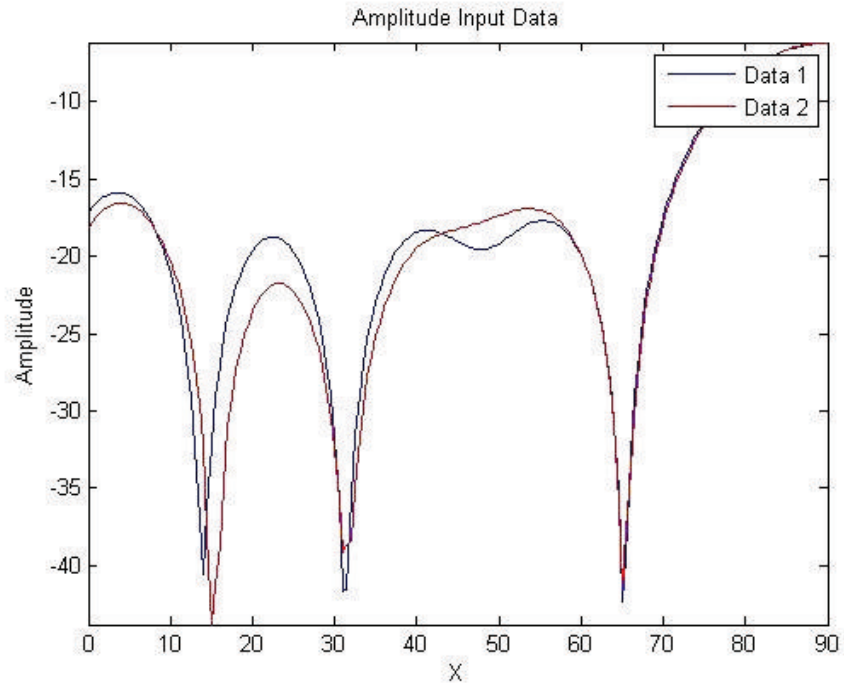
C.1.5. Recepción $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2

Figura C.19: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.15327 | Very Good |
| FDM_{tot} | 0.19340 | Very Good |
| GDM_{tot} | 0.27526 | Good |

Tabla C.6: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. Resumen FSV

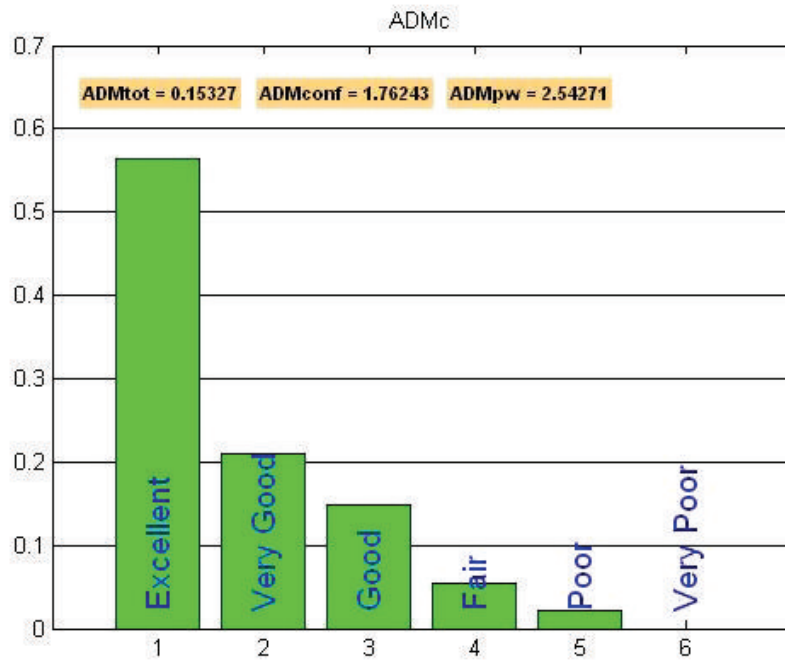


Figura C.20: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. ADMc

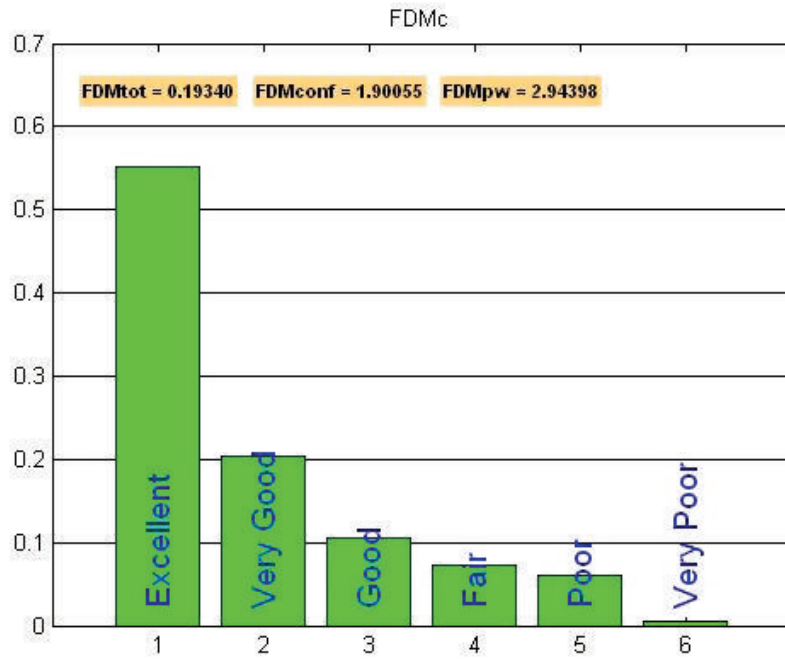


Figura C.21: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. FDMc

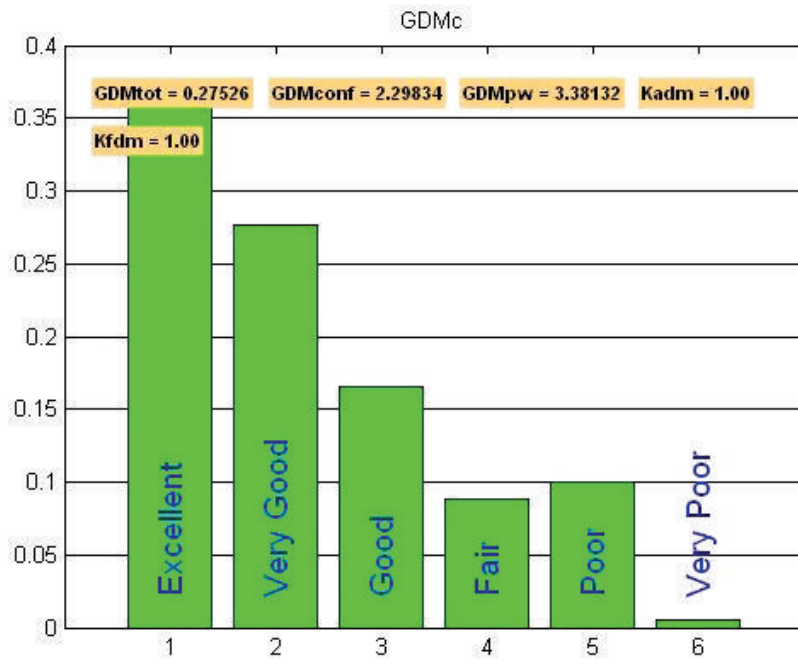


Figura C.22: Cubo. Recepción en $\phi = 15^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. GDMc

C.1.6. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1

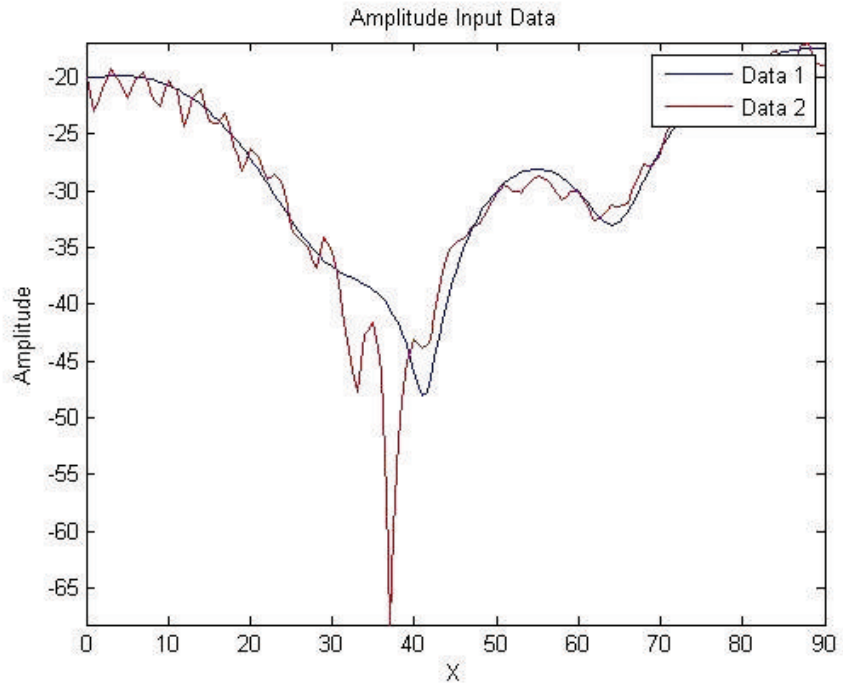


Figura C.23: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.40879 | <i>Fair</i> |
| FDM_{tot} | 0.69108 | <i>Fair</i> |
| GDM_{tot} | 0.80175 | <i>Poor</i> |

Tabla C.7: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. Resumen FSV

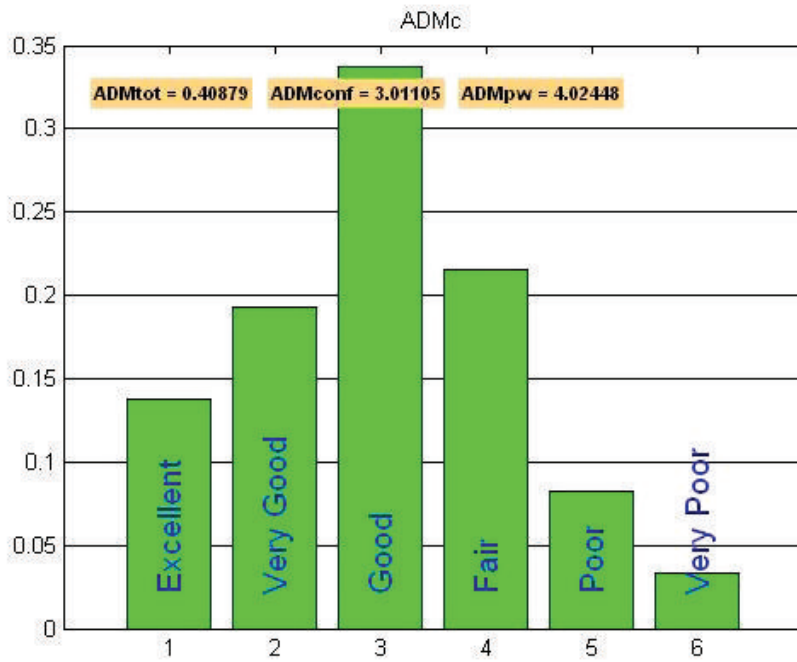


Figura C.24: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. ADMc

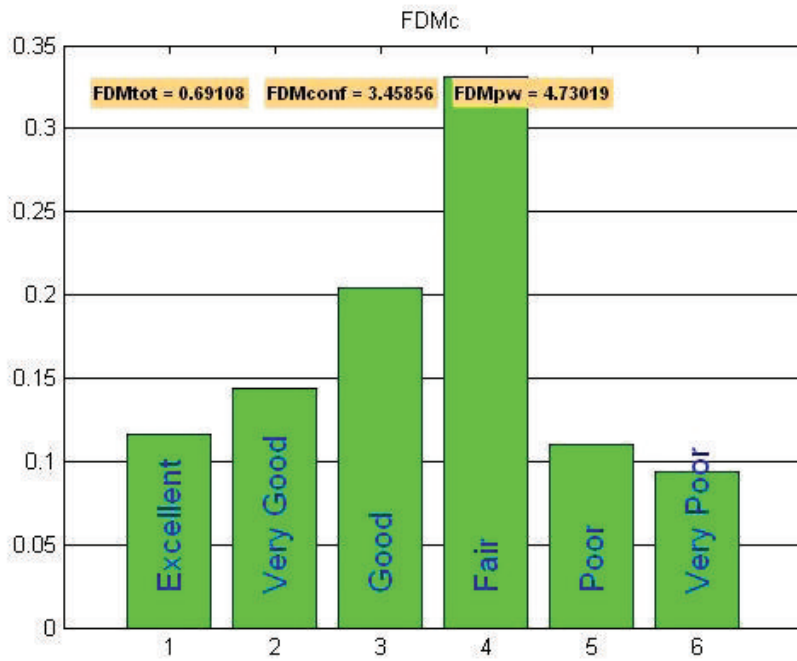


Figura C.25: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. FDMc

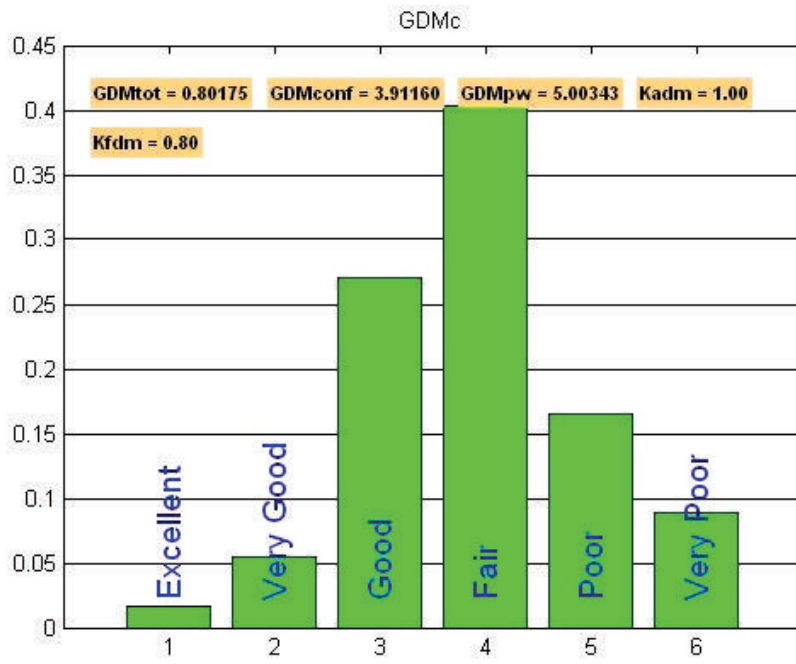
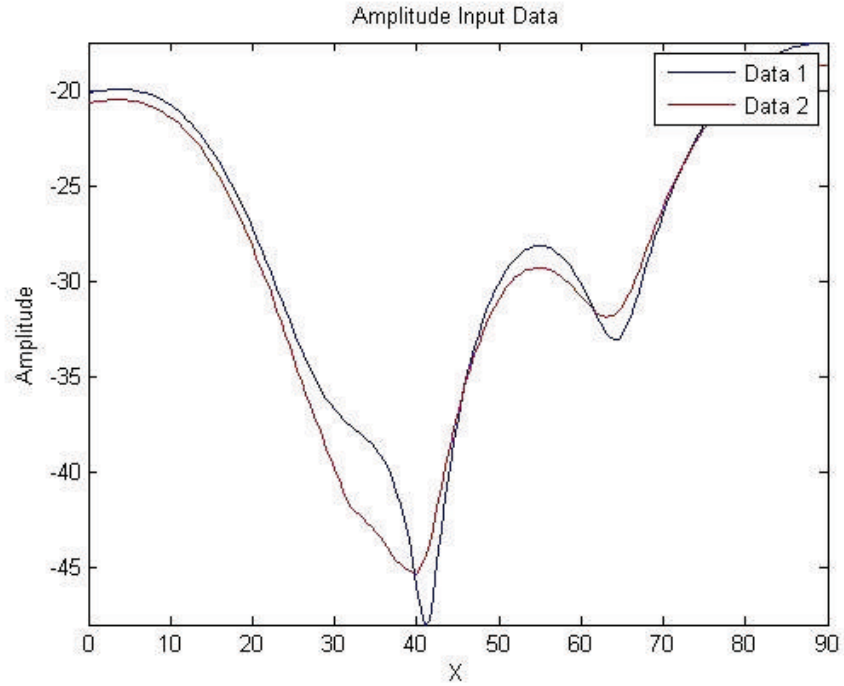


Figura C.26: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 1. GDMc

C.1.7. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2Figura C.27: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.33945 | <i>Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.55850 | <i>Fair</i> |
| GDM_{tot} | 0.71578 | <i>Fair</i> |

Tabla C.8: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. Resumen FSV

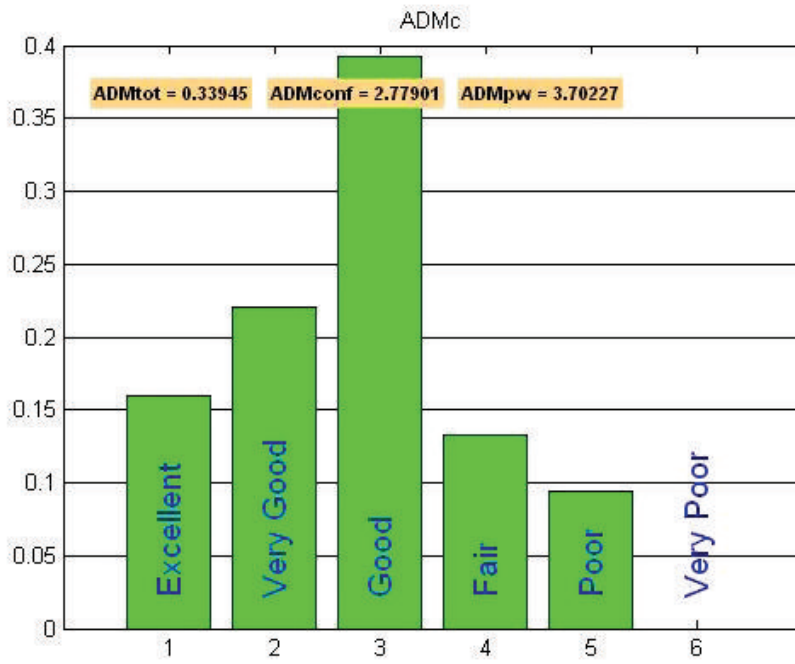


Figura C.28: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. ADMc

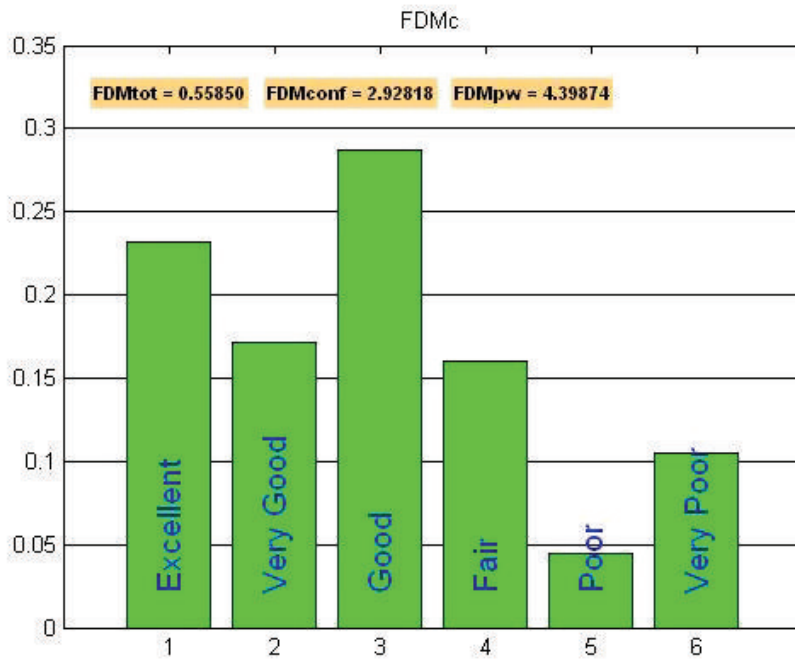


Figura C.29: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. FDMc

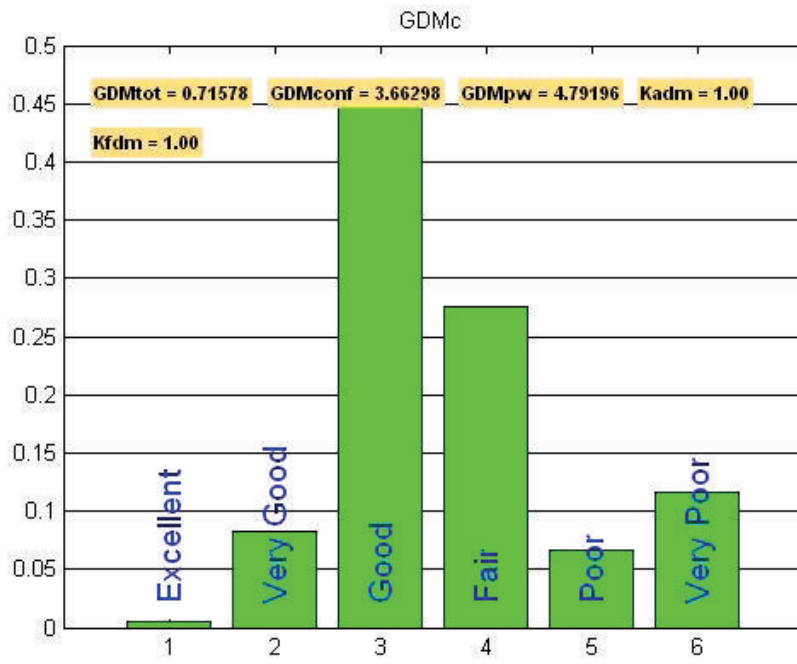


Figura C.30: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 2. GDMc

C.1.8. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3

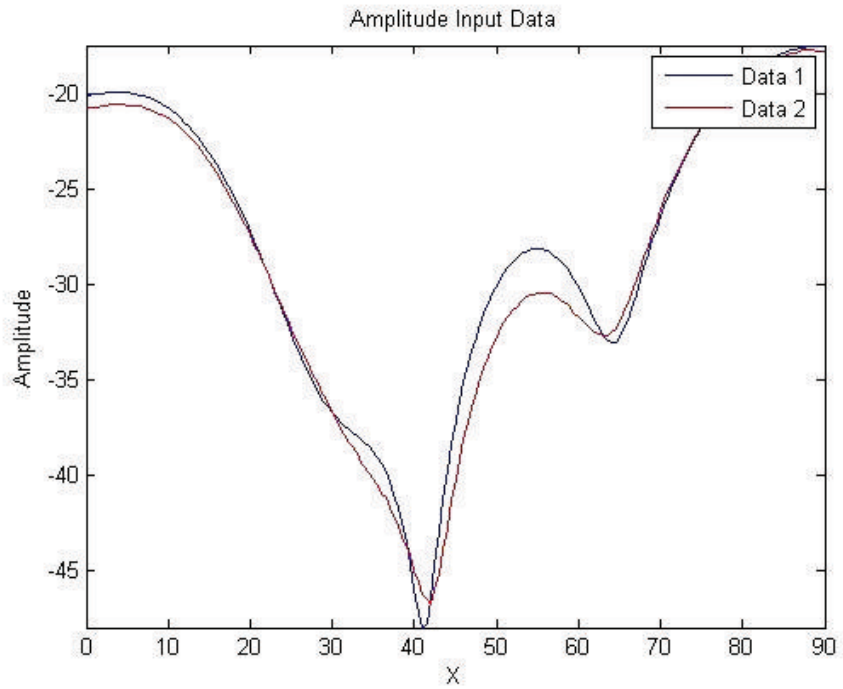


Figura C.31: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.14642 | <i>Very Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.28780 | <i>Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.31385 | <i>Good</i> |

Tabla C.9: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. Resumen FSV

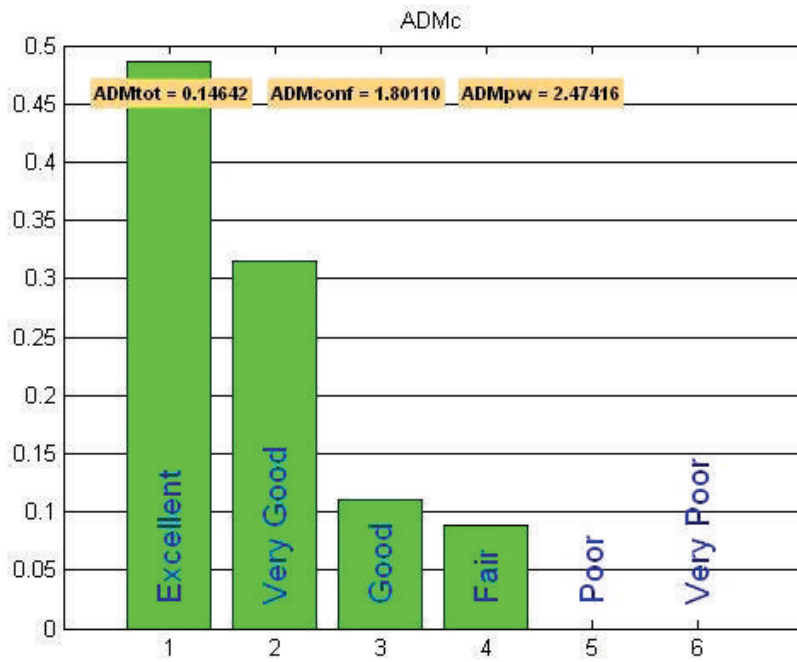


Figura C.32: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. ADMc

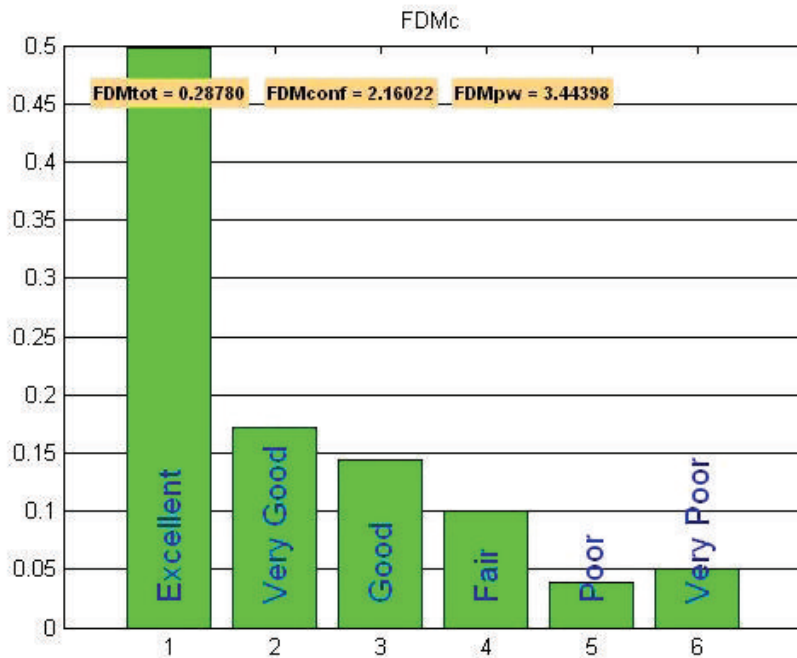


Figura C.33: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. FDMc

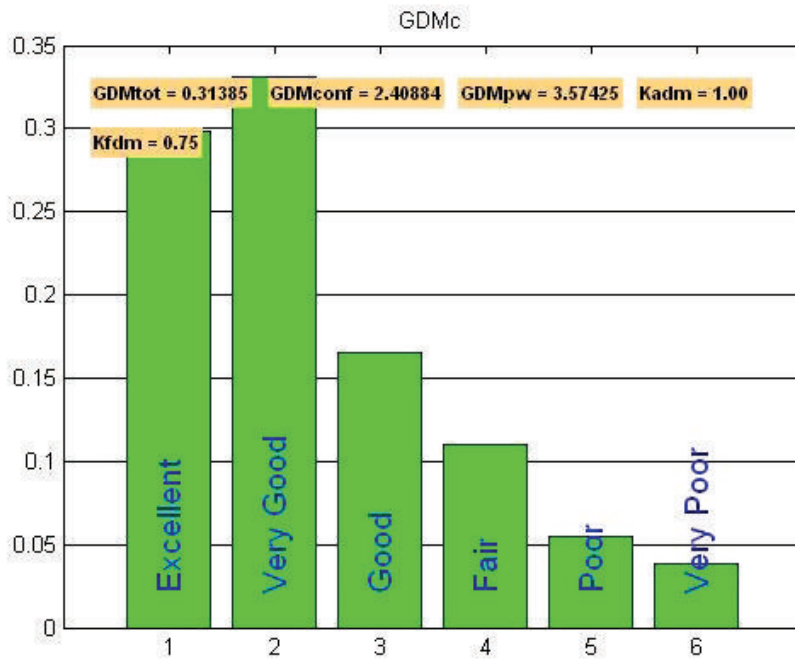


Figura C.34: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 3. GDMc

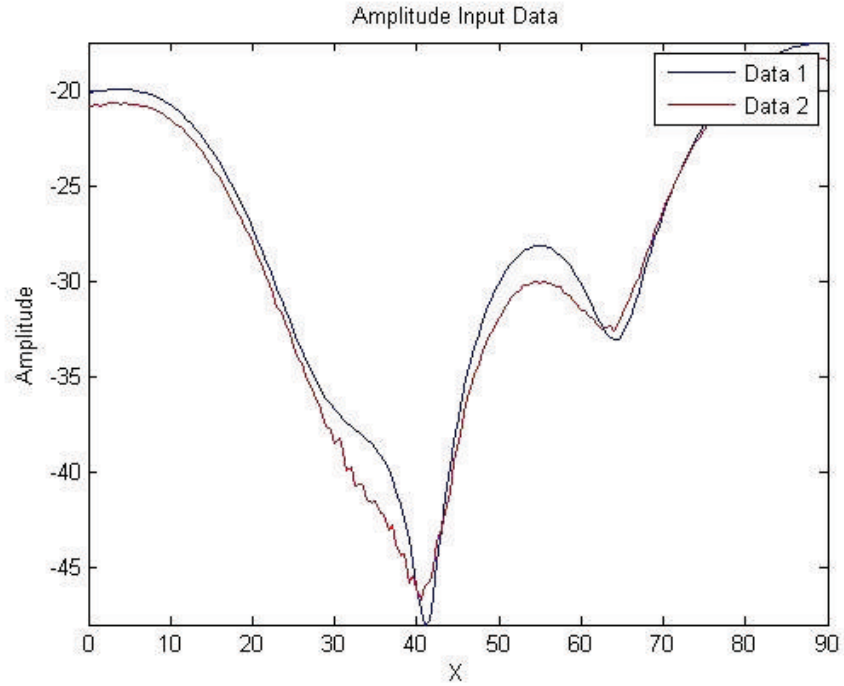
C.1.9. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4

Figura C.35: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.21113 | <i>Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.28665 | <i>Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.35886 | <i>Good</i> |

Tabla C.10: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. Resumen FSV

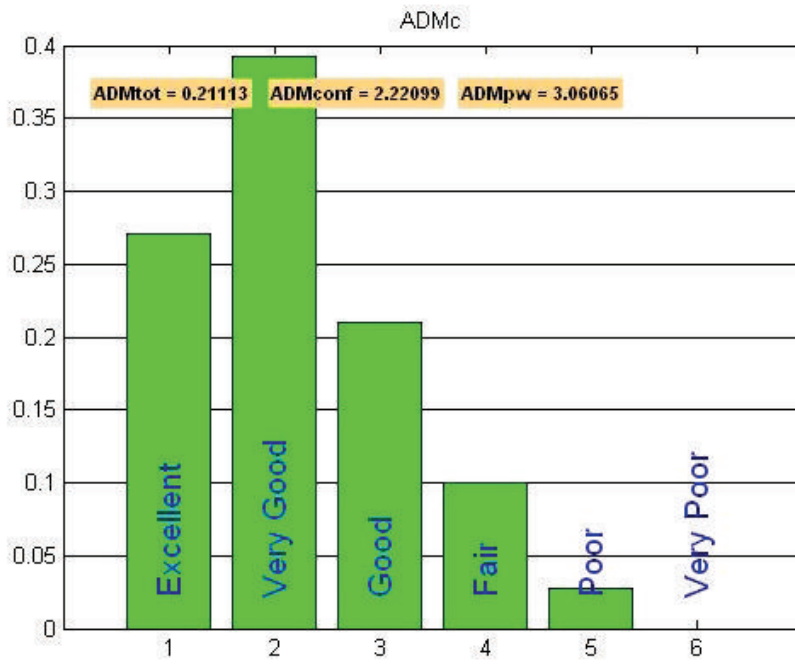


Figura C.36: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. ADMc

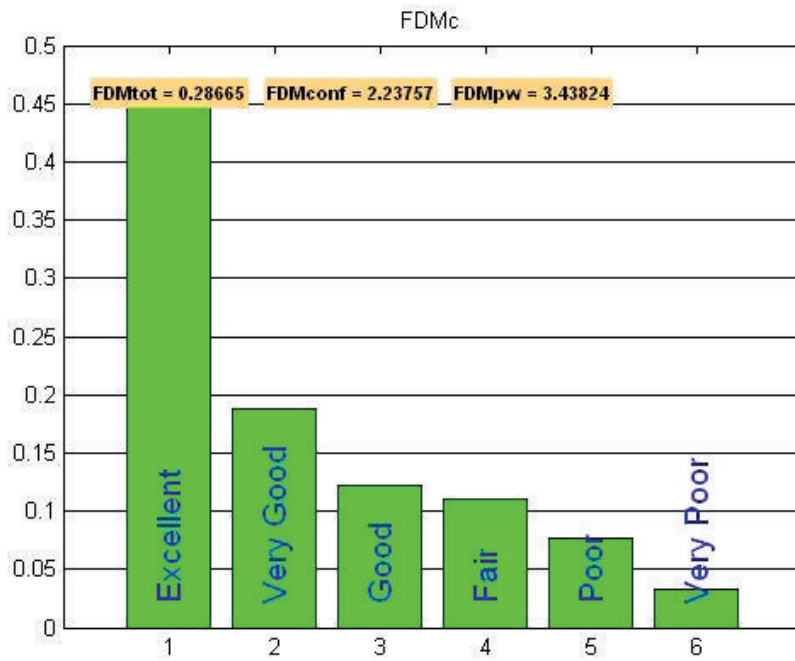


Figura C.37: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. FDMc

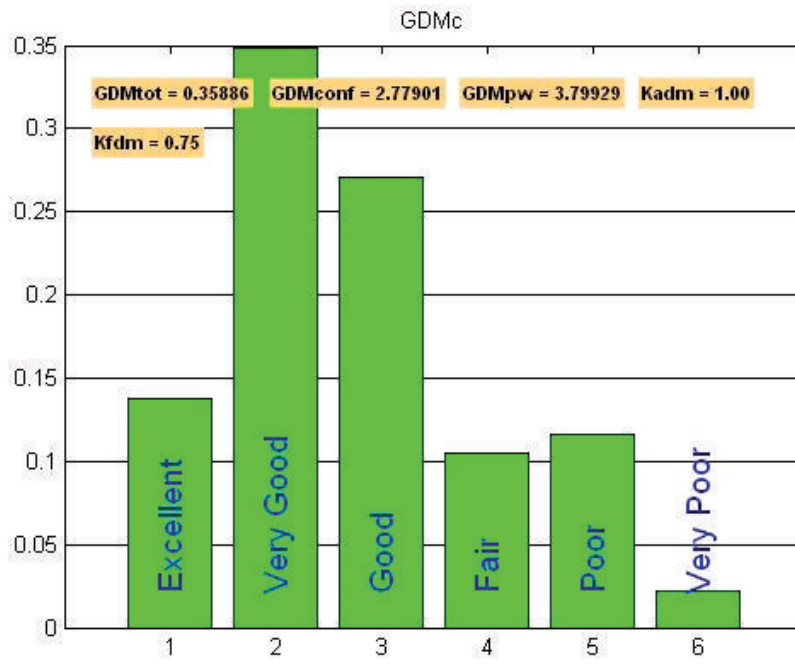


Figura C.38: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Medida 4. GDMc

C.1.10. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1

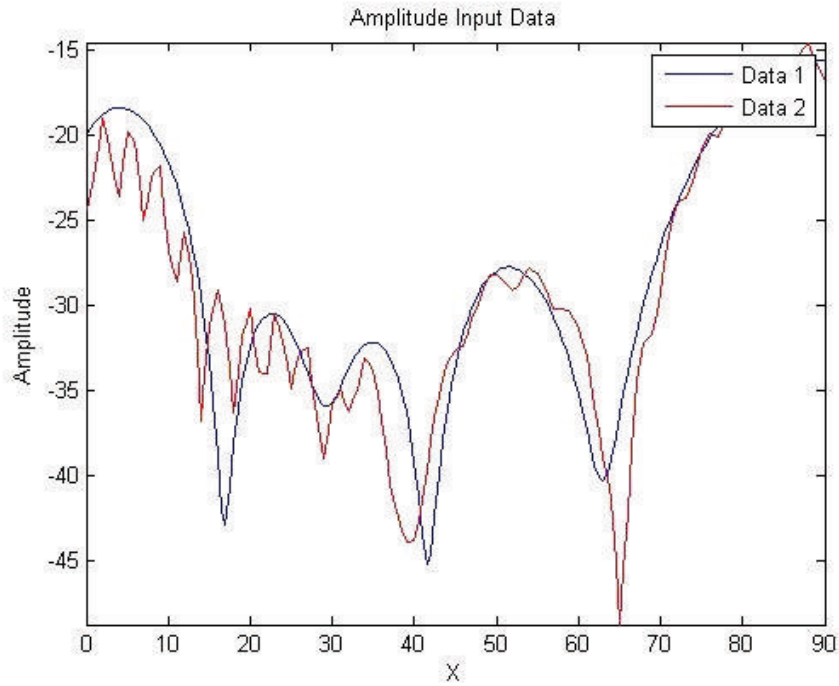


Figura C.39: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.35201 | <i>Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.56095 | <i>Fair</i> |
| GDM_{tot} | 0.72343 | <i>Fair</i> |

Tabla C.11: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. Resumen FSV

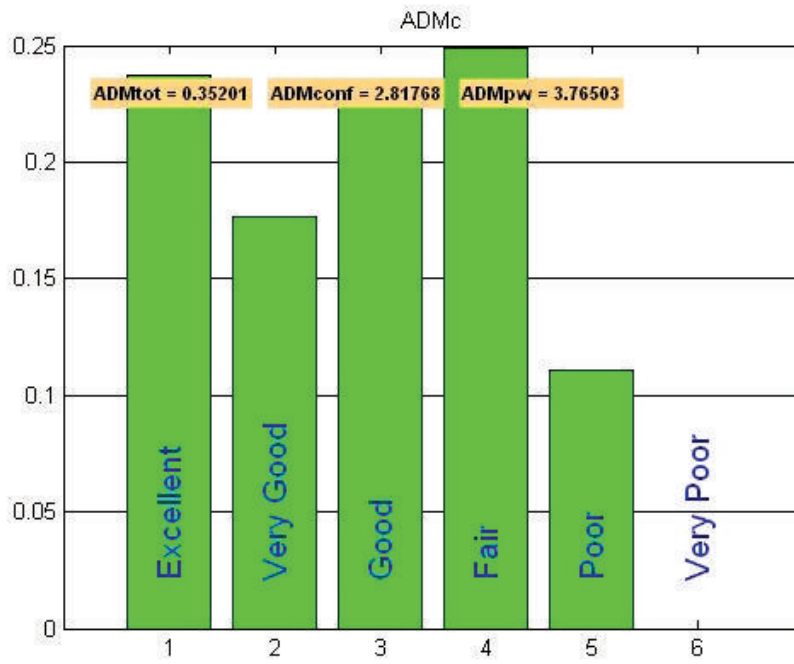


Figura C.40: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. ADMc

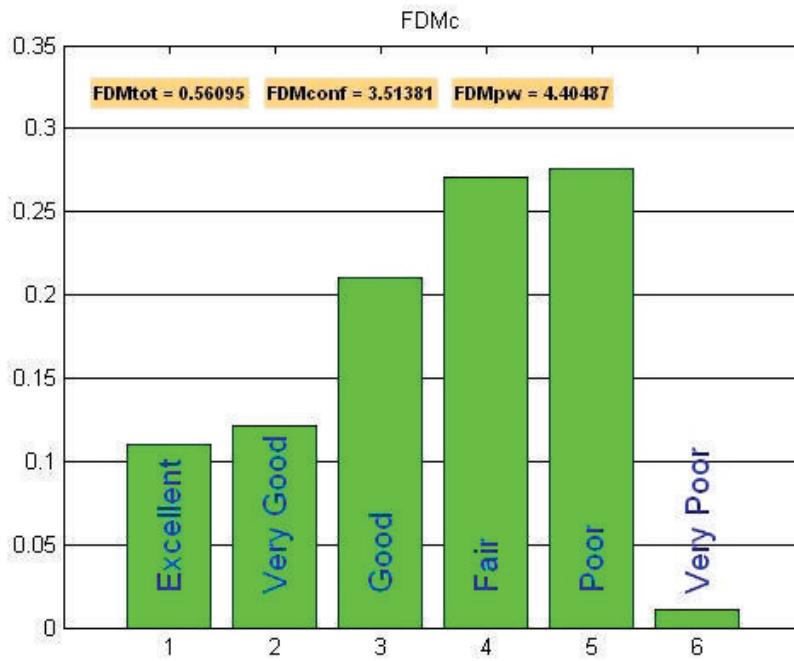


Figura C.41: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. FDMc

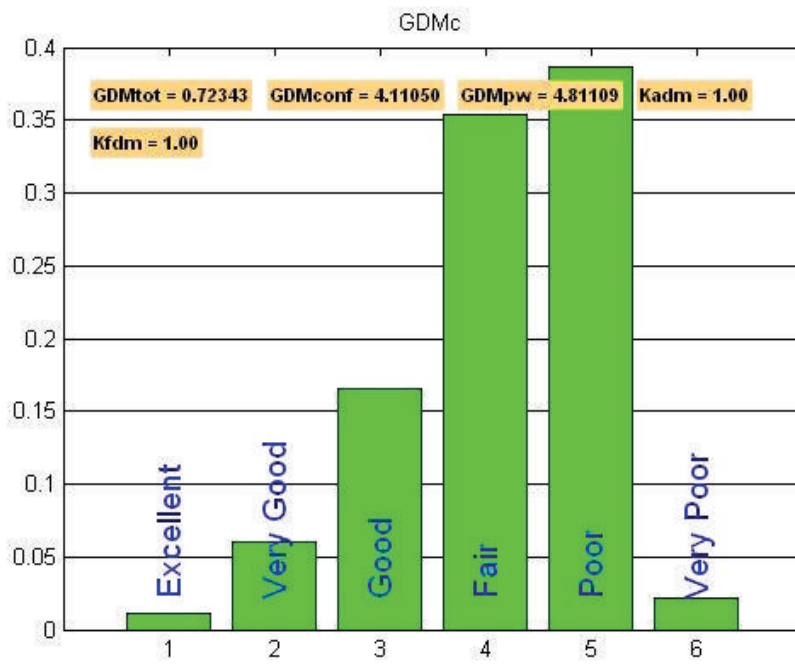


Figura C.42: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 1. GDMc

C.1.11. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2

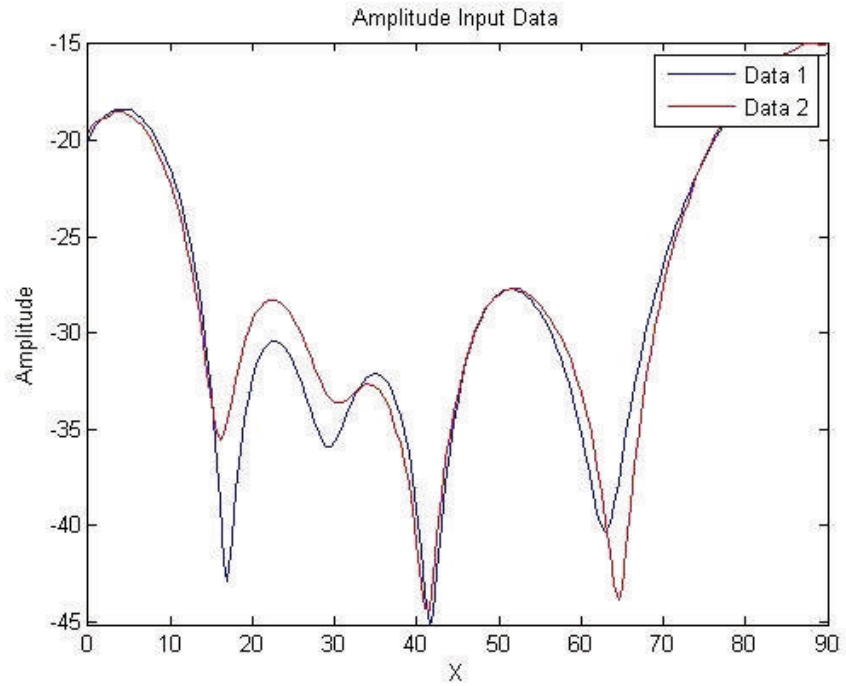


Figura C.43: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.17760 | <i>Very Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.35473 | <i>Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.38159 | <i>Good</i> |

Tabla C.12: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. Resumen FSV

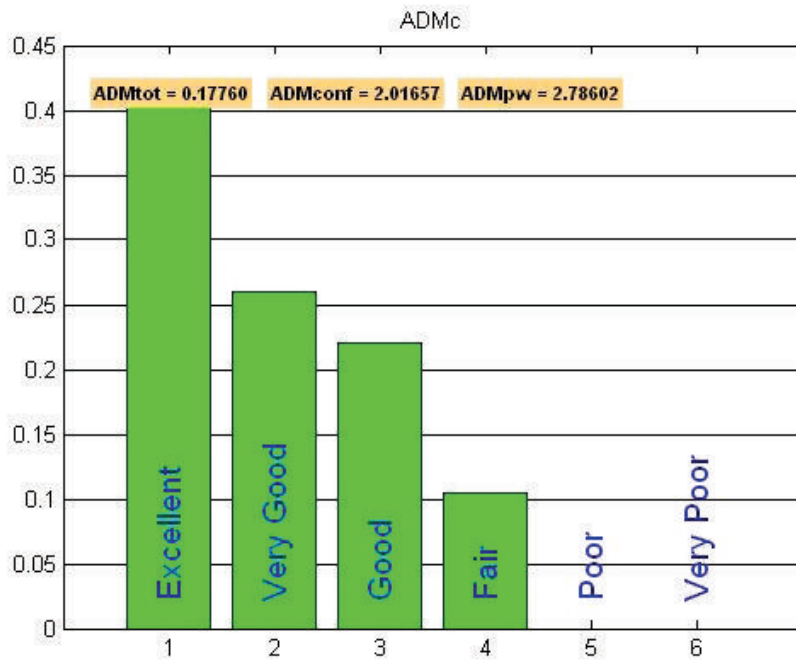


Figura C.44: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. ADMc

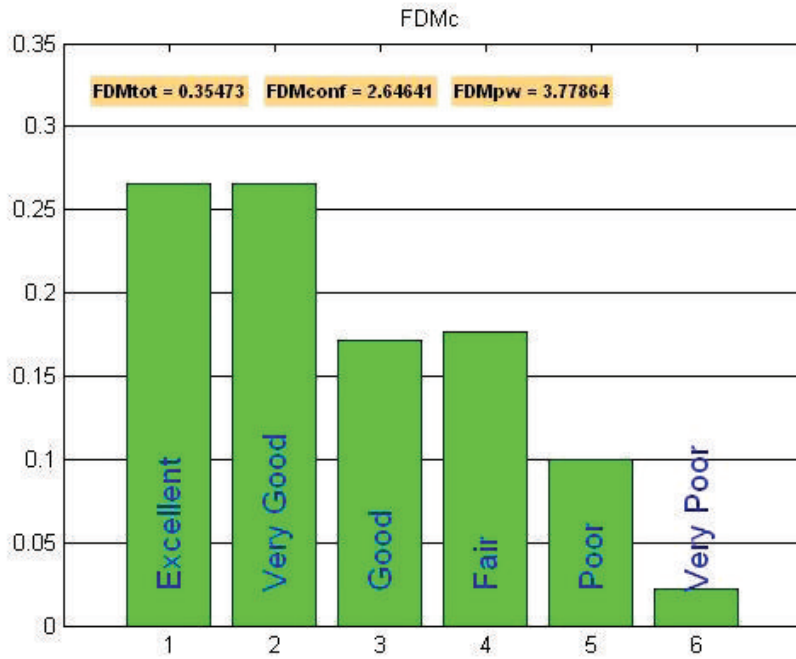


Figura C.45: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. FDMc

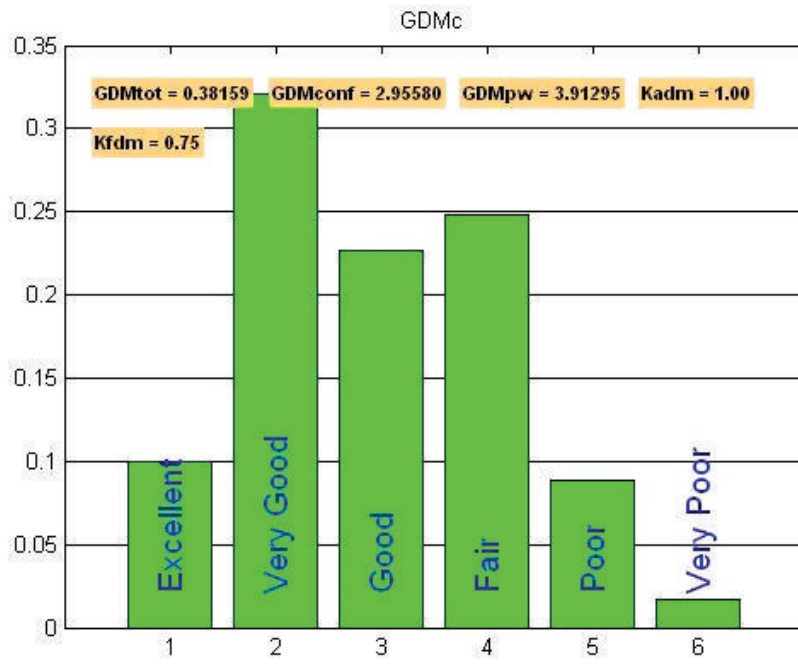


Figura C.46: Cubo. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Medida 2. GDMc

C.2. Triedro

C.2.1. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$

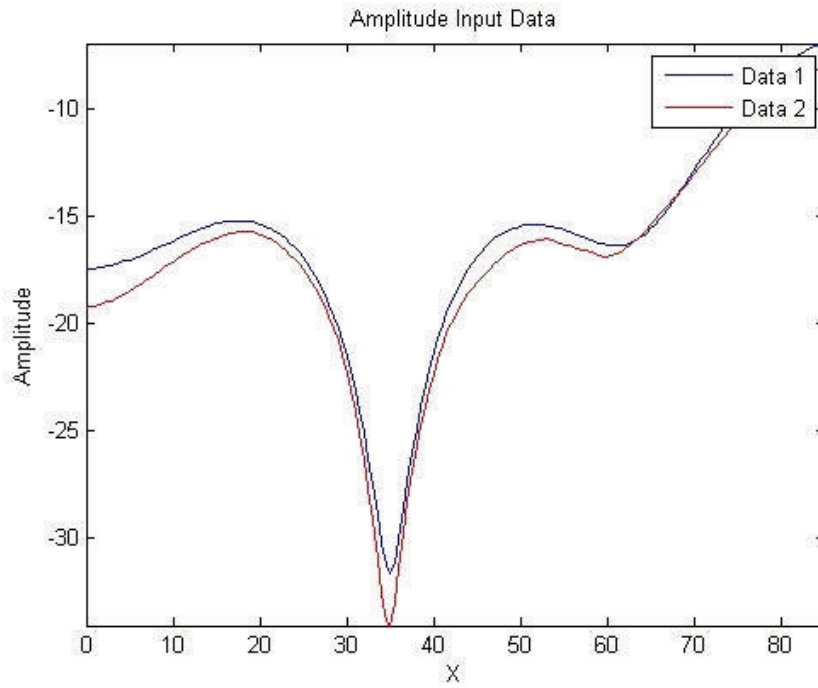


Figura C.47: Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.08864 | <i>Excellent</i> |
| FDM_{tot} | 0.11661 | <i>Very Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.15880 | <i>Very Good</i> |

Tabla C.13: Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. Resumen FSV

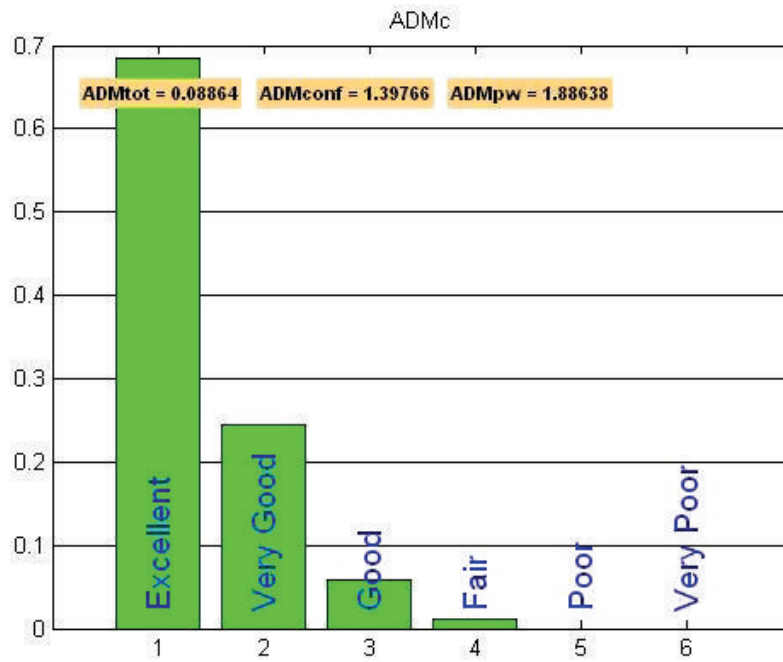


Figura C.48: Tiedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc

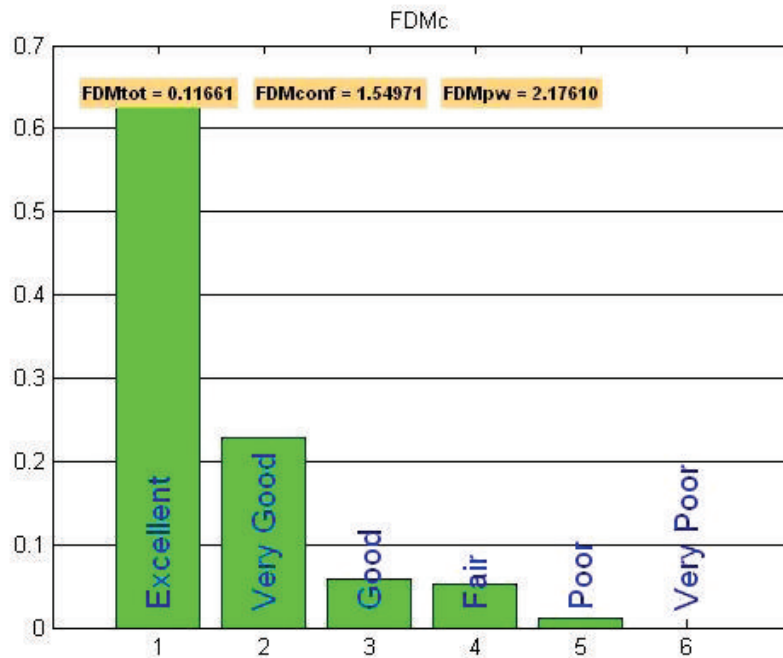


Figura C.49: Tiedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. FDMc

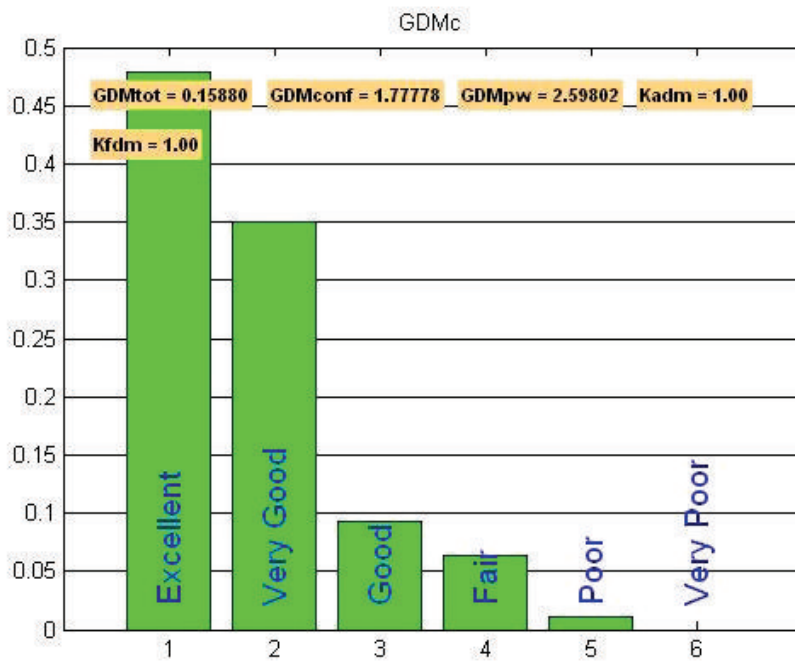


Figura C.50: *Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\phi - \phi$. GDMc*

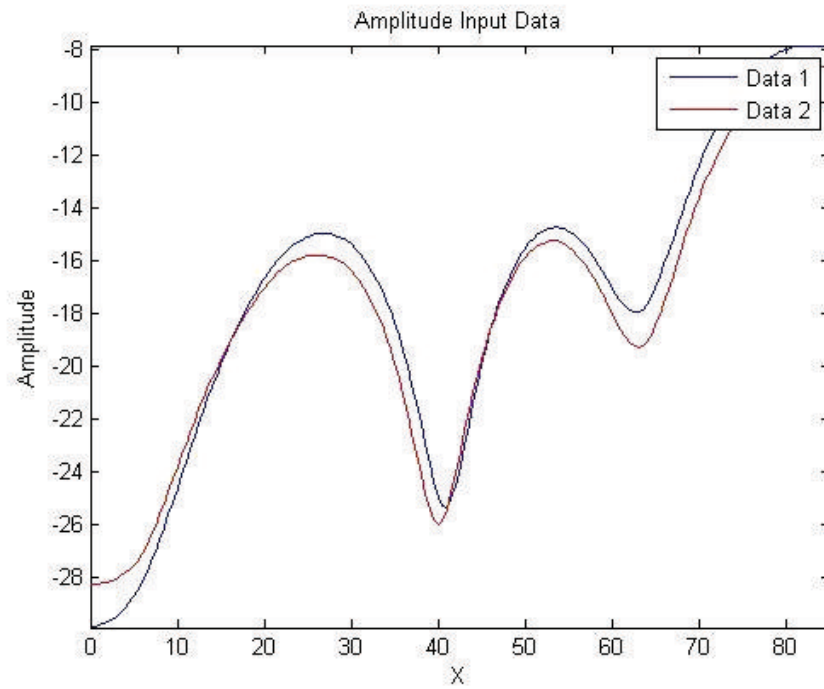
C.2.2. Recepción $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$ 

Figura C.51: *Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Datos de entrada*

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.10507 | <i>Very Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.11191 | <i>Very Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.15260 | <i>Very Good</i> |

Tabla C.14: *Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. Resumen FSV*

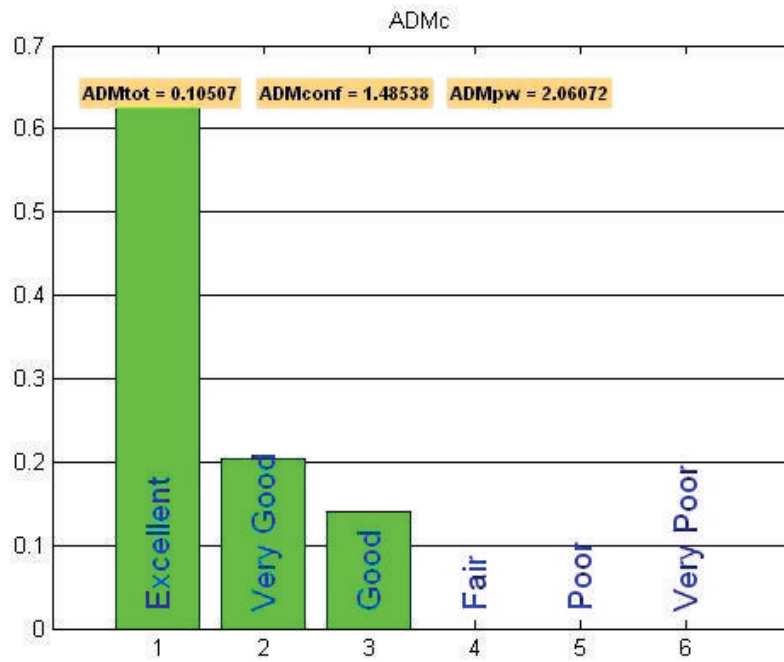


Figura C.52: *Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. ADMc*

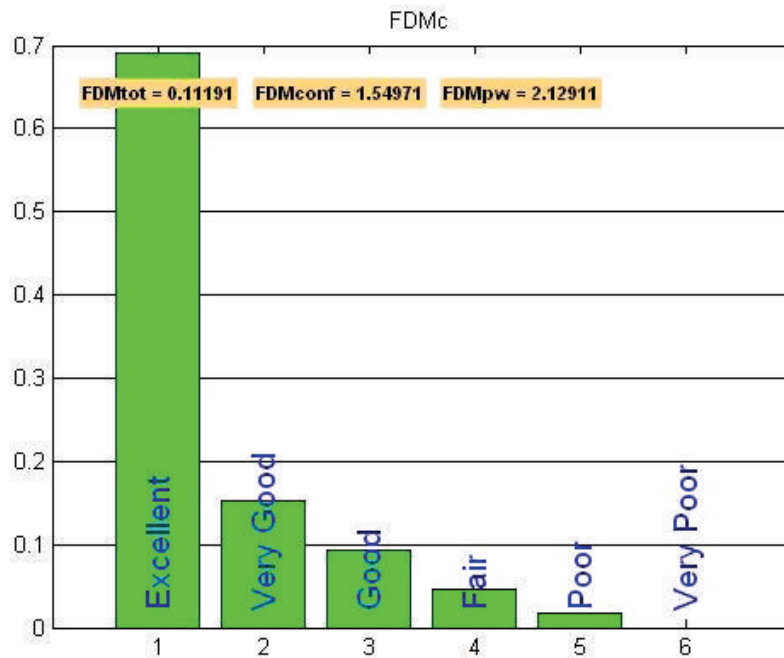


Figura C.53: *Triedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. FDMc*

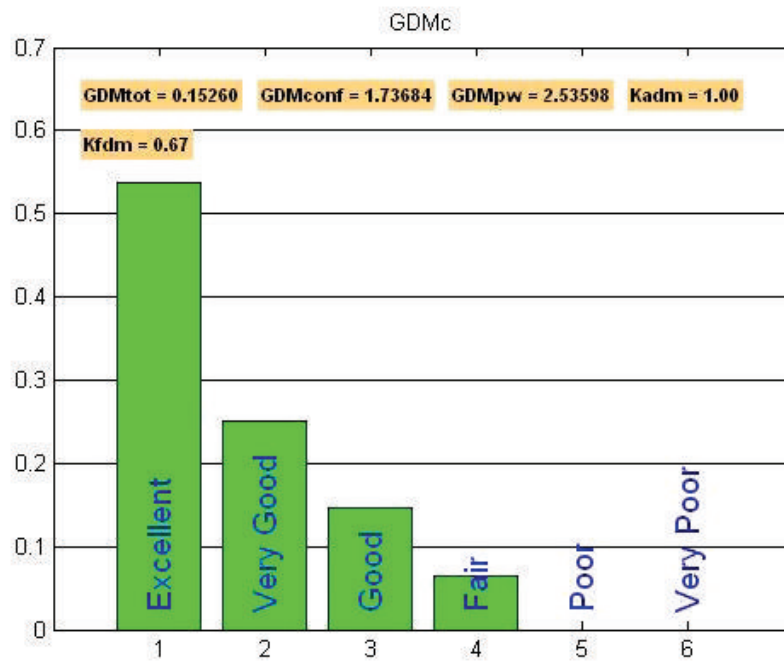


Figura C.54: Tiedro. Recepción en $\phi = 45^\circ$. $\theta - \theta$. GDMc

C.2.3. Recepción $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$

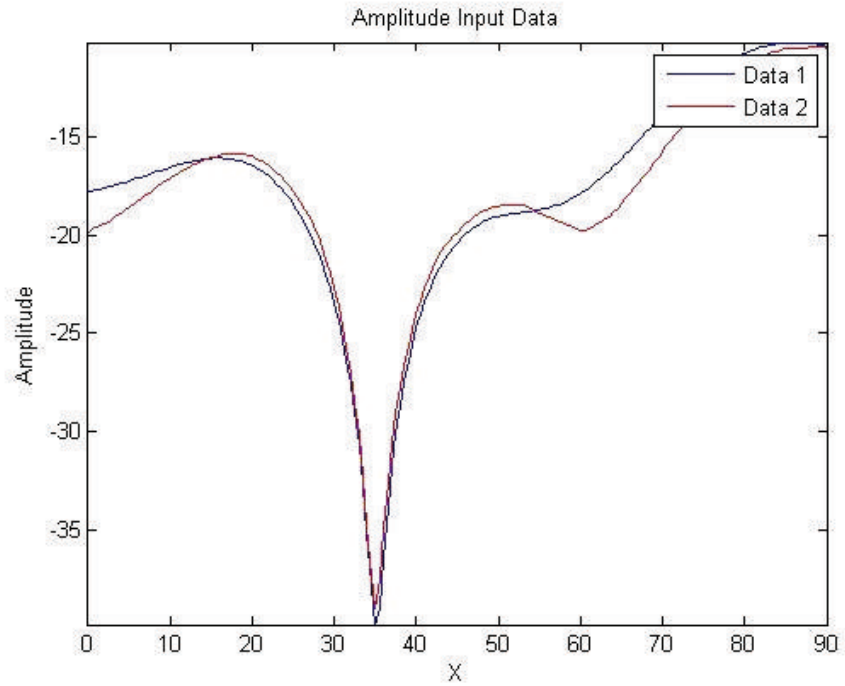


Figura C.55: Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. Datos de entrada

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------|
| ADM_{tot} | 0.08749 | <i>Excellent</i> |
| FDM_{tot} | 0.10008 | <i>Very Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.14625 | <i>Very Good</i> |

Tabla C.15: Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. Resumen FSV

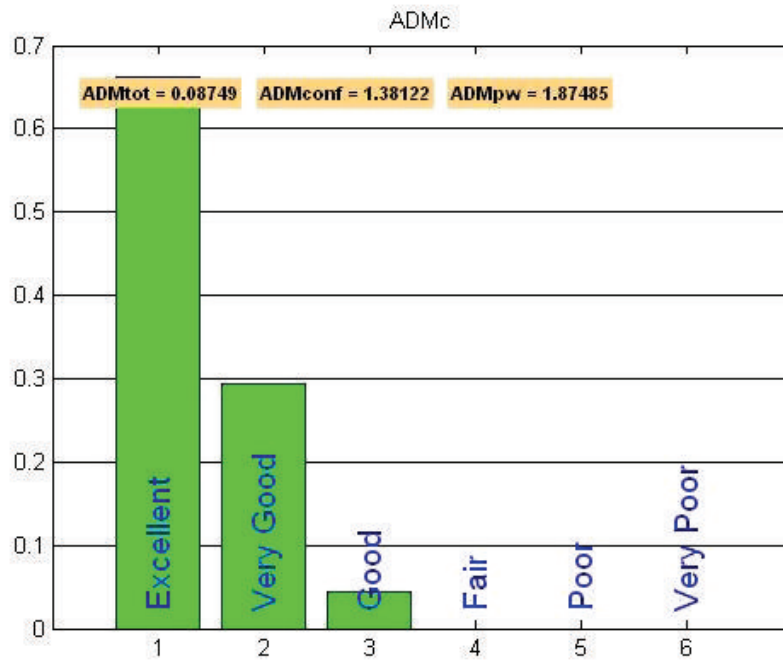


Figura C.56: Tiedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. ADMc

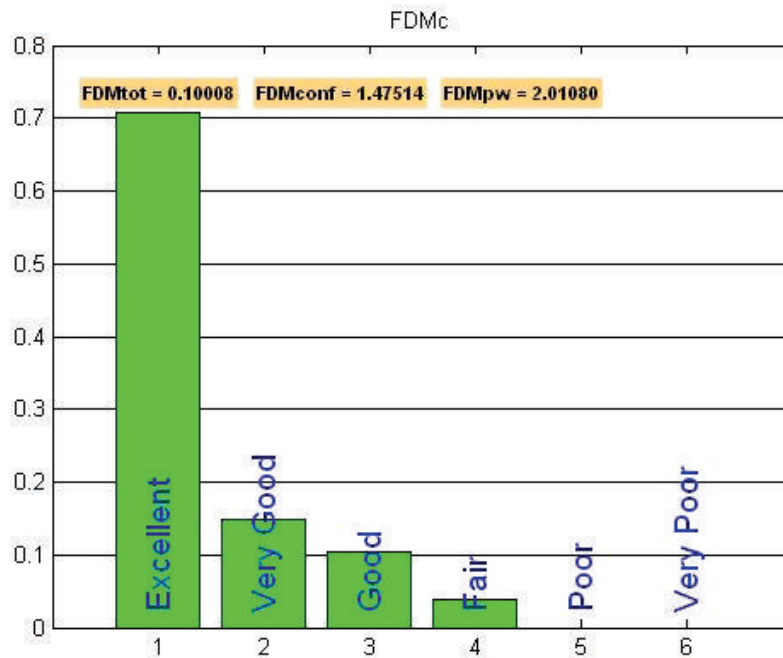


Figura C.57: Tiedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. FDMc

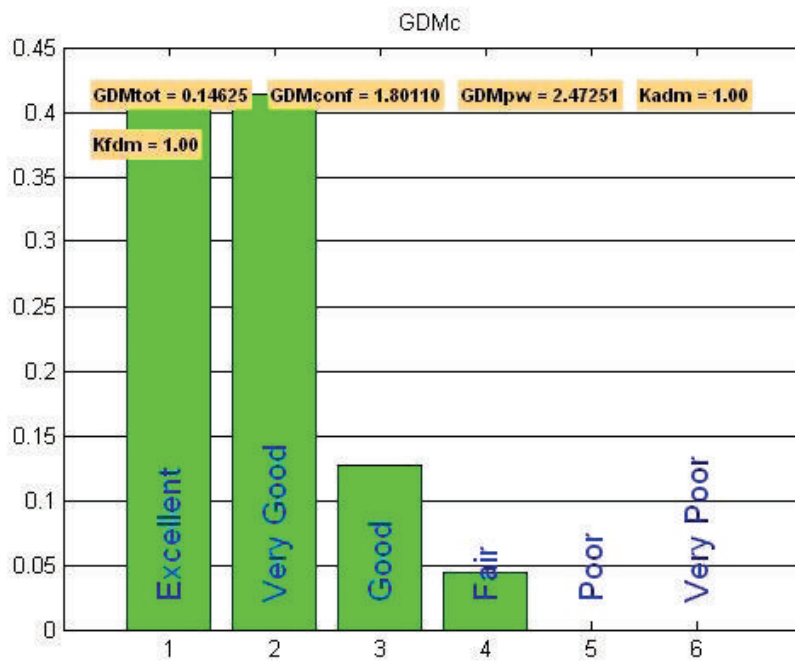


Figura C.58: *Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\phi - \phi$. GDMc*

C.2.4. Recepción $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$

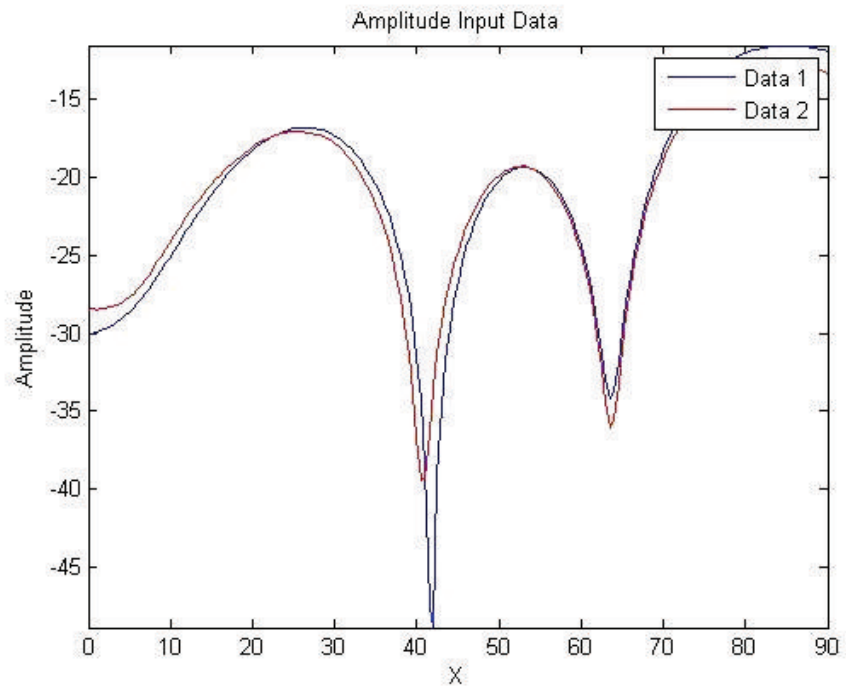


Figura C.59: *Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. Datos de entrada*

| Figura de mérito | Valoración numérica | Valoración humana |
|------------------|---------------------|-------------------------|
| ADM_{tot} | 0.13785 | <i>Very Good</i> |
| FDM_{tot} | 0.27323 | <i>Good</i> |
| GDM_{tot} | 0.32894 | <i>Good</i> |

Tabla C.16: *Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. Resumen FSV*

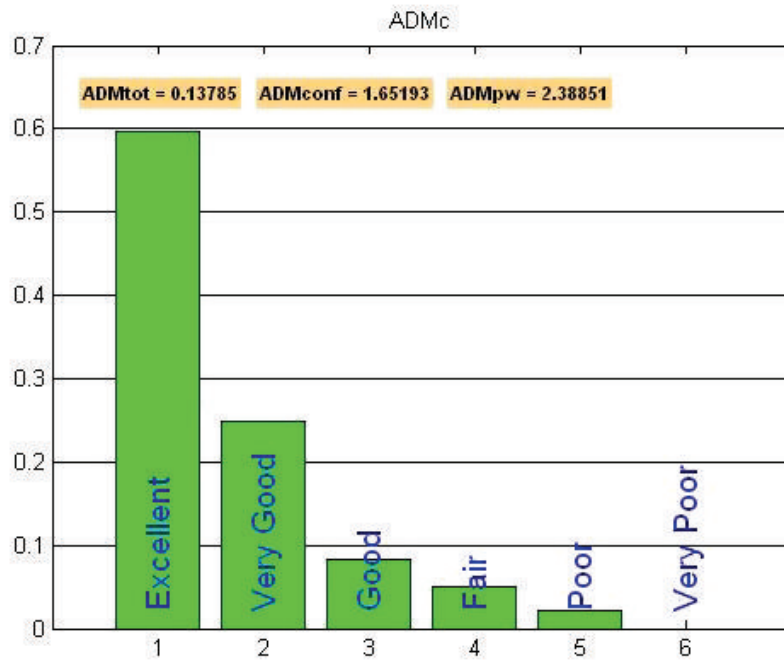


Figura C.60: *Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. ADMc*

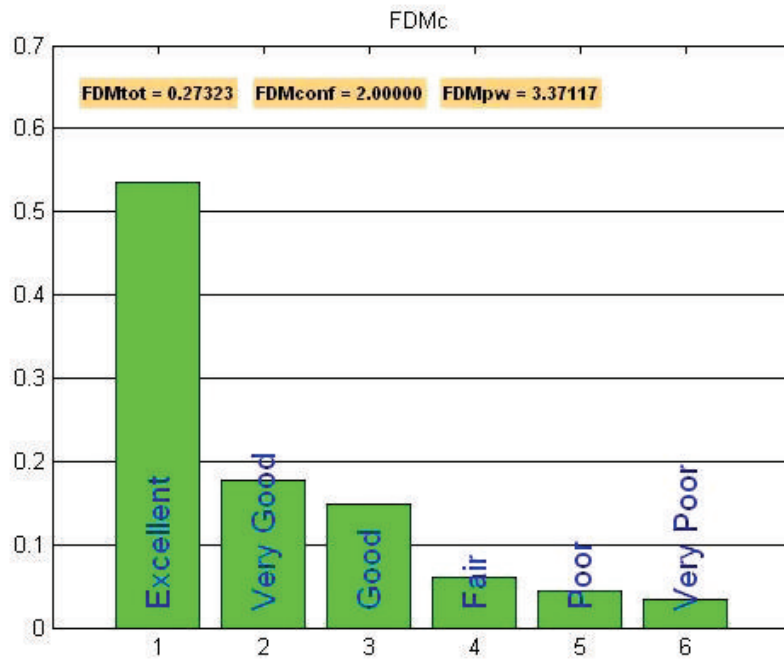


Figura C.61: *Triedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. FDMc*

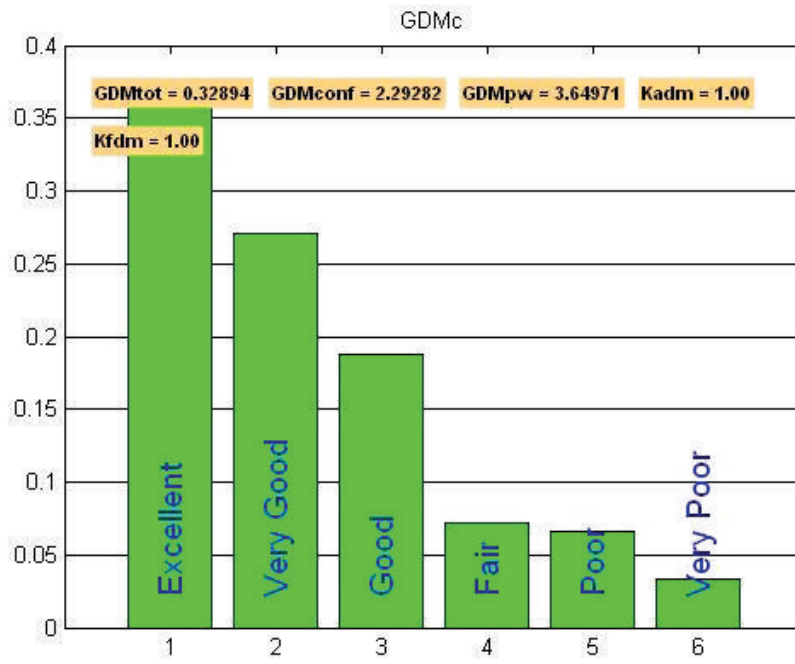


Figura C.62: Tiedro. Recepción en $\phi = 60^\circ$. $\theta - \theta$. GDMc

Acrónimos

ADM *Amplitude Difference Measure*

AUT *Antenna Under Test*

BAC *Bistatic Anechoic Chamber*

BMF *Bistatic Measurement Facility*

CAD *Computer-Aided Design*

CAN *Controller Area Network*

CCW *Counterclockwise*

CNFFFT *Circular Near-Field to Far-Field Transformation*

CW *Clockwise*

DE9 *D-subminiature E9*

DEWLab *Detectability and Electronic Warfare Laboratory*

DSP *Digital Signal Processor*

DUT *Device Under Test*

EMSL *European Microwave Signature Laboratory*

ESM *Electronic Support Measurements*

FDM *Feature Difference Measure*

FEM *Finite Element Method*

ACRÓNIMOS

FSS *Frequency Selective Surface*

FSV *Feature Selective Validation*

GDM *Global Difference Measure*

GPIB *General-Purpose Instrumentation Bus*

GTD *Geometrical Theory of Diffraction*

HARC *Houston Advanced Research Center*

HRRP *High Resolution Range Profile*

IB-NFFFT *Image-Based Near-Field to Far-Field Transformation*

IFBW *Intermediate Frequency Bandwidth*

INTA *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Terradas”*

ISAR *Inverse Synthetic Aperture Radar*

JRC *Joint Research Centre*

LAN *Local Area Network*

LCU *Local Control Unit*

LHCP *Left Hand Circular Polarization*

LNA *Low Noise Amplificator*

MBET *Monostatic to Bistatic Equivalence Theorem*

MLFMA *Multi-Level Fast Multipole Algorithm*

MLS *Microwave Landing System*

MoM *Method of Moments*

NATO *North Atlantic Treaty Organization*

NCTI *Non-Cooperative Target Identification*

NFFFT *Near-Field to Far-Field Transformation*

ACRÓNIMOS

| | |
|---------------|---|
| NMD | <i>Network Measurements Division</i> |
| OMJ | <i>Orthomode Junction</i> |
| OPI | <i>Organismo Público de Investigación</i> |
| PC | <i>Personal Computer</i> |
| PLL | <i>Phase-Locked Loop</i> |
| PO | <i>Physical Optics</i> |
| PSM | <i>Polarization Scattering Matrix</i> |
| PTD | <i>Physical Theory of Diffraction</i> |
| PWSM | <i>Plane Wave Scattering Matrix</i> |
| RAM | <i>Radar Absorbing Material</i> |
| RCS | <i>Radar Cross Section</i> |
| RDP | <i>Remote Desktop Protocol</i> |
| RHCP | <i>Right Hand Circular Polarization</i> |
| RJ-45 | <i>Registered Jack-45</i> |
| RS-232 | <i>Recommended Standard-232</i> |
| RTO | <i>Research and Technology Organisation</i> |
| SAR | <i>Synthetic Aperture Radar</i> |
| SNR | <i>Signal-to-Noise Ratio</i> |
| USB | <i>Universal Serial Bus</i> |
| VCO | <i>Voltage-Controlled Oscillator</i> |
| VNA | <i>Vector Network Analyzer</i> |

Bibliografía

- [1] R. C. Watson Jr., *Radar origins worldwide: history of its evolution in 13 nations through World War II*. Trafford Publishing, 2009.
- [2] R. B. Dybdal, “Radar cross section measurements,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 75, no. 4, pp. 498 – 516, 1987.
- [3] T. E. Tice, “An overview of radar cross section measurement techniques,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 1, pp. 205 –207, 1990.
- [4] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [5] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*, ch. 7 - Electromagnetic theorems and principles. John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- [6] A. Yaghjian, “An overview of near-field antenna measurements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 1, pp. 30 – 45, 1986.
- [7] A. C. Brown, “Fundamentals of low radar cross-sectional aircraft design,” *Journal of Aircraft*, vol. 30, no. 3, pp. 289–290, 1993.
- [8] J. Paterson, “Overview of low observable technology and its effects on combat aircraft survivability,” *Journal of Aircraft*, vol. 36, no. 2, pp. 380–388, 1999.
- [9] INTA, “Laboratorio de detectabilidad y guerra electrónica,” 2011. *Online*. <http://www.inta.es/Detectabilidad>.
- [10] M. Manzano y I. Montiel, “Sistema de medida de RCS,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 719 – 723, 1991.

BIBLIOGRAFÍA

- [11] 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.
- [12] I. M. Sánchez, “Sistema de medida de RCS mediante un analizador vectorial de un solo puerto,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 1997.
- [13] 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.
- [14] F. Saez de Adana, S. Nieves, P. Lozano, I. González, O. Gutiérrez, M. F. Cátedra, 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.
- [15] 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.
- [16] C. G. Bachman, H. E. King, y R. C. Hansen, “Techniques for measurement of reduced radar cross-sections,” *Microwave Journal*, vol. 6, no. 1, pp. 61–67, 1963.
- [17] W. A. Cummings, “Radiation measurements at radio frequencies: A survey of current techniques,” *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 5, pp. 705 – 735, 1959.
- [18] P. Blacksmith Jr., R. E. Hiatt, y R. B. Mack, “Introduction to radar cross-section measurements,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 901–920, 1965.
- [19] C. G. Bachman, “Some recent developments in RCS measurement techniques,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 962–972, 1965.
- [20] R. G. Kouyoumjian y L. Peters Jr., “Range requirements in radar cross-section measurements,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 920–928, 1965.
- [21] C. C. Freeny, “Target support parameters associated with radar reflectivity measurements,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 929–936, 1965.

BIBLIOGRAFÍA

- [22] H. C. Marlow, D. C. Watson, C. H. Van Hoozer, y C. C. Freeny, “The RASCAT cross-section facility,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 946–954, 1965.
- [23] I. D. Olin y F. D. Queen, “Dynamic measurements of radar cross section,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 954–961, 1965.
- [24] R. F. Harrington, *Time Harmonic Electromagnetic Fields*. McGraw-Hill, Inc., 1961.
- [25] J. B. Keller, “Geometrical theory of diffraction,” *Journal of Aircraft*, vol. 52, no. 2, pp. 116–130, 1962.
- [26] 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.
- [27] E. F. Knott, “RCS measurement requirements,” en *Radar cross section, 2nd edition* (E. F. Knott, J. F. Shaeffer, y M. T. Tuley, eds.), Artech House Publishers, Inc., 1993.
- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] 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.
- [31] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 11 - Dynamic test ranges. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [32] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 1 - Radar cross section fundamentals. SciTech Publishing, Inc., 2006.

-
- [33] 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.
- [34] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 3 - Target support structures. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [35] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 4 - Measurement errors. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [36] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 9 - Data processing and reduction. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [37] "IEEE Recommended practice for radar cross-section test procedures," *IEEE Std 1502*, 2007.
- [38] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 5 - Calibration. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [39] E. F. Knott, "Outdoor RCS test ranges," en *Radar cross section, 2nd edition* (E. F. Knott, J. F. Shaeffer, y M. T. Tuley, eds.), Artech House Publishers, Inc., 1993.
- [40] E. F. Knott, "Far field RCS test ranges," en *Radar reflectivity measurement: techniques and applications* (N. C. Currie, ed.), Artech House Publishers, Inc., 1989.
- [41] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 6 - Outdoor test ranges. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [42] A. Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, y M. Ferrando, *Antenas, 2ª edición*, ch. 9 - Medida de antenas. Edicions UPC, 2002.
- [43] A. Cerboni, P. Brachat, y R. Behe, "Antenna R & D at France Telecom: the CNET laboratory in La Turbie ," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 36, no. 1, pp. 7 –15, 1994.
- [44] L. F. Pellet, "Indoor RCS facility design," en *Radar reflectivity measurement: techniques and applications* (N. C. Currie, ed.), Artech House Publishers, Inc., 1989.

BIBLIOGRAFÍA

- [45] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 7 - Indoor chambers. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [46] W. H. Emerson y H. B. Sefton, Jr., "An improved design for indoor ranges," *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 1079 – 1081, 1965.
- [47] H. E. King, F. I. Shimabukuro, y J. L. Wong, "Characteristics of a tapered anechoic chamber," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 15, no. 3, pp. 488 – 490, 1967.
- [48] M. T. Tuley y E. F. Knott, "Indoor RCS ranges," en *Radar cross section, 2nd edition* (E. F. Knott, J. F. Shaeffer, y M. T. Tuley, eds.), Artech House Publishers, Inc., 1993.
- [49] J. W. Tiley, "Radar wave absorption devices," *USA Patent 2464006*, Otorgada en 1949.
- [50] W. H. Emerson, "Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers through the years," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 4, pp. 484 – 489, 1973.
- [51] E. F. Knott, *Radar cross section measurements*, ch. 8 - Compact ranges. SciTech Publishing, Inc., 2006.
- [52] J. R. Mentzer, "The use of dielectric lenses in reflection measurements," *Proceedings of the IRE*, vol. 41, no. 2, pp. 252 – 256, 1953.
- [53] D. G. Bodnar et al., "Compact range study for RATSCAT, final technical report on contract f29601-77-c-0051," tech. rep., Georgia Institute of Technology, 1978.
- [54] R. Johnson, H. Ecker, y R. Moore, "Compact range techniques and measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 17, no. 5, pp. 568 – 576, 1969.
- [55] D. W. Hess y K. Miller, "A serrated-edge virtual vertex compact range reflector," en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 6–16 – 6–24, 1988.

BIBLIOGRAFÍA

- [56] W. Burnside, M. Gilreath, B. Kent, y G. Clerici, “Curved edge modification of compact range reflector,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 2, pp. 176 – 182, 1987.
- [57] H. R. Phelan, “Model 1640 - the Harris large compact range,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 33 – 38, 1987.
- [58] W. D. Burnside, C. W. Pistorius, y G. M. C., “A dual chamber gregorian subreflector for compact range applications,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 90 – 94, 1987.
- [59] V. J. Vokurka, “Seeing double improves indoor range,” *Microwaves and RF*, vol. 24, pp. 71–73, 75, 76, 94, 1985.
- [60] M. S. A. Sanad y L. Shafai, “Dual parabolic cylindrical reflectors employed as a compact range,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 6, pp. 814 –822, 1990.
- [61] H. Booker y P. Clemmow, “The concept of an angular spectrum of plane waves, and its relation to that of polar diagram and aperture distribution,” *Proceedings of the IEE - Part III: Radio and Communication Engineering*, vol. 97, no. 45, pp. 11 – 17, 1950.
- [62] D. M. Kerns y E. S. Dayhoff, “Theory of diffraction in microwave interferometry,” *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 64B, pp. 1 – 13, 1960.
- [63] D. M. Kerns, “Analytical techniques for the correction of near-field antenna measurements made with an arbitrary but known measuring antenna,” en *Abstracts of the URSI-IRE Meeting*, 1963.
- [64] D. M. Kerns, “Correction of near-field antenna measurements made with an arbitrary but known measuring antenna,” *Electronic Letters*, vol. 6, no. 11, pp. 346 –347, 1970.
- [65] J. Brown y E. V. Jull, “The prediction of aerial radiation patterns from near-field measurements,” *Proceedings of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering*, vol. 108, no. 42, pp. 635 –644, 1961.

BIBLIOGRAFÍA

- [66] W. Leach, Jr. y D. Paris, "Probe compensated near-field measurements on a cylinder," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 4, pp. 435 – 445, 1973.
- [67] F. Jensen, *Electromagnetic near-field far-field correlation*. PhD thesis, Technical University of Denmark, 1970.
- [68] P. F. Wacker, "Non-planar near-field measurements: spherical scanning," *National Bureau of Standards Information Report 75-809*, 1975.
- [69] F. Jensen, "On the probe compensation for near-field measurements on a sphere," *Archiv fuer Elektronik und Uebertragungstechnik*, vol. 29, pp. 305 – 308, 1975.
- [70] A. Ludwig, "Near-field far-field transformations using spherical-wave expansions," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 2, pp. 214 – 220, 1971.
- [71] T. K. Sarkar, P. Petre, A. Taaghoul, y R. F. Harrington, "An alternative spherical near field to far field transformation," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 9, p. 269?284, 1997.
- [72] 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.
- [73] J. E. Hansen, *Spherical near-field antenna measurements*. Peter Peregrinus Ltd., 1988.
- [74] D. Slater, *Near-Field antenna measurements*. Artech House Publishers, Inc., 1991.
- [75] S. Gregson, J. McCormick, y C. Parini, *Principles of planar near-field antenna measurements*. The Institution of Engineering and Technology, 2007.
- [76] J. Edwards, C. Ryan, y W. Storey, "Measurement of bistatic near-zone radar cross-section," en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 12, pp. 174 – 177, 1974.
- [77] B. J. Cown y C. E. Ryan Jr., "Near-field scattering measurements for determining complex target RCS," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 5, pp. 576 – 585, 1989.

BIBLIOGRAFÍA

- [78] C. M. G. y W. R. M., “A demonstration of bistatic electromagnetic scattering measurements by spherical near-field scanning,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, p. 191, 1993.
- [79] D. Zahn y K. Sarabandi, “Near field measurements of bistatic scattering from random rough surfaces,” en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1730 – 1733, 2000.
- [80] Y. Inasawa, I. Chiba, y S. Makino, “Prediction of far-field bistatic scattering cross section using spherical, cylindrical and planar scanned near-field data,” en *IEEE International Conference on Antennas and Propagation*, vol. 2, pp. 599 – 602, 2001.
- [81] T. B. Hansen, R. A. Marr, U. H. W. Lammers, T.J. Tanigawa, y R. V. 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.
- [82] R. A. Marr, U. H. W. Lammers, T. B. Hansen, T. J. Tanigawa, y R. V. 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.
- [83] 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.
- [84] E. B. Joy, “Near-field RCS measurement ranges,” en *Radar reflectivity measurement: techniques and applications* (N. C. Currie, ed.), Artech House Publishers, Inc., 1989.
- [85] M. A. Dinallo, “Application of plane-wave scattering-matrix theory of antenna-antenna interactions to near-field radar cross-section measurements,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, p. Paper 1B2, 1984.
- [86] W. H. Hallidy, W. T. Moore, y I. J. LaHaie, “Computer simulation of near-field/far-field scattering,” en *Abstracts of the URSI Radio Science Meeting*, 1986.

BIBLIOGRAFÍA

- [87] R. E. Kell, "On the derivation of bistatic RCS from monostatic measurements," *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 983–988, 1965.
- [88] J. W. Crispin y K. M. Siegel, *Methods of radar cross section analysis*. Academic Press, Inc., 1968.
- [89] D. G. Falconer, "Near-field statement of monostatic-bistatic theorem," en *Abstracts of the National Radio Science Meeting*, p. 161, 1988.
- [90] C. G. Walls, "Evaluation of the bistatic equivalence theorem for the near and far-field radar cross section of complex targets," Master's thesis, Air Force Institute of Technology, 1989.
- [91] K. S. Wilson, "Method for predicting the maximum reliable angle to use in the monostatic-to-bistatic equivalence theorem," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 3, pp. 108–111, 2001.
- [92] E. B. Joy, B. K. Rainer, y S. B. L., "Near-field scattering measurements for determining complex target RCS," en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 24–1 – 24–11, 1985.
- [93] I. J. LaHaie, E. I. LeBaron, y J. W. Burns, "Far field radar cross-section (RCS) predictions from near field measurements," en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1542 – 1545, 1992.
- [94] J. Melin, "Measuring radar cross section at short distance," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 8, pp. 991 – 996, 1987.
- [95] D. G. Falconer, "Extrapolation of near-field RCS measurements to the far zone," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 6, pp. 822 – 829, 1988.
- [96] B. M. Lamb, "Approximation of far-field illumination conditions through transformation of near-field RCS data," en *Proceedings of the IEEE National Radar Conference*, pp. 152 – 155, 1991.
- [97] D. L. Mensa y K. Vaccaro, "Near-field to far-field transformation of RCS data," en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 155 – 161, 1995.

-
- [98] I. J. LaHaie y J. W. Burns, “Extrapolation of far zone scalar RCS from spherical near zone monostatic measurements,” en *Abstracts of the URSI Radio Science Meeting*, p. 107, 1994.
- [99] I. J. LaHaie y E. I. LeBaron, “Discrete implementation of an image-based algorithm for extrapolation of radar cross-section (RCS) from near-field measurements,” en *Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association*, pp. 149 – 154, 1995.
- [100] 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.
- [101] S. A. Rice y I. J. LaHaie, “A partial rotation formulation of the circular near-field-to-far-field transformation (CNFFFT),” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 3, pp. 209 – 214, 2007.
- [102] A. Broquetas, L. Jofre, y A. Cardama, “A near field spherical wave inverse synthetic aperture radar technique,” en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1114 – 1117, 1992.
- [103] J. Fortuny, “An efficient 3-D near-field ISAR algorithm,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 34, no. 4, pp. 1261 – 1270, 1998.
- [104] 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.
- [105] R. J. Burkholder, L. J. Gupta, y J. T. Johnson, “Comparison of monostatic and bistatic radar images,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 3, pp. 41 – 50, 2003.
- [106] T. Vaupel y T. F. Eibert, “Comparison and application of near-field ISAR imaging techniques for far-field radar cross section determination,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 1, pp. 144 – 151, 2006.
- [107] T. Vaupel y F. Weinmann, “Validation of a 3-D near-field ISAR imaging technique with far-field RCS extraction by means of a hybrid GO-PO/PTD ray tracing

BIBLIOGRAFÍA

- algorithm,” en *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 691 –695, 2009.
- [108] J. W. Odendaal y J. Joubert, “Radar cross section measurements using near-field radar imaging,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 6, pp. 948 –954, 1996.
- [109] J. R. Watkins, “Utilizing near-field measurements to characterize far-field radar signatures,” Master’s thesis, Air Force Institute of Technology, 2004.
- [110] N. J. Li, L. X. Hu, C. F. Zhang, y J. D. Xu, “Overview of RCS extrapolation techniques to aircraft targets,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 9, pp. 249 – 262, 2008.
- [111] L. Nanjing, H. Chufeng, L. Ying, y Z. Linxi, “A new algorithm about transforming from near-field to far-field of radar target scattering,” en *International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, pp. 661 – 663, 2008.
- [112] K. J. Nicholson y C. H. Wang, “Improved near-field radar cross-section measurement technique,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1103 –1106, 2009.
- [113] G. W. Ewell, “Bistatic radar cross section measurements,” en *Radar reflectivity measurement: techniques and applications* (N. C. Currie, ed.), Artech House Publishers, Inc., 1989.
- [114] C. Monzon, “A cross-polarized bistatic calibration device for RCS measurements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 4, pp. 833 – 839, 2003.
- [115] C. J. Bradley, P. J. Collins, J. Fortuny-Guasch, M. L. Hastriter, G. Nesti, A. J. Terzuoli Jr, y K. S. Wilson, “An investigation of bistatic calibration objects,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 43, no. 10, pp. 2177–2184, 2005.
- [116] C. J. Bradley, P. J. Collins, J. Fortuny-Guasch, M. L. Hastriter, G. Nesti, A. J. Terzuoli Jr, y K. S. Wilson, “An investigation of bistatic calibration techniques,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 43, no. 10, pp. 2185–2191, 2005.

BIBLIOGRAFÍA

- [117] N. C. Currie y F. B. Dyer, “Introduction to radar reflectivity measurement techniques,” en *Radar reflectivity measurement: techniques and applications* (N. C. Currie, ed.), Artech House Publishers, Inc., 1989.
- [118] Signature Measurement Standards Group Radar Cross Section Committee, “Radar cross section measurements facility catalog,” tech. rep., Range Commanders Council, U.S. Army White Sands Missile Range, 1998 - Revised 1999.
- [119] DoD TechMatch, “Dod labs,” 2010. *Online*. <http://navytechmatch.org/DOD/LAB/SEARCHLABS.ASPX>.
- [120] J. I. Glaser, “Fifty years of bistatic and multistatic radar,” *IEE Proceedings F, Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 133, no. 7, pp. 596 –603, 1986.
- [121] J. Fainberg, “Bistatic measurements of scattering from edges,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 8, pp. 1121 – 1122, 1965.
- [122] J. Glaser, “Some results in the bistatic radar cross section (RCS) of complex objects,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 5, pp. 639 –648, 1989.
- [123] 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.
- [124] G. Ewell y S. Zehner, “Bistatic radar cross section of ship targets,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 5, no. 4, pp. 211 – 215, 1980.
- [125] R. Erickson, “Images of some RCS targets in a number of bistatic angles,” en *The Record of the IEEE Radar Conference*, pp. 63–67, 1994.
- [126] T. L. Lane, N. T. Alexander, y C. A. Blevins, “The bistatic coherent measurement system (BICOMS),” en *The Record of the IEEE Radar Conference*, pp. 154–159, 1999.
- [127] R. V. McGahan, “Scattering experiments at the Ipswich electromagnetic measurements facility: swept bistatic angle measurement system,” tech. rep., Rome Laboratory (EECT), Hanscom AFB, 1991.

BIBLIOGRAFÍA

- [128] 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.
- [129] 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.
- [130] A. J. Sieber, “The European microwave signature laboratory,” *EARSeL Advances in Remote Sensing*, vol. 2, no. 1, pp. 195 – 204, 1993.
- [131] A. J. Blanchard, B. Williams, R. F. Schindel, B. Jersak, y B. Krenel, “The HARC holographic imaging facility - multistatic images of distributed targets,” *EARSeL Advances in Remote Sensing*, vol. 2, no. 1, pp. 145 – 152, 1993.
- [132] J. C. Castelli, “BABI: An indoor bistatic RCS measurement facility - An overview of its performance,” en *International Conference on Radar*, pp. 167 – 172, 1994.
- [133] 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.
- [134] 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.
- [135] E. Kemptner, D. Klement, y H. Wagner, “RCS determination for DLR stealth design F7,” en *NATO-RTO MP-6 SCI Symposium on Non-Cooperative Air Target Identification Using Radar*, pp. 21–1 – 21–12, 1998.
- [136] German Aerospace Center (DLR), “Signatures,” 2011. *Online*. http://www.dlr.de/hr/en/desktopdefault.aspx/tabid-2434/3770_read-32519/.
- [137] 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.

BIBLIOGRAFÍA

- [138] R. D. De Roo, *Theory and measurement of bistatic scattering of x-band microwaves from rough dielectric surfaces*. PhD thesis, University of Michigan, 1996.
- [139] 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.
- [140] 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.
- [141] 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.
- [142] 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.
- [143] The Howland Company, “Bistatic anechoic chamber, Radar Reflectivity Lab, Naval Air Warfare Center, Point Mugu, California,” 2009. *Online*. <http://www.thehowlandcompany.com/RCS-Pt-mugu.htm>.
- [144] K. Ben Khadhra, M. Nolan, D. Hounam, y T. Boerner, “Phase sensitiveness to soil moisture in controlled anechoic chamber: Measurements and first results,” en *American Geophysical Union Fall Meeting Abstracts*, 2005.
- [145] 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.
- [146] 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.
- [147] P. J. Collins, “Dielectric strings: A low clutter method for bistatic rcs measurements,” en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1639 – 1642, 2011.

BIBLIOGRAFÍA

- [148] 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.
- [149] 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.
- [150] 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.
- [151] MI Technologies, “MI Technologies completes new radar cross section (RCS) and antenna measurement facility,” 2005. *Online*. <http://www.mi-technologies.com/pressreleases/050627.htm>.
- [152] 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.
- [153] I. Montiel Sánchez, “Método del arco para medida de materiales absorbentes,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 1995.
- [154] 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.
- [155] 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.
- [156] 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.
- [157] O. M. Conde, J. Perez, y M. F. Catedra, “Stationary phase method application for the analysis of radiation of complex 3-D conducting structures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 5, pp. 724 –731, 2001.

BIBLIOGRAFÍA

- [158] 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.
- [159] 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.
- [160] 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.
- [161] 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.
- [162] 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.
- [163] A. Jurado-Lucena, I. Montiel-Sánchez, D. Escot-Bocanegra, R. Fernández-Recio, y 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.
- [164] 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.
- [165] 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.

-
- [166] E. García, D. Escot, D. Poyatos, y I. Montiel, “Comparación de métodos numéricos de cálculo de sección radar de cavidades,” en *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 916 – 919, 2006.
- [167] 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.
- [168] 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.
- [169] R. Fernandez-Recio, D. Escot-Bocanegra, D. Poyatos-Martinez, A. Jurado-Lucena, B. Errasti-Alcala, y 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.
- [170] 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 NCI/ATR in Air-Ground and Maritime Applications based on Radar and Acoustics*, 2010.
- [171] 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.
- [172] 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.
- [173] D. Escot, D. Poyatos, y I. Montiel, “Verificación del proceso de diseño y fabricación de superficies selectivas en frecuencia,” en *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 910 – 913, 2006.

BIBLIOGRAFÍA

- [174] 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.
- [175] 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.
- [176] 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.
- [177] 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.
- [178] 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.
- [179] 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.
- [180] 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.
- [181] 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.
- [182] 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.

BIBLIOGRAFÍA

- [183] 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.
- [184] 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 *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 2008.
- [185] 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.
- [186] 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.
- [187] 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.
- [188] J. C. Vardaxoglou, *Frequency selective surfaces: analysis and design*. Research Studies Press, 1997.
- [189] B. A. Munk, *Frequency selective surfaces: theory and design*. John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [190] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, y V. K. Varadan, “A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 3, pp. 789 – 793, 1989.
- [191] D. Poyatos y I. González, “Medidas de absorción biestática y determinación de las propiedades eléctricas del material B152. Informe No.

BIBLIOGRAFÍA

- ED/RPT/7210/006/INTA/04,” tech. rep., Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial, 2004.
- [192] D. Poyatos-Martínez, D. Escot-Bocanegra, E. De Diego-Custodio, I. González-Diego, F. M. Sáez-De-Adana, y I. Montiel-Sánchez, “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, pp. 1243 – 1252, 2011.
- [193] Spectrum Elektrotechnik GmbH, “Product catalog.” *Online*. http://www.spectrum-et.org/new_web2/cables/Cable-Assemblies.pdf.
- [194] Rohde & Schwarz, “R&S®ZVA50 Vector Network Analyzer 4 ports, 50 GHz,” 2011. *Online*. http://www2.rohde-schwarz.com/en/products/test_and_measurement/network_analysis/ZVA50_%284-Port%29.html.
- [195] C. J. Bradley, “The calibration of bistatic radar cross section measurements,” Master’s thesis, Air Force Institute of Technology, 2001.
- [196] J. L. Cano y J. M. Manzano, “Descripción del sistema de medida de la reflectividad de materiales y del sistema de medida de secciones transversales radar,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 1989.
- [197] S. Blanch, J. Xarrié, A. Broquetas, y L. Jofre, “Diseño y evaluación de un sistema de medida de RCS,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 863 – 867, 1990.
- [198] A. Valero, V. M. Rodrigo, L. de Haro, J. A. Rodrigo, y J. L. Besada, “MARS: Paquete software para medida de antenas y sección radar,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 879 – 883, 1990.
- [199] D. Carles, A. Broquetas, y L. Jofre, “Calibración polarimétrica de un sistema compacto para la medida de RCS,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 724 – 728, 1991.
- [200] A. Cuatrecasas, J. Romeu, y A. Cardama, “Diseño y evaluación de una cámara anecoica para la medida de antenas,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 731 – 735, 1992.

BIBLIOGRAFÍA

- [201] M. Santiago, P. Bernabeu, V. Soriano, L. Sempere, y E. de los Reyes, “Sistema de posicionamiento controlado por ordenador para radares de laboratorio,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 736 – 740, 1992.
- [202] E. Garcia, C. Delgado, L. Lozano, I. Gonzalez-Diego, y M. F. Catedra, “An efficient hybrid-scheme combining the characteristic basis function method and the multilevel fast multipole algorithm for solving bistatic RCS and radiation problems,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 34, pp. 327 – 343, 2011.
- [203] L. Jofre, E. de los Reyes, A. Elias, y M. Ferrando, “Sistema cilíndrico para tomografía rápida de microondas,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 6 – 8, 1986.
- [204] E. de los Reyes, A. Broquetas, A. Elias, J. Ibañez, y O. Ripollés, “Sistema cilíndrico de tomografía por microondas. arquitectura de radiofrecuencia. mejoras y resultados,” en *Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 427 – 432, 1987.
- [205] Y. Álvarez, M. E. de Cos, y F. Las-Heras, “RCS measurement setup for periodic-structure prototype characterization,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, no. 3, pp. 100 –106, 2010.
- [206] J. M. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics, 2nd edition*. John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [207] Ansys, Inc., “HFSS-IE,” 2011. *Online*.<http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/ie.cfm>.
- [208] NewFasant, S.L., “NewFASANT - Monurbs Module,” 2010. *Online*.<http://www.fasant.com/Products/monurbs.html>.
- [209] 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.
- [210] A. Duffy, A. Martin, A. Orlandi, G. Antonini, T. Benson, y M. Wolfson, “Feature selective validation (FSV) for validation of computational electromagnetics

- (CEM). part I-the FSV method,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 3, pp. 449 – 459, 2006.
- [211] A. Orlandi, A. Duffy, B. Archambeault, G. Antonini, D. Coleby, y S. Connor, “Feature selective validation (FSV) for validation of computational electromagnetics (CEM). part II- assessment of FSV performance,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 3, pp. 460 – 467, 2006.
- [212] 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.
- [213] 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.
- [214] G. T. Ruck, D. E. Barrick, W. D. Stuart, y K. C. K., *Radar cross section handbook*, vol. 1. Plenum Press, 1970.
- [215] 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.
- [216] “IEEE 100 The authoritative dictionary of IEEE standards terms, 7th edition,” *IEEE Std 100-2000*, 2000.
- [217] 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.
- [218] A. Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, y M. Ferrando, *Antenas, 2ª edición*, ch. 1 - Consideraciones generales sobre antenas. Edicions UPC, 2002.