



Universidad de Alcalá

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN

Programa de Doctorado en Información, Documentación y
Conocimiento

Aplicación de la Teoría del Equilibrio de Potencias en Entornos
Reverberantes para el Cálculo de la Efectividad de
Apantallamiento.

Tesis Doctoral presentada por:

Sergio Fernández Romero

2016

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

HACEN CONSTAR:

Que, una vez concluido el trabajo de tesis doctoral titulado: **“Aplicación de la Teoría del Equilibrio de Potencias en Entornos Reverberantes para el Cálculo de la Efectividad de Apantallamiento”** realizado por D. Sergio Fernández Romero, dicho trabajo tiene suficientes méritos teóricos, que se han contrastado adecuadamente mediante validaciones experimentales y que son altamente novedosos. Por todo ello consideran que procede su defensa pública.

Y para que así conste, firman la presente en Alcalá de Henares, a 22 de Abril de 2016.

El Director de la Tesis



D. Iván González Diego

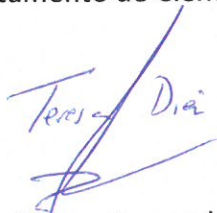
Dña. Teresa Inmaculada Díez Folledo, Profesora Titular de Universidad del Área de Ciencias de la Computación, en calidad de Directora del Departamento de Ciencias de la Computación de la Universidad de Alcalá,

HACE CONSTAR:

Que la tesis titulada **“Aplicación de la Teoría del Equilibrio de Potencias en Entornos Reverberantes para el Cálculo de la Efectividad de Apantallamiento”**, presentada por D. Sergio Fernández Romero para optar al título de Doctor por la Universidad de Alcalá, y dirigida por D. Iván González Diego, reúne los requisitos para su presentación y defensa pública.

Y para que así conste, firma la presente en Alcalá de Henares, a 22 de Abril de 2016.

La Directora del Departamento de Ciencias de la Computación



Dña. Teresa Inmaculada Díez Folledo



Universidad
de Alcalá



Universidad de Alcalá

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN

Programa de Doctorado en Información, Documentación y
Conocimiento

Aplicación de la Teoría del Equilibrio de Potencias en Entornos
Reverberantes para el Cálculo de la Efectividad de
Apantallamiento.

Tesis Doctoral presentada por:

Sergio Fernández Romero

Director:

Iván González Diego

Alcalá de Henares, 2016

A Guada y Marcos.

Agradecimientos

La experiencia de escribir una tesis doctoral está llena de momentos gratificantes, pero también de obstáculos. Yo he tenido la oportunidad de poder vivir esta experiencia una vez comenzada mi carrera profesional. Las dificultades encontradas y las satisfacciones obtenidas me han servido como incentivo y motivación para ser un mejor ingeniero y científico en la difícil disciplina de la Compatibilidad Electromagnética.

En primer lugar, quiero agradecer a todo el personal del Área de Compatibilidad Electromagnética del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial su dedicación y su capacidad de trabajo. Todos han colaborado en mi formación como ingeniero gracias a su extensa experiencia en la realización de ensayos y medidas. Me gustaría hacer una mención especial a los miembros del Laboratorio de EMC en Aeronaves, al que pertenezco, por su cariño y paciencia en el trabajo diario.

También quiero agradecer a Iván González su magnífica labor de dirección de tesis. Su esfuerzo y trabajo son parte esencial de este proyecto, además de sus conocimientos y experiencia en simulación electromagnética, sin los cuales no se habrían alcanzado los objetivos planteados.

Y, por último, pero no menos importante, a mi mujer, Guada, que además de motivarme y alentarme en los momentos complicados, ha participado como revisora y co-autora de los artículos por su amplia experiencia en simulación electromagnética en AIRBUS Defence and Space.

Resumen

En el presente trabajo de tesis se aborda el problema de la estimación de la efectividad de apantallamiento (SE, del inglés *Shielding Effectiveness*) de una estructura, fuselaje o carcasa de un sistema o equipo. La SE relaciona la cantidad de energía electromagnética (EM) que pasa del exterior al interior del sistema y es un parámetro fundamental de diseño de plataformas aéreas, vehículos, barcos o satélites. En esta tesis se trata de resolver el problema mediante el uso de una combinación de métodos basados en la teoría del equilibrio de potencias que está presente en entornos reverberantes. Por lo tanto, las técnicas descritas en este trabajo serán de aplicación en entornos multicamino donde las señales EM pueden venir de cualquier dirección y con cualquier polarización. El rango de frecuencias de aplicación dependerá de las dimensiones del objeto comparadas con la longitud de onda de la señal. Se suele decir que un entorno es reverberante cuando es eléctricamente grande, es decir, la longitud de onda de la señal es varias veces más pequeña que las dimensiones del objeto o cavidad.

Para la realización de esta tesis se ha profundizado en los métodos de caracterización y procedimientos de medida de la SE en cámaras reverberantes, haciendo uso de las instalaciones de este tipo que tiene el Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA). De este modo, todos los conceptos teóricos y métodos analíticos que se han implementado a lo largo del trabajo se han podido comparar con medidas experimentales. El método desarrollado para la estimación de la SE se ha validado con medidas de un ensayo real mediante la técnica de las cámaras reverberantes anidadas.

Se han descrito detalladamente todos los parámetros necesarios para la utilización de la teoría del equilibrio de potencias en cavidades resonantes, como son los mecanismos de pérdida y disipación de energía, el factor de calidad de la cámara o cavidad, la densidad de potencia media o el máximo nivel de campo eléctrico. Se han estudiado las relaciones que hay entre estos parámetros para un amplio rango de frecuencias, consiguiendo así extraer conclusiones sobre la importancia de cada uno de ellos en función de la frecuencia. Además se ha avanzado en el campo del cálculo de la sección transversal de transmisión promedio para aperturas de forma arbitraria, parámetro fundamental para el caso de la estimación de la SE de una estructura compleja. Para ello, se ha implementado una metodología basada en el teorema de equivalencia

y la teoría de imágenes que resuelve el problema dual de una apertura en un plano conductor infinito utilizando el código de simulación EM MONURS de la Universidad de Alcalá.

La solución final aúna los modelos teóricos más precisos y actuales de los mecanismos de disipación y pérdida de energía en entornos reverberantes con la metodología más sencilla para calcular las interacciones electromagnéticas que pueden darse en un caso real de un sistema complejo de cavidades donde las señales se propagan a través de distintos espacios.

Todo ello se ha desarrollado e implementado desde un punto de vista práctico para la resolución de problemas de compatibilidad electromagnética como la interoperabilidad de los equipos instalados en un mismo espacio mediante el cálculo del máximo nivel de campo eléctrico dentro de una cavidad debido a una interferencia interna o externa a dicha cavidad, la propagación de señales en un entorno multicamino o reverberante, o la estimación precisa y fiable de la SE de una estructura, fuselaje o carcasa de un sistema, equipo o plataforma.

Abstract

This thesis deals with the problem of electromagnetic (EM) shielding effectiveness (SE) estimation of a structure, fuselage or equipment case. SE means the ratio of the signal received (from a transmitter) without the shield, to the signal received inside the shield, and it is a main design parameter of aircrafts, vehicles, ships and satellites. In this study the problem is solved by a combination of methods based on the power balance theory present in reverberant environments. Therefore, the technique described in this thesis could be used in multipath environments where the EM signals could come from any direction and with any polarization. The application frequency range will depend on the object dimensions in comparison with the signal wavelength. Traditionally, an environment is reverberant when it is electrically large, that means, when it supports several modes at the lowest frequency of interest, and, for that reason, the signal electrical wavelength is much smaller than the object or cavity dimensions.

The SE measurement procedure and the validation method of reverberation chambers have been deeply analyzed using the National Institute of Aerospace Technique (INTA) facilities. Thus, every theoretical concept, model or formalism implemented during this study has could be compared with experimental results. The method developed for SE prediction has been validated with real test case measurements using the nested reverberation chambers technique.

The main parameters of the power balance theory in reverberant cavities, such as the energy leakage and dissipation mechanisms, the cavity quality factor, the average power density or the maximum electrical field level, have been exhaustively described. In addition, the relationships between these parameters have been analyzed in a very wide frequency range, which permit us to draw conclusions about how each parameter affects the final SE result at different frequency bands. Furthermore, the thesis makes progress in the important issue of calculating the average transmission cross section of an arbitrary shape aperture, which is a fundamental parameter for an accurate SE prediction of a complex and real structure. For that purpose, a methodology based on the image theory has been implemented in order to solve the dual problem of an aperture in a planar conducting screen of infinite extent, using the EM simulation code MONURBS of Alcala de Henares University.

The final solution is the combination of a simplified microwave propagation model with the updated and more accurate formulation for energy leakage and dissipation mechanisms. The method is able to calculate the exchanges of EM energy between coupled spaces in reverberant environments.

The theoretical models have been developed and implemented from a practical viewpoint in order to solve EM compatibility problems such as the interoperability between equipment which are installed at same cavity by means of the calculation of the maximum electrical field level due to an external or internal interference signal, the microwave signal propagation in a reverberant environment, or the accurate and reliable SE estimation of a structure, fuselage or equipment case.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Contexto	3
1.2. Motivación	4
1.3. Problemática asociada	5
1.4. Planteamiento y objetivos iniciales	7
1.5. Estructura de la Tesis	9
2. Estado del arte y objetivos de la tesis	11
2.1. Estado del arte	13
2.1.1. La teoría estadística de los campos electromagnéticos en cavidades	14
2.1.2. Métodos de simulación electromagnética analizados en esta tesis	16
2.1.3. Modelo de propagación de señales en entornos reverberantes	20
2.1.4. Cálculo de la pérdida de energía a través de aperturas	23
2.2. Discusión y enmarque de la tesis	25
2.3. Objetivos específicos de la tesis	26
3. Desarrollo	29
3.1. Teoría estadística en cámaras reverberantes	31
3.1.1. Introducción	31
3.1.2. Entorno electromagnético uniforme, isotrópico e incorrelado	31

3.1.3.	Funciones densidad de probabilidad típicas en cámaras reverberantes	32
3.1.4.	Funciones densidad de probabilidad avanzadas para entornos reverberantes	35
3.1.5.	Conclusiones	36
3.2.	Mecanismos de disipación	38
3.2.1.	Introducción	38
3.2.2.	Pérdidas por efecto Joule	40
3.2.3.	Pérdidas de disipación en las antenas	43
3.2.4.	Pérdidas de disipación en materiales absorbentes	44
3.2.5.	Pérdidas por fugas en aperturas	46
3.2.6.	Conclusiones	46
3.3.	Modelos de pérdida de energía a través de aperturas	48
3.3.1.	Introducción	48
3.3.2.	Modelo teórico tradicional de aperturas en plano conductor infinito	49
3.3.2.1.	Modelo de alta frecuencia	49
3.3.2.2.	Modelo de baja frecuencia	50
3.3.2.3.	Aplicación del modelo según las características de los medios que intervienen	55
3.3.3.	Modelo desarrollado para el cálculo de la sección transversal de transmi- sión promedio de acoplamiento de aperturas de forma arbitraria mediante simulación	56
3.3.4.	Conclusiones	61
3.4.	Cálculo de la efectividad de apantallamiento	62
3.4.1.	Introducción	62
3.4.2.	Modelo del equilibrio de potencias	63
3.4.3.	Modelo de penetración de señales de alta frecuencia en sistemas	64

3.4.4.	Modelo de propagación de señales electromagnéticas en entornos reverberantes	69
3.4.5.	Conclusiones	71
3.5.	Medida de la efectividad de apantallamiento	73
3.5.1.	Introducción	73
3.5.2.	Caracterización clásica de la efectividad de apantallamiento	74
3.5.3.	Caracterización de la efectividad de apantallamiento en entornos reverberantes	76
3.5.3.1.	Medida de efectividad de apantallamiento de materiales	77
3.5.3.2.	Medida de efectividad de apantallamiento de estructuras	80
3.5.4.	Conclusiones	83
4.	Implementación y resultados	85
4.1.	Resultados de la implementación de la teoría estadística de las cámaras reverberantes	87
4.1.1.	Modelo estadístico básico	87
4.1.2.	Modelo estadístico avanzado	90
4.2.	Estimación del factor de calidad Q y el nivel de campo máximo dentro de una cámara reverberante	93
4.2.1.	Estimación del factor de calidad de una cavidad	93
4.2.2.	Estimación del máximo nivel de campo eléctrico dentro de una cavidad	97
4.3.	Resultados de la implementación del cálculo de la efectividad de apantallamiento en un caso simple	100
4.3.1.	Descripción de las medidas	100
4.3.2.	Aplicación de la teoría a la predicción de la SE	102
4.4.	Resultados de la implementación del cálculo de la efectividad de apantallamiento en un caso complejo	106
4.4.1.	Introducción	106

4.4.2.	Descripción de las medidas	106
4.4.3.	Aplicación de la teoría para la predicción de la SE	109
4.4.4.	Estudio paramétrico	112
4.4.4.1.	Forma de las aperturas	112
4.4.4.2.	Volumen y conductividad de la cavidad del misil	114
4.4.5.	Conclusiones	116
4.5.	Resultados de la implementación del cálculo de la sección transversal de transmisión de una apertura de forma arbitraria	118
4.5.1.	Introducción	118
4.5.2.	Cálculo de la sección transversal de transmisión promedio	119
4.5.2.1.	Método de simulación	119
4.5.2.2.	Aplicación a la apertura circular	124
4.5.2.3.	Aplicación a la apertura cuadrada	131
4.5.2.4.	Aplicación a una apertura de forma arbitraria	138
4.5.3.	Conclusiones	149
5.	Conclusiones y futuras líneas de trabajo	151
5.1.	Conclusiones y futuras líneas de trabajo	153
5.1.1.	Conclusiones generales y aportaciones	153
5.1.2.	Futuras líneas de trabajo	160
6.	Acrónimos	163
7.	Bibliografía	169

Índice de figuras

2.1. Ejemplo de aplicación de la topología EM.	17
2.2. Subvolúmenes y red topológica.	17
2.3. Índice de reverberación de espacios reverberantes típicos.	22
2.4. Enmarque de la tesis.	26
3.1. Descripción gráfica del entorno electromagnético reverberante.	32
3.2. Cámara reverberante típica según la norma IEC 61000-4-21.	33
3.3. Componente de campo eléctrico promedio normalizado en un punto con N muestras independientes.	36
3.4. Componente de campo eléctrico máximo normalizado en un punto con N muestras independientes.	37
3.5. Caso general para el cálculo de las pérdidas por efecto Joule en una cavidad. . .	41
3.6. Caso general para el cálculo de la pérdida de energía a través de aperturas. . . .	48
3.7. Señal incidente sobre una apertura circular.	50
3.8. Apertura en plano conductor infinito.	57
3.9. Proceso de equivalencias del semi-espacio izquierdo.	57
3.10. Apertura en una cavidad.	60
3.11. Caso sencillo para el cálculo de la efectividad de apantallamiento.	63
3.12. Caso general de distribución de señales electromagnéticas en redes topológicas. .	65
3.13. Representación de los parámetros de una línea de transmisión simple y múltiple.	65

3.14. Distribución de señales electromagnéticas en redes topológicas para alta frecuencia.	67
3.15. Caso general de propagación de señales electromagnéticas en cavidades acopladas.	69
3.16. Configuración típica de medida de apantallamiento según la ASTM 4935-10.	75
3.17. Configuración típica de medida de apantallamiento según la IEEE 299-2006.	76
3.18. Configuración típica de medida de apantallamiento según la IEC 61000-4-21.	78
3.19. Configuración típica de medida de apantallamiento según la IEEE 299.1-2013.	81
4.1. Validación de la cámara reverberante del INTA.	87
4.2. Función densidad de probabilidad de las componentes del campo eléctrico a 300 MHz y de la potencia recibida a 1 GHz comparadas con su distribución teórica.	89
4.3. Función densidad de probabilidad del campo eléctrico total a 500 MHz y del campo eléctrico al cuadrado a 1 GHz comparadas con su distribución teórica.	89
4.4. Función de distribución acumulada de la potencia recibida y del campo eléctrico total a varias frecuencias comparadas con la distribución teórica.	90
4.5. Potencia máxima recibida con respecto potencia media en dB.	91
4.6. Coeficientes de autocorrelación de las 324 muestras de las 3 componentes de campo eléctrico medidas a 750 MHz.	92
4.7. Medida del parámetro S11 en la cámara semianecoica del INTA.	94
4.8. Factor de calidad medido y estimado para la cámara reverberante grande del INTA.	95
4.9. Factor de calidad medido y estimado para la cámara reverberante pequeña del INTA.	95
4.10. Constante de tiempo medida y estimada para la RC grande del INTA.	97
4.11. Campo eléctrico máximo normalizado medido y estimado para la RC grande del INTA.	99
4.12. Campo eléctrico máximo normalizado medido y estimado para la RC pequeña del INTA.	99
4.13. Estructura fabricada para el cálculo de SE en la cámara reverberante grande del INTA.	100

4.14. Número de modos existentes en la estructura metálica de dimensiones (1,08x0,48x0,65 m^3). 101

4.15. Medida de la SE de 3 casos diferentes de aperturas circulares. 102

4.16. Comparación de la estimación y la medida de la SE de una apertura circular de 17 mm de diámetro. 103

4.17. Comparación de la estimación y la medida de la SE de una apertura circular de 38 mm de diámetro. 104

4.18. Comparación de la estimación y la medida de la SE de dos aperturas circulares de 38 mm de diámetro. 105

4.19. Configuración del ensayo de medida de eficiencia de apantallamiento. 107

4.20. Posiciones de la antena receptora en los dos rangos de frecuencia. 108

4.21. Antena receptora utilizada en las medidas. 108

4.22. Resultados de las medidas de la SE. 110

4.23. Resultados de las medidas de la SE comparada con la estimación utilizando los datos de la primera aproximación. 111

4.24. Resultados de la SE estimada variando el diámetro de la apertura con forma de anillo unido. 113

4.25. Modelo de la apertura con forma arbitraria. 113

4.26. Resultados de la SE estimada incluyendo 3 aperturas de forma elíptica. 114

4.27. Resultados de la SE estimada variando el volumen de la cavidad principal del misil. 114

4.28. Resultados de la SE estimada variando el valor de conductividad de las paredes de la cavidad principal del misil. 115

4.29. Resultados de la SE estimada variando el porcentaje de aluminio de las superficies de la cavidad principal del misil. 116

4.30. Ejemplo de las superficies de integración necesarias para el cálculo de la potencia transmitida. 120

4.31. Definición de los ángulos θ y ϕ en coordenadas esféricas. 121

4.32. Apertura circular con los puntos donde se calculan los campos electromagnéticos. 124

4.33. Malla utilizada para las simulaciones de la apertura circular.	125
4.34. Módulo del campo total eléctrico de todos los puntos de la superficie de integración para la PW1.	127
4.35. Módulo del campo total magnético de todos los puntos de la superficie de integración para la PW1.	128
4.36. Módulo de las componentes de campo eléctrico y magnético en el punto central de la apertura para la PW1.	129
4.37. Sección transversal de transmisión de la apertura circular para las ondas planas de la 1 a la 10.	129
4.38. Sección transversal de transmisión de la apertura circular para las ondas planas de la 11 a la 20.	130
4.39. Sección transversal de transmisión de la apertura circular para todos los ángulos de incidencia y polarizaciones.	130
4.40. Apertura cuadrada con los puntos donde se calculan los campos electromagnéticos y las superficies de integración.	131
4.41. Malla utilizada para las simulaciones de la apertura cuadrada.	132
4.42. Comparación de la sección transversal de transmisión calculada para la superficie de integración a 3 y a 6 mm.	133
4.43. Módulo del campo total eléctrico de todos los puntos de la superficie de integración para la PW1.	134
4.44. Módulo del campo total magnético de todos los puntos de la superficie de integración para la PW1.	135
4.45. Módulo de las componentes de campo eléctrico y magnético en el punto central de la apertura para la PW1.	136
4.46. Sección transversal de transmisión de la apertura cuadrada para las ondas planas de la 1 a la 10.	136
4.47. Sección transversal de transmisión de la apertura cuadrada para las ondas planas de la 11 a la 20.	137
4.48. Sección transversal de transmisión de la apertura cuadrada para todos los ángulos de incidencia y polarizaciones.	137

4.49. Apertura de forma arbitraria con los puntos donde se calculan los campos electromagnéticos y superficies de integración. 138

4.50. Malla utilizada para las simulaciones de la apertura de forma arbitraria. 141

4.51. Comparación de la sección transversal de transmisión calculada para la superficie de integración con 1 y 0,5 mm de separación entre puntos. 142

4.52. Comparación de la sección transversal de transmisión calculada para la superficie de integración con 1, 0,5 y 0,25 mm de separación entre puntos. 143

4.53. Módulo del campo total eléctrico de todos los puntos de la superficie de integración para la PW10. 144

4.54. Módulo del campo total magnético de todos los puntos de la superficie de integración para la PW10. 145

4.55. Módulo de las componentes de campo eléctrico y magnético en el punto central de la apertura para la PW10. 146

4.56. Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para las ondas planas de la 1 a la 19. 146

4.57. Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para las ondas planas de la 20 a la 38. 147

4.58. Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para las ondas planas de la 39 a la 48. 147

4.59. Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para las ondas planas de la 49 a la 58. 148

4.60. Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para todos los ángulos de incidencia y polarizaciones. 148

4.61. Resultados de la SE estimada variando el porcentaje de aluminio de las superficies de la cavidad principal del misil con la sección transversal promedio de la apertura arbitraria. 149

Índice de tablas

2.1. Comparación de las características de la propagación en espacio libre con la propagación en un entorno reverberante.	21
3.1. Coeficientes de polarizabilidad para aperturas circulares y elípticas.	51
3.2. Coeficientes de polarizabilidad para aperturas rectangulares.	52
3.3. Coeficientes de polarizabilidad para aperturas con forma de anillo, juntas circulares o rectangulares.	53
4.1. Número de muestras utilizadas para el análisis estadístico.	88
4.2. Polarización y dirección de la señal incidente.	122
4.3. Parámetros de la malla utilizada para la apertura circular.	125
4.4. Costes de CPU para la apertura circular.	126
4.5. Parámetros de la malla utilizada para la apertura cuadrada.	132
4.6. Costes de CPU para la apertura cuadrada.	132
4.7. Polarización y dirección de la señal incidente.	139
4.8. Parámetros de la malla utilizada para la apertura de forma arbitraria.	141
4.9. Costes de CPU para la apertura de forma arbitraria.	141

Capítulo 1

Introducción

1.1. Contexto

Esta tesis se enmarca en el ámbito de la Compatibilidad Electromagnética (EMC) y los problemas de Interferencias Electromagnéticas (EMI) entre equipos y sistemas electrónicos. La compatibilidad electromagnética trata de asegurar el funcionamiento correcto de un equipo o sistema en un determinado ambiente electromagnético, es decir, el equipo debe ser capaz de realizar las funciones para las cuales ha sido diseñado cuando está sometido a ciertas señales externas (interferencias), y, a la vez, el equipo no debe emitir señales electromagnéticas por encima de un determinado nivel para no perjudicar al resto de equipos que tiene alrededor. La EMI/EMC es una disciplina que hay que tener muy en cuenta en el diseño y fabricación de todo dispositivo electrónico y, más aún, en el desarrollo de plataformas aéreas, satélites, trenes, barcos o automóviles, porque existen estándares internacionales que establecen requisitos de ensayos que todos estos sistemas deben cumplir antes de su puesta en marcha o venta al público. La detección, análisis y resolución de los posibles problemas de EMI/EMC en la fase inicial de un proyecto es un factor clave para las industrias porque reduce drásticamente los costes en tiempo y dinero debido a los rediseños necesarios para el cumplimiento de los requisitos impuestos por la normativa.

Las fuentes de las perturbaciones electromagnéticas pueden ser de varios tipos: naturales, como los rayos y las descargas eléctricas, o artificiales, porque provienen de dispositivos electrónicos fabricados por el hombre. Los estándares internacionales serán los encargados de describir detalladamente los ensayos de EMC y los límites que tiene que cumplir cada sistema dentro de su ámbito de aplicación y debido al entorno electromagnético donde va a funcionar. Durante las últimas décadas, los problemas de EMC son cada vez más importantes para la industria puesto que su número y variedad han aumentado de manera significativa debido principalmente a las siguientes causas:

- La introducción masiva en los sistemas de dispositivos electrónicos que realizan multitud de funciones ha aumentado la densidad de equipos dentro de una plataforma o sistema complejo. Este aumento de la densidad de equipos provoca un incremento en la probabilidad de fallo o aparición de un problema de EMI/EMC.
- Las amenazas electromagnéticas provenientes del exterior han aumentado en número y nivel de campo eléctrico. Hoy en día existe un mayor número de emisores de señales de radiofrecuencia que ocupan todo el espectro radioeléctrico. Además, la potencia de transmisión de algunos de estos sistemas se ha ido incrementando en los últimos años.
- El aumento en el uso de materiales compuestos, que presentan ciertas ventajas frente a los materiales metálicos, ha provocado una disminución en la efectividad de apantallamiento (SE, del inglés *Shielding Effectiveness*) que de forma natural ofrecía la estructura metálica a los equipos instalados en su interior.

El contenido de esta tesis está centrado en el problema de la efectividad de apantallamiento. Cuando se descubre un fallo en un equipo en las últimas etapas de diseño, la solución más habitual es aumentar el apantallamiento, tanto de los cables como de la estructura, lo que conlleva más peso, más tamaño y más costes para la fabricación del producto. La capacidad de estimar de forma fiable la efectividad de apantallamiento de una estructura, fuselaje o carcasa de un equipo, tan importante en su diseño, es el tema que se va a desarrollar en esta tesis desde un punto de vista tanto teórico como experimental, para, de esa manera, aunar las ventajas que pueden aportar las simulaciones y las medidas en cada etapa del desarrollo de un producto.

1.2. Motivación

En la mayoría de los problemas de EMI/EMC tenemos un sistema electrónico víctima que se ve afectado por un campo electromagnético que proviene del exterior o de un equipo cercano. Normalmente, todos los equipos electrónicos están instalados en estructuras metálicas, o de otros materiales, que tienen distintas aperturas. En esos casos es necesario conocer la efectividad de apantallamiento o SE que la estructura o la carcasa proporciona al equipo. La SE es la función de transferencia que relaciona el nivel de campo electromagnético en el interior con el nivel de campo electromagnético en el exterior. La SE se define como la proporción de señal recibida (de un transmisor) sin la protección o pantalla y la señal recibida dentro de la protección, es decir, las pérdidas de inserción cuando la protección se interpone entre la antena transmisora y la antena receptora. Esta protección puede ser una estructura exterior metálica, o de otro material, o una funda, o una malla para el cableado. Conocer la SE de una estructura desde las etapas iniciales del diseño es un objetivo clave para el buen desarrollo de plataformas aéreas, satélites, trenes, automóviles, etcétera, ya que permitiría tomar decisiones que podrían suponer disminuciones en los costes finales del proyecto.

Por ejemplo, en el caso de los aviones, la normativa internacional SAE ARP5583 establece que un avión puede verse sometido a un frente de onda de alta intensidad de campo (HIRF, del inglés *High Intensity Radiated Fields*) de entre 1000 y 7000 V/m desde 400 MHz hasta 18 GHz, debido a las señales de los radares y otras fuentes electromagnéticas. Sin embargo, la SE de la estructura del avión no se conoce y, en consecuencia, tampoco los niveles de campo eléctrico a los que estarán sometidos los equipos críticos de la aeronave instalados en su interior. Una estimación fiable de la efectividad de apantallamiento serviría para establecer los requisitos mínimos que deberían cumplir los equipos instalados en las diferentes zonas del avión, pudiendo aumentar o disminuir los requisitos de los equipos al conocer previamente los niveles de campo eléctrico a los que estarán sometidos.

Por lo tanto, la motivación de este trabajo es el gran interés, tanto de la industria aeronáutica como del resto de industrias y de la comunidad científica, en conocer la efectividad

de apantallamiento de estructuras complejas que contienen equipos electrónicos susceptibles de una interferencia electromagnética y que, por requisitos internacionales, deban cumplir con una normativa de EMC específica. Tradicionalmente, las medidas de apantallamiento y los ensayos de EMC se han realizado en las fases finales del proyecto, que es cuando la aparición de un incumplimiento puede provocar la necesidad de un rediseño con sus inevitables retardos y costes añadidos. Hoy en día, la simulación electromagnética y las soluciones analíticas son muy importantes en las fases iniciales de los proyectos porque son capaces de aportar información muy valiosa para su desarrollo cuando todavía no es posible realizar ninguna medida para asegurar el cumplimiento de los requisitos de EMC. El conocimiento de una metodología que garantice resultados fiables en el cálculo de las magnitudes electromagnéticas en cavidades será de gran ayuda a las empresas y los laboratorios de EMC.

1.3. Problemática asociada

Como primera solución al problema de la estimación de la efectividad de apantallamiento se pensó en resolver teóricamente el problema gracias a la resolución computacional de las ecuaciones de Maxwell mediante métodos numéricos como diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD, del inglés *Finite-Difference Time-Domain*) o método de los momentos (MoM, del inglés *Method of Moments*). Esta solución necesita un modelo geométrico 3D del problema que, para el caso de alta frecuencia, debe ser muy preciso, y, si el tamaño del problema es relativamente grande, el tamaño de la malla necesaria para resolver el caso hace que se requiera mucho tiempo de unidad de control de procesos (CPU, del inglés *Control Processing Unit*) y grandes recursos de memoria, con lo que se hace muy difícil su manejo en ordenadores normales. Por otro lado, estos métodos deterministas son muy sensibles a los posibles cambios que pueda tener un prototipo, en cuanto a la instalación de los equipos, el recorrido de los cables, los materiales utilizados, la posición exacta de las sondas de campo, etcétera, proporcionando valores diferentes de SE al variar alguno de estos parámetros. El nivel de campo eléctrico en un único punto a una frecuencia determinada dentro de una cavidad resonante puede variar drásticamente debido a las ondas estacionarias que se generan en un entorno reverberante. Sin embargo, los parámetros estadísticos de los campos electromagnéticos permanecen bastante constantes frente a pequeños cambios en la cavidad. Por lo tanto, el estudio del comportamiento estadístico de las magnitudes electromagnéticas es imprescindible para obtener una solución válida.

Algunos autores proponen una estrategia novedosa para resolver el problema basada en la descomposición topológica del escenario electromagnético. Esto permite dividir el problema en dos problemas independientes que se resuelven sucesivamente. Para el caso de alta frecuencia, el primer paso consiste en calcular la interacción electromagnética entre la señal incidente y la estructura externa del equipo, y así conocer el nivel de campo eléctrico en los puntos de entrada, como ventanas y ranuras. El segundo paso consiste en calcular la distribución de campo eléctrico

dentro de la cavidad interna, ya que, mediante la aproximación del equilibrio de potencias, se puede determinar la densidad de potencia media dentro de la cavidad. Para el estudio del entorno electromagnético en una cavidad resonante se utiliza la teoría estadística de los campos electromagnéticos en cámaras reverberantes (RC, del inglés *Reverberation Chambers*).

A este respecto hay que decir que la teoría estadística tiene una larga historia y una amplia bibliografía, sin embargo, la normativa que describe los procedimientos de medida y los métodos de ensayo en cámaras reverberantes es bastante actual. Una RC no es más que un recinto apantallado cuyas dimensiones son grandes respecto a la longitud de onda de la señal que se transmite. Su aparición en los estándares internacionales de EMC ha provocado que se incremente su utilización para aquellos ensayos en los que presenta claras ventajas frente a los ensayos tradicionales en cámaras semianecoicas. Principalmente para ensayos de susceptibilidad radiada y medidas de SE, las RC presentan unas características de entorno electromagnético más cercanas a la realidad de un equipo instalado en una estructura metálica rodeado de otros equipos. Este aumento en su utilización ha derivado en un mayor y más riguroso conocimiento de cómo se comportan los campos electromagnéticos en el interior de las cámaras reverberantes. Además, la aparición de nuevas aplicaciones de las RC dentro del ámbito de las comunicaciones móviles ha provocado un aumento en el número de publicaciones sobre la caracterización de entornos reverberantes en los últimos años.

El método tradicional de medida de efectividad de apantallamiento consistía en enfrentar dos antenas iguales y realizar dos medidas: la primera de referencia sin el recinto a medir y una segunda colocando el recinto a medir entre las dos antenas. Este procedimiento presenta muchas dificultades y limitaciones en cuanto al tamaño y tipo de las antenas a utilizar, distancias mínimas de medida que hay que cumplir y dimensiones del recinto que se puede medir. A lo largo del tiempo, diferentes entidades de normalización han tratado de definir procedimientos de medida para la efectividad de apantallamiento de materiales, cables, recintos apantallados o estructuras. Cada uno de estos procedimientos tiene en cuenta el rango de frecuencias de utilización, el tamaño de la muestra que hay que medir, las dimensiones del recinto o el volumen. En apartados posteriores de esta tesis se detallarán los procedimientos de medida para pequeñas muestras de material, para salas apantalladas de más de 2 metros y el procedimiento de cámaras reverberantes anidadas. Pero, incluso con esta incalculable ayuda, la medida de la efectividad de apantallamiento no es una tarea fácil y todavía existen algunas limitaciones y problemas no resueltos que siguen siendo investigados. Por ejemplo, el mínimo tamaño de la muestra para la medida de la SE de un material, qué tipo de antena receptora es el mejor y su localización dentro de las estructuras o recintos pequeños, o cuál es el ancho de banda óptimo para la utilización de la nueva técnica de barrido en frecuencia. Muy recientemente, en 2013, se ha publicado un nuevo procedimiento de medida de la SE para recintos o cajas cuyas dimensiones sean menores de 2 metros que utiliza la teoría estadística de las RC.

Por lo tanto, por todas las razones comentadas anteriormente, la estimación y medida de la

SE de una estructura es un asunto de actualidad que evoluciona constantemente.

1.4. Planteamiento y objetivos iniciales

Como objetivos iniciales de la tesis podemos citar:

- El estudio y comprobación de la teoría estadística de los campos electromagnéticos en cavidades resonantes, y el análisis de los parámetros fundamentales de una cavidad, como el factor de calidad, los modos de transmisión, los mecanismos de disipación de energía y la pérdida de energía a través de las aperturas. Éstos son los conocimientos necesarios para la aplicación de la teoría del equilibrio de potencias.
- El estudio y análisis de los métodos actuales de estimación y simulación de la efectividad de apantallamiento para implementar mejoras con los resultados de las últimas investigaciones publicadas sobre la teoría estadística de los parámetros electromagnéticos en entornos reverberantes, explorando los límites de aplicación de los modelos teóricos.
- El estudio y análisis de los procedimientos de medida de la SE que se han desarrollado en los últimos años y que siguen evolucionando para aumentar su precisión de medida y solucionar sus limitaciones.

La tesis describe y analiza en detalle cómo se comportan los campos electromagnéticos dentro de una cámara reverberante utilizando para ello las instalaciones de este tipo en las que el doctorando trabaja desde hace más de doce años en el laboratorio de EMC en aeronaves del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA). Durante este tiempo el doctorando se ha formado como ingeniero de ensayos de EMC especializado en la realización de ensayos de susceptibilidad radiada y medidas de SE, tanto en cámaras reverberantes como en otros tipos de instalaciones de EMC. En la tesis se analizan las hipótesis y la formulación de las distribuciones de campo eléctrico y densidad de potencia en las cavidades resonantes y se aplican a las cámaras reverberantes del INTA desde 100 MHz hasta 40 GHz. Los doce años de experiencia en el uso y medida de este tipo de instalación, junto con la instrumentación que posee el laboratorio de ensayos de EMC en aeronaves, favorecen el planteamiento y la consecución de los objetivos de la tesis. A este respecto, hay que destacar que, a pesar de la experiencia en medidas, el doctorando tiene un gran interés por las técnicas de simulación electromagnética en el ámbito de la estimación de la SE, ya que en la actualidad se está apostando por el desarrollo de un método híbrido que sea capaz de aprovechar y unir las ventajas de las simulaciones y las medidas para la resolución de las limitaciones que cada una presenta.

Durante la tesis se ha realizado un trabajo de verificación tanto de los métodos de medida como de los cálculos numéricos. Para ello, se han llevado a cabo campañas de medidas específicas

para la validación de los modelos teóricos, primero aplicados a casos simples. Y, posteriormente, se han resuelto casos más complejos, siempre comprobando los resultados numéricos con la realización de medidas, encontrando así las relaciones que existen entre los parámetros más importantes del entorno electromagnético y el caso bajo estudio, además, aplicado a un amplio rango de frecuencias. El aumento de los conocimientos de estas relaciones, utilizando medidas y simulaciones, hará que se puedan aplicar mejor las ventajas que un método pueda aportar al otro y resolver las limitaciones de las técnicas de medida mediante simulaciones, o viceversa.

Por consiguiente, los pasos a seguir han sido, la verificación de la base estadística de la teoría de las RC, la aplicación de los modelos analíticos y la validación con medidas en cámaras reverberantes de los siguientes parámetros:

- Las pérdidas por efecto Joule de distintos materiales.
- La energía disipada por las antenas existentes en la cavidad, teniendo en cuenta su posible desadaptación.
- Las pérdidas por absorción de distintos materiales.
- La sección transversal de transmisión de distintas formas de aperturas.

La tesis describe estos pasos previos para, a partir de ahí, utilizar la teoría en casos más complejos con una clara aplicación práctica para la resolución de problemas de EMC. Por ejemplo se ha calculado los factores de calidad (Q) de varias cámaras, el campo eléctrico máximo dentro de una cavidad y las funciones de transferencia SE de varias estructuras metálicas básicas, y se han verificado mediante medidas de las cámaras reverberantes del INTA. Para la realización de estas medidas es necesario un software de medida. Este programa se ha desarrollado en Visual Basic, haciendo uso de las instrucciones del bus de instrumentación de propósito general (GPIB, del inglés General-Purpose Instrumentation Bus) pertinentes y el lenguaje propio de cada equipo.

Todos los modelos teóricos analíticos y las funciones estadísticas necesarias que se detallan en la tesis se han implementado en MATLAB[®].

Se han utilizado las medidas de la SE de un ensayo del laboratorio de EMC en aeronaves de un objeto real y complejo como ejemplo de validación final, por ser un caso representativo de la capacidad del método desarrollado para obtener buenos resultados en la predicción de la SE.

Por último, se ha desarrollado un método para el cálculo de la sección transversal de transmisión promedio de una apertura de forma arbitraria utilizando el software (SW) MONURBS de simulación electromagnética de la Universidad de Alcalá de Henares.

1.5. Estructura de la Tesis

En esta introducción se ha contextualizado el trabajo de la tesis dentro de la amplia variedad de temas de investigación que presenta la compatibilidad electromagnética. Se ha detallado el planteamiento de la tesis, sus motivaciones, objetivos y problemática asociada a la resolución del tema específico de la efectividad de apantallamiento. La estructura del resto de la tesis es la siguiente:

- En el segundo capítulo se desarrolla el estado del arte de los métodos numéricos y la teoría necesaria para enfrentarse al problema de conseguir una estimación precisa de la efectividad de apantallamiento de una estructura compleja. Se tratarán los últimos trabajos sobre la teoría estadística de los campos electromagnéticos en entornos reverberantes. También se realizará un análisis exhaustivo de los trabajos realizados sobre simulación de cavidades y métodos de cálculo de la SE. Además, se enumerarán las normativas más actualizadas sobre procedimientos de medida de la efectividad de apantallamiento.
- En el tercer capítulo se desarrollan detalladamente los conceptos teóricos más importantes, comenzando por la teoría estadística de cámaras reverberantes, los modelos analíticos de los mecanismos de disipación de energía, imprescindibles en la teoría del equilibrio de potencias, y los diferentes métodos tanto de estimación como de medida de la SE. Hay que destacar el desarrollo del modelo de pérdida de energía a través de aperturas porque resulta de especial importancia en la realización de esta tesis.
- En el cuarto capítulo se presentan los resultados más relevantes de los cálculos y las medidas realizadas para la validación de los métodos desarrollados. La implementación de ejemplos y casos de prueba comprende desde la comprobación de los modelos estadísticos y analíticos de la teoría general de cámaras reverberantes, hasta la estimación y medida de un caso real complejo, pasando por ejemplos intermedios más simples.
- En el quinto capítulo se resumen las conclusiones finales de la tesis, haciendo especial mención a las aportaciones realizadas respecto al estado actual de la técnica y las futuras líneas de investigación que se pueden seguir para mejorar en este campo.
- Por último, la tesis termina con la bibliografía y la lista de acrónimos utilizados.

Capítulo 2

Estado del arte y objetivos de la tesis

2.1. Estado del arte

En este apartado se va a detallar el estado del arte en el estudio y análisis de los métodos de estimación y medida de la efectividad de apantallamiento. Al ser un tema tan amplio se ha intentado dar a esta tesis un enfoque práctico para la industria en la resolución de problemas de EMC, y, particularmente, en conocer o estimar la función de transferencia del apantallamiento de una estructura o fuselaje, ya que es de gran ayuda e interés en las fases iniciales de los proyectos.

Las estructuras que se diseñan para proteger a los equipos pueden ser muy variadas en tamaño y forma, pero todas tienen características similares si se han diseñado para ser efectivas desde un punto de vista electromagnético. Suelen ser recintos o estructuras hechos de materiales metálicos o, cada vez más, de materiales compuestos, que proporcionan buenas características mecánicas y suelen tener una o varias aperturas para la ventilación de los equipos, los cables o las pantallas de visualización de datos. Estas características les proporcionan propiedades de cavidades resonantes cuando sus dimensiones son varias veces la longitud de onda de la señal, como veremos en el apartado 3.1. Es por esta razón que los métodos de ensayo más utilizados para la medida de la efectividad de apantallamiento en los últimos años son métodos basados en el uso de cámaras reverberantes. Por tanto, la primera parte del estado del arte que se va a estudiar versará sobre el comportamiento de los campos electromagnéticos en este tipo de entorno. Los métodos de medida, tanto los clásicos como los más actuales, serán analizados en el apartado 3.5.

El hecho de querer tener estimaciones de la SE en las fases iniciales del diseño, hace que se tenga que recurrir a las simulaciones electromagnéticas y a los modelos analíticos para obtener resultados. No es objetivo de esta tesis realizar un estado del arte de todos los métodos de simulación electromagnética que podrían usarse para el cálculo de la SE de una estructura. En la segunda parte del estado del arte se estudia la evolución de la topología electromagnética utilizada por algunos autores como estrategia para resolver problemas complejos que servirá como guía para afrontar un tema tan amplio y complejo. Además, se verá cómo ciertas líneas de investigación unifican la teoría estadística de los campos electromagnéticos en cámaras reverberantes con herramientas de simulación para conseguir mejores resultados.

En los últimos años han aumentado los trabajos sobre la propagación de señales de radiofrecuencia en entornos reverberantes. Las tecnologías de comunicaciones inalámbricas han aplicado la teoría estadística de las cámaras reverberantes para el cálculo de cobertura de antenas y calidad de señal. También, se han publicado trabajos en los que se ha aplicado la teoría estadística de las cámaras reverberantes a entornos o recintos, que no son claramente cavidades resonantes ideales, con muy buenos resultados. La tercera parte del estado del arte está dedicada a este tema porque, como se verá, tiene aplicación directa al problema de la efectividad de apantallamiento.

Por último, durante la realización de la tesis se ha identificado la sección transversal de trans-

misión promedio de una apertura como parámetro clave a la hora de conseguir una estimación precisa de la efectividad de apantallamiento de una estructura. En la cuarta parte del estado del arte se ha puesto mucho énfasis en la búsqueda de información sobre este tema.

2.1.1. La teoría estadística de los campos electromagnéticos en cavidades

El tema del comportamiento de los campos electromagnéticos en cavidades tiene una larga y bien documentada bibliografía, con algunos conceptos extraídos de la teoría acústica. En primer lugar, hay que destacar el trabajo de D. A. Hill del *National Institute of Standards and Technology* (NIST) de Estados Unidos, quien recientemente ha publicado un libro donde se describe la teoría tanto determinista como estadística de los campos electromagnéticos en cavidades [1]. En la primera parte de este libro, Hill reúne la teoría clásica de cavidades determinista que estaba repartida en diferentes libros y artículos. Mientras que la segunda parte del libro está dedicada a la teoría estadística de los campos electromagnéticos y sus aplicaciones, que son las que más han evolucionado en los últimos años. En la primera parte de esta publicación se condensa toda la información necesaria para conocer el comportamiento de los campos electromagnéticos en cavidades, incluyendo desde las ecuaciones de Maxwell y su uso en la obtención de los modos resonantes en la cavidad para distintas formas, hasta ecuaciones para los factores de calidad (Q), la densidad modal, la excitación de la cavidad y las deformaciones de su contorno. La segunda parte es la más novedosa y está dedicada a la estadística de los campos en cavidades comenzando con el estudio de las cámaras reverberantes, que son instalaciones específicamente diseñadas para generar campos con ciertas características estadísticas con el fin de realizar ensayos de EMC.

El núcleo de la teoría estadística fue desarrollado en la década de los 90, donde se pueden encontrar los trabajos de T. Lehman [2] y J. Kostas [3] que coinciden en sus conclusiones con los trabajos realizados en el NIST por D.A. Hill y otros autores como J. Ladbury y G. Koepke, que publican los resultados de sus trabajos comprobando siempre los modelos estadísticos utilizados con el post-proceso realizado a medidas en cámaras reverberantes mediante el uso de palas mecánicas para la obtención de las muestras [4, 5]. Estas publicaciones han sido utilizadas en el desarrollo de la sección 3.1.3, donde se explican los fundamentos básicos de la teoría estadística. Para comprender mejor esta sección es recomendable hacer una revisión de los conceptos teóricos básicos de las distribuciones estadísticas que podemos encontrar en diferentes libros [6, 7]. De esta década, tiene especial interés para el desarrollo de la estimación de la efectividad de apantallamiento la publicación de D.A. Hill de 1994 [8], incluida en el capítulo 8 de su libro [1], donde se explica la teoría del equilibrio de potencias que servirá de base a otros muchos autores para desarrollar métodos de cálculo de la SE posteriormente.

Cuando la teoría estadística ya estaba madura para la comunidad científica, el uso de las cámaras reverberantes se incrementó debido a la aparición, en los primeros años de la década del 2000 al 2010, de los estándares internacionales para la realización de ensayos de EMC en este

tipo de cámaras, ya que tenían ciertas ventajas frente a las tradicionales instalaciones de ensayo, basadas en la radiación directa de un frente de onda en ausencia de reflexiones, como las cámaras anecoicas o semi-anecoicas. La norma principal sobre el uso de las cámaras reverberantes para ensayos de EMC en el ámbito civil es la IEC 61000-4-21 [9] cuya primera edición es del año 2003 y la versión actual de 2011. En el ámbito militar es la MIL-STD-461 [10] y en el ámbito aeronáutico la RTCA DO-160 [10, 11]. Estas normas han publicado varias ediciones en estos años incluyendo nuevos detalles de la teoría estadística y procedimientos de medida que se van descubriendo. Desde el punto de vista de la efectividad de apantallamiento se hace un detallado resumen de la normativa especializada en el apartado 3.5.

Durante la década del 2000 al 2010, L. Arnaut del *National Physical Laboratory* (NPL), ha publicado varios trabajos donde se profundiza en temas como la incertidumbre de medida en cámaras reverberantes y la elaboración de distribuciones estadísticas más complejas para ser utilizadas cuando no se cumplen todas las hipótesis necesarias para tener un entorno reverberante [12]. En su trabajo se puede encontrar qué distribuciones son más útiles cuando tenemos un entorno que no se comporta como una cámara reverberante ideal, es decir, tiene un número bajo de muestras independientes, o existen pocos modos de transmisión en la cavidad, o tiene un bajo factor de calidad. L. Arnaut está muy relacionado con la publicación de la normativa civil IEC 61000-4-21 y gran parte de su trabajo puede encontrarse en la referencia [9]. Estos trabajos junto con las publicaciones del NIST de estos mismos años son los que se resumen en el apartado 3.1.4, donde se explican las aplicaciones más avanzadas de la teoría estadística en la resolución de problemas de EMC.

En esta década se mejoran los procedimientos de medida de uniformidad de campo, la eficiencia de las palas para batir el campo, el número de muestras independientes necesario para hacer un ensayo, y se estudian los efectos de carga de la cavidad y las alternativas a la instalación de una pala mecánica como el *frequency stirring* o batido en frecuencia. Los diferentes trabajos sobre estos temas se recopilan en la segunda parte del libro de D.A. Hill [1]. Los dos últimos capítulos de este libro están dedicados a las aplicaciones de las cámaras reverberantes, tratando en detalle las medidas de efectividad de apantallamiento, de la eficiencia de antenas, de la absorción de energía en materiales y la simulación del canal de comunicaciones de señales *wireless* en los interiores de los edificios. Esta última línea de investigación es la que genera un mayor número de publicaciones sobre la teoría estadística de las cámaras reverberantes en la actualidad.

En los últimos años, hay que destacar el trabajo de C. Holloway, también del NIST, continuando con varias líneas de investigación abiertas sobre las aplicaciones de las cámaras reverberantes. En [13] publica un método para la medida de la eficiencia de radiación de antenas en cámaras reverberantes midiendo el factor Q de la cámara en el dominio del tiempo. En [14] establece las relaciones entre el factor de calidad de una cavidad y el tiempo de caída de la energía para su utilización en los sistemas de comunicaciones *wireless*. En [15] y en [16] C. Holloway

muestra cómo el nuevo método de medida del factor Q en el dominio del tiempo se puede utilizar también para sacar conclusiones sobre la uniformidad espacial del campo eléctrico y la carga que los objetos grandes pueden ocasionar dentro de una cavidad.

2.1.2. Métodos de simulación electromagnética analizados en esta tesis

El principal inconveniente, tanto de los problemas EM experimentales como de las aproximaciones numéricas o simulaciones, es el hecho de tratar de resolver el problema completo con un único método. Por el contrario, la idea original de la topología EM es la descomposición del problema completo en problemas elementales, limitados a volúmenes o subvolúmenes que tienen un tamaño menor al del problema original y donde se puede plantear un método de resolución más apropiado. Teniendo en cuenta el objetivo final de resolver el problema completo, la técnica consiste en hacer un planteamiento lo más modular posible. Todos los trabajos publicados que han utilizado la topología EM confirman que es posible incluir todos los conocimientos científicos, adquiridos en la resolución de problemas canónicos, al acoplamiento electromagnético en sistemas complejos. Las principales ventajas de dividir el problema son:

- La hibridación de métodos, es decir, poder usar una combinación de varios métodos.
- Las aproximaciones paramétricas para diseño.
- La reutilización de bases de datos de resultados.

La descomposición de un problema complejo en subproblemas es generalmente muy intuitiva. Las fronteras de los subvolúmenes interiores están constituidas por fronteras físicas (paredes, cajas y cables). Principalmente diferenciamos dos tipos de superficies:

- Las superficies que actúan como pantallas, en el sentido de que atenúan la señal desde un lado al otro del volumen. Por ejemplo, el fuselaje de un avión o la malla de un cable apantallado. En este caso se habla de superficies propiamente dichas o que encierran un volumen propio. Permiten separar los procesos de acoplamientos externos y las interferencias internas mediante la aproximación de buen apantallamiento.
- Las superficies que no proporcionan ningún tipo de protección de apantallamiento pero separan físicamente dos volúmenes, se denominan superficies elementales. Por ejemplo, las paredes con aperturas, o los cables que cruzan entre dos estancias o volúmenes, hacen que las señales EM dentro de cada subvolumen elemental sean dependientes.

Una vez terminada la descomposición del problema global en volúmenes y subvolúmenes, la topología EM propone que se utilice una descripción en forma de red, con nodos y enlaces, es decir, uniones y caminos de propagación. La red topológica puede describirse como la formulación

del acoplamiento EM existente entre los diferentes subvolúmenes que forman el problema bajo estudio. En la red descriptiva, cada volumen o subvolumen (propio o elemental) puede definirse como una unión. Cada unión está relacionada con otra a través de un camino de propagación o enlace. Dentro de la red las fuentes de acoplamiento pueden definirse como generadores equivalentes en las distintas posiciones de los enlaces de propagación. Las uniones pueden representar un volumen completo que puede, a su vez, ser descrito mediante otra red topológica y su unión equivalente, o ser elementos discretos como circuitos o cargas. Los enlaces o caminos de propagación, además de permitir la colocación de las fuentes de señal equivalentes en la red, describen la posible propagación de señales entre dos uniones. Con estos elementos se consigue un conjunto de herramientas que nos permiten describir el comportamiento EM de la red topológica.

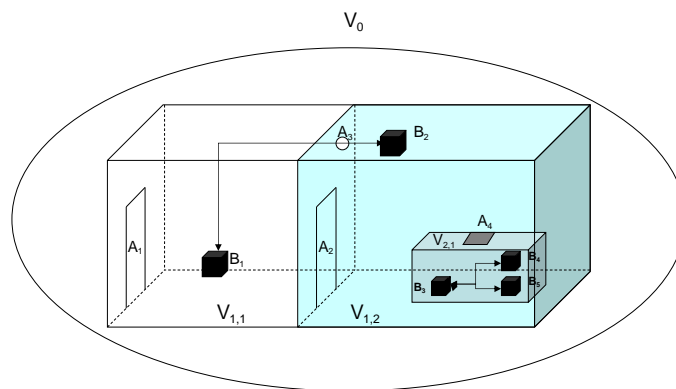


Figura 2.1: Ejemplo de aplicación de la topología EM.

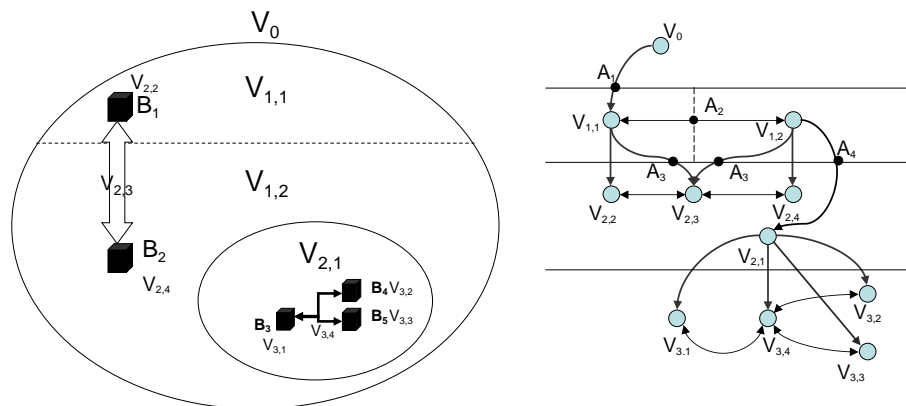


Figura 2.2: Subvolúmenes y red topológica.

En la Figura 2.1 puede verse un ejemplo de aplicación, un recinto apantallado con dos habitaciones con varias aperturas y equipos conectados en su interior. En la Figura 2.2 se presenta la red topológica que describe las interacciones EM del problema:

1. Los acoplamientos entre los niveles de apantallamiento del problema, a través de las aperturas y los cables.

2. Acoplamientos entre volúmenes elementales dentro del mismo nivel de apantallamiento, a través de la transmisión y el acoplo del cableado y las aperturas.

Estas interacciones se modelan mediante ramas bidireccionales con la intención de modelar las señales que se acoplan entre los distintos volúmenes sin tener en cuenta, a priori, la dirección.

En sus comienzos en los años 70, la topología electromagnética nació como un método de aproximación para el diseño de protecciones contra pulso nuclear electromagnético (NEMP) [17]. Posteriormente, C. E. Baum del *Air Forced Research Laboratory* en Nuevo Méjico, Estados Unidos, introdujo la descomposición de la geometría del problema en subvolúmenes que están unos dentro de otros y que no interactúan entre sí cuando se cumple la hipótesis de buen apantallamiento [18]. En la práctica, la existencia de cables y aperturas entre los distintos volúmenes hace que sean dependientes desde un punto de vista electromagnético.

En los años 90, la topología EM se utilizó para el cálculo de interferencias electromagnéticas siendo capaz de cuantificar los acoplamientos en redes de cableado. J. P. Parmantier del *Office National d'Etudes et Recherches Aérospatiales* (ONERA), tras varias estancias en el *Air Forced Research Laboratory* con C.E. Baum, utilizó la topología electromagnética junto con códigos de simulación EM para resolver los acoplamientos de señales en cables para frecuencias desde DC hasta 500 MHz [19].

En la década del año 2000 al 2010, el método saltó de la teoría a la práctica, realizándose varias adaptaciones y validaciones. Se desarrollaron herramientas de resolución numérica basadas en las redes topológicas. En el ámbito del análisis de problemas de EMC en grandes sistemas se distinguen dos tipos de aplicación según sean acoplamientos de baja frecuencia, desde DC hasta 500 MHz, o de alta frecuencia. El primer tipo se denomina topologías de redes de cableado y trata de resolver los acoplamientos de señales entre cables, mientras que el segundo tipo se denomina topologías en 3D y trata de resolver los acoplamientos de señales EM en sistemas cuyas dimensiones son grandes comparados con la longitud de onda de la señal. No hay una frontera perfectamente definida entre estos dos tipos. Para frecuencias intermedias, las señales acopladas en los cables están relacionadas con las que se propagan y disipan por toda la estructura. Existen numerosas validaciones de estos métodos para cada rango de frecuencias y su aplicación en la industria es muy amplia [20–22]. Para el caso de alta frecuencia, el entorno EM se describe mediante el uso de los parámetros estadísticos de una cavidad resonante similar a una cámara reverberante. Teniendo en cuenta las propiedades del equilibrio energético dentro de la cavidad [8], se puede resolver el problema de forma similar a las ecuaciones de propagación en redes de cableado. Ésta es la idea principal que desarrolla I. Junqua (ONERA) en su tesis doctoral titulada: 'acoplamiento de las señales EM de alta frecuencia en sistemas: análisis y evaluación de la aproximación del equilibrio de potencias PWB (del inglés *PoWer Balance*)' [23].

Como ya se ha dicho, la estimación de la efectividad de apantallamiento de una estructura muy compleja puede resolverse mediante los métodos numéricos tradicionales como FDTD y

MoM, pero tiene serios inconvenientes [24]. En primer lugar, si el objeto es grande y se quiere simular en alta frecuencia se necesitan grandes mallas que requieren de enormes recursos de memoria y se hace muy difícil su manejo en los ordenadores normales. En segundo lugar, estos métodos deterministas son extremadamente sensibles a las diferencias que pueden existir entre el modelo y el caso real de una instalación compleja de cables y equipos. Además, se ha demostrado que la observación de los parámetros estadísticos como la densidad media de potencia, o la potencia media dentro de las distintas cavidades del objeto, son cantidades que permanecen suficientemente conservativas para la valoración del acoplamiento electromagnético en alta frecuencia. Aplicando la estrategia de resolución computacional basada en la topología del problema electromagnético podemos dividirlo en dos problemas elementales que se resuelven sucesivamente:

1. El problema externo consiste en resolver la interacción EM entre la onda o señal incidente y la superficie externa de la estructura del equipo bajo prueba o sistema. Por ejemplo, una onda plana que incide sobre un avión volando, ya sea una señal radar o de comunicaciones. Para alta frecuencia se prefiere resolver el problema externo mediante métodos asintóticos o híbridos como óptica física (PO, del inglés *Physics Optics*), teoría física de la difracción (PTD, del inglés *Physical Theory of Diffraction*) y la teoría uniforme de la difracción (UTD, del inglés *Uniform Theory of Diffraction*) frente a los tradicionales métodos de resolución (FDTD y MoM), teniendo en cuenta las dimensiones de la aeronave. La resolución de este primer problema nos proporciona el nivel de campo eléctrico en las aperturas de la superficie, como ventanas y ranuras.
2. El problema interno está basado en la hipótesis de que la estructura del sistema se compone de varias cavidades grandes en términos de la longitud de onda de la señal, en las cuales se cumple el modelo probabilístico de los campos electromagnéticos en las cámaras reverberantes. Este problema se resuelve mediante el método del equilibrio de potencias, el cual calcula las densidades de potencia media en cavidades resonantes mediante los conceptos energéticos, considerando los mecanismos disipativos como, por ejemplo, el efecto Joule de las paredes, puntos de absorción de energía y transferencia de energía a través de aperturas. La fuente de excitación de este problema proviene de la solución del problema externo, que evalúa el campo eléctrico incidente en las aperturas.

En estos últimos años, desde 2010 hasta 2015, podemos encontrar varios ejemplos publicados que siguen esta metodología [23, 25–29]. Las referencias [23, 25] son dos ejemplos del trabajo de ONERA. En la tesis de I. Junqua podemos encontrar varios ejemplos de aplicación, cada uno un poco más complejo que el anterior, donde se aplica esta metodología al acoplamiento de las señales de alta frecuencia, tanto a nivel de equipos simples como, en el último capítulo de la tesis, al cálculo de la efectividad de apantallamiento de los compartimentos de aviónica del avión de combate Rafale. Mientras que, en [25] se calcula la efectividad de apantallamiento de un fuselaje

metálico de un avión simulado. En [26], la empresa italiana Ingegneria Dei Sistemi S.p.a. (IDS) presenta los resultados de una herramienta SW IDS-OCT (del inglés *Oversized Cavity Theory*) que implementa esta metodología para resolver problemas de apantallamiento en cavidades. En [27] se demuestra el interés de la industria aeronáutica en este tipo de simulaciones para poder hacer ensayos virtuales sobre aviones que están todavía en su fase de diseño; en esta publicación se comparan los resultados de las simulaciones con medidas realizadas en aviones reales, utilizando distintos códigos para cubrir todo el rango de frecuencias necesario para la certificación de una aeronave. La referencia [28] es de la universidad de Seúl y muestra los resultados de aplicar la topología electromagnética junto con un código de simulación propio para resolver problemas de acoplamientos de energía en cavidades con aperturas. Por último, la referencia [29] es un trabajo de la *Academy of Space Technology* de China en el que se utilizan distintos métodos para predecir el apantallamiento de una cavidad metálica rectangular con aperturas.

2.1.3. Modelo de propagación de señales en entornos reverberantes

El modelo de propagación de señales en entornos reverberantes que se ha utilizado en esta tesis ha sido desarrollado por el *Naval Surface Warfare Center* de Dahlgren, Virginia, Estados Unidos. M. O. Hatfield tiene publicaciones sobre las características de los entornos reverberantes desde 1996 [30] y ha participado muy activamente en la redacción de la normativa civil de cámaras reverberantes [9]. M. O. Hatfield, R. Richardson, G. Tait y M. Slocum pertenecen al grupo de investigación de compatibilidad electromagnética de la armada de Estados Unidos y junto con los ingenieros de diseño se encargan de resolver las cuestiones relacionadas con los entornos electromagnéticos en espacios reverberantes. Los compartimentos bajo cubierta de los barcos, los compartimentos de los aviones, los hangares metálicos o los edificios prefabricados son espacios reverberantes donde se pueden presentar problemas de EMC que haya que resolver, como, por ejemplo: calcular la efectividad de apantallamiento de estos espacios frente a una señal externa, o el nivel de campo máximo que puede generar una transmisión interna, o cómo se propagarían las señales digitales de las comunicaciones *wireless*. A todos estos casos se puede aplicar el modelo de propagación de señales en entornos reverberantes. Además, el uso de transmisores más potentes junto con la construcción de estructuras de los barcos de materiales compuestos incrementa la preocupación de la armada por los posibles problemas de EMC que puedan aparecer.

En 2008, Robert E. Richardson en su informe titulado: '*Reverberant Microwave Propagation*' trata de explicar la propagación de señales en frecuencias de microondas en espacios moderadamente reverberantes [31]. Para ello utiliza los resultados de una serie de campañas de medida en diferentes escenarios obtenidos con un equipo basado en la transmisión y recepción de un pulso radar. Por eso establece para la comparación de entornos reverberantes la definición de un índice de reverberación que es el ratio entre el tiempo exponencial de caída $1/e$ o τ (constante de

tiempo de una cámara reverberante) y tiempo de dispersión entre paredes T_c , que es el tiempo medio entre rebotes de un frente de onda en las paredes del lugar. En la tabla 2.1 podemos ver las principales diferencias que existen entre el modelo de propagación en entornos reverberantes y en modelo tradicional de propagación en espacio libre.

Característica	Espacio Libre	Reverberante
Densidad de Potencia	Vector de Poynting $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$	Escalar $S = c \cdot u$
	Onda Plana	Isotrópico
Acoplamiento entre Tx y Rx	Determinista	Estadístico
	Pérdidas de propagación $(\lambda/4\pi R)^2$	Pérdidas de Inserción
	Ecuación radar o ecuación de Friis para espacio libre	Conservación de la energía, distribución de probabilidad Chi-cuadrado χ^2
Ganancia y Directividad	Ganancia y directividad en espacio libre	Ganancia unidad y desadaptación por polarización de -3 dB

Tabla 2.1: Comparación de las características de la propagación en espacio libre con la propagación en un entorno reverberante.

La Figura 2.3 muestra el índice de reverberación calculado por Richardson para los espacios reverberantes típicos. Como se puede observar en los espacios más reverberantes que podemos encontrar, las cámaras reverberantes para ensayos de EMC, el índice de reverberación puede ir desde 50 hasta 300. Edificios prefabricados o salas apantalladas, con el suelo también metálico, tendrían un índice de entre 20 y 50. Los compartimentos tanto de los aviones como de los barcos tienen un índice de entre 2 y 10 porque son mucho menos reflectantes. Los edificios prefabricados con el suelo de cemento estarían entre 1 y 5. Por último, en el espacio libre se consideraría un índice 0. Richardson sugiere que el comportamiento de los campos electromagnéticos en estos entornos intermedios podría tener características mixtas entre el comportamiento de los campos electromagnéticos en cámaras reverberantes y el comportamiento en espacio libre y recomienda aplicar los cálculos de ambos entornos para que se pueda construir una predicción del peor caso de los niveles de campo EM.

En publicaciones posteriores de M. Hatfield y G. Tait se pueden ver aplicaciones más concretas de cómo comprobar que el entorno electromagnético generado en espacios con reflexiones cuyas dimensiones son más grandes que la longitud de onda de la señal que se propaga en su interior se comportan como cavidades reverberantes. En [32] se caracteriza un compartimento de un avión de combate como si fuera una cámara reverberante para obtener el campo máximo

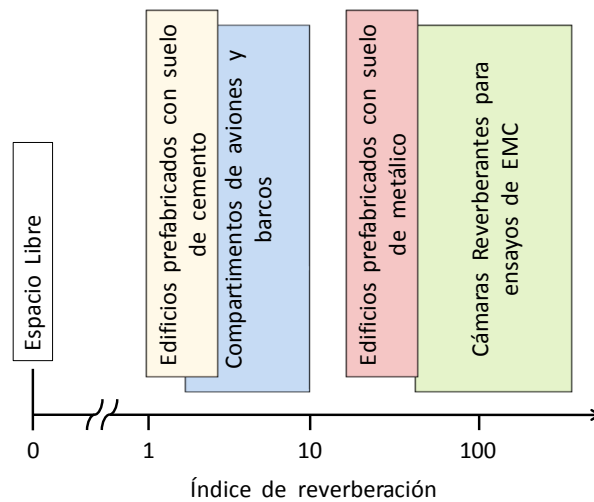


Figura 2.3: Índice de reverberación de espacios reverberantes típicos.

que generaría una transmisión de un equipo dentro de la cavidad. En el artículo se describen las técnicas de medida para la comprobación de las distribuciones de densidad de probabilidad que se deben cumplir y el uso de la teoría estadística en cámaras reverberantes para inferir el campo máximo al que se verían sometidos los equipos instalados dentro de la cavidad frente a una transmisión intencionada o no intencionada de uno de ellos. En [33] se explica una técnica de medida para conseguir los datos necesarios de un espacio o entorno reverberante y, después de comprobar cómo de reverberante es el espacio, poder aplicar la teoría estadística de cámaras reverberantes.

Hay que destacar dos publicaciones donde G. Tait explica con mayor detalle el modelo de propagación en entornos reverberantes que hemos utilizado [34] y [35]. En [34] presenta el modelo simplificado basado en el equilibrio de potencias que se consigue en estado estacionario y se puede utilizar para aplicaciones con señales en onda continua (CW, del inglés *Continuous Wave*), como habitualmente se define la efectividad de apantallamiento. El formalismo, que se describe en función de unos coeficientes de pérdidas, sirve para describir el sistema de cavidades independientemente de si existe mucho acoplamiento de energía, es decir, bajo nivel de apantallamiento, o poco acoplamiento de energía, es decir, alto nivel de apantallamiento. Para el cálculo de los coeficientes de cada espacio se utilizan los factores de calidad de las cavidades que forman el sistema, teniendo en cuenta todos los mecanismos de disipación de energía presentes excepto el de pérdidas de energía a través de las aperturas porque ese mecanismo se utiliza en los coeficientes entre cavidades que necesitan la sección transversal de transmisión de las aperturas que unen los espacios. Una vez caracterizado el sistema de cavidades, se puede utilizar para calcular la relación entre las potencias de señal que hay en el sistema.

En [35] se presenta el modelo de propagación de entornos reverberantes en el dominio del tiempo. Este modelo está basado igualmente en el equilibrio de potencias y sirve para cualquier

tipo de acoplamiento de energía. Las magnitudes típicas de medida, como el factor de calidad o las pérdidas de inserción en CW, tienen el inconveniente de depender de la eficiencia de las antenas utilizadas en la medida, la cual, al ser un parámetro difícil de conocer con precisión, incrementa la incertidumbre de la medida. En cambio, las medidas de transitorios temporales como el tiempo de caída τ está íntimamente relacionado con Q pero no depende de la eficiencia de antena. En esta publicación, se establece el mismo formalismo definiendo los mismos coeficientes de pérdidas, con la salvedad de que las señales utilizadas en el sistema de ecuaciones tienen dependencia temporal. Se utilizan conceptos de la teoría acústica para establecer los tiempos que tarda la energía en aumentar y en disiparse. Al transmitir la señal dentro del espacio en un entorno reverberante el tiempo de caída de la energía es siempre mucho mayor que el tiempo de subida y que el tiempo de dispersión de una cavidad, T_c , [36]. El ejemplo utilizado en este artículo para comprobar la validez del modelo es un caso de medida de efectividad de apantallamiento utilizando el método de medida de las cámaras reverberantes anidadas. En los últimos años, como ya se dijo en el estudio del estado del arte de la teoría estadística de las cámaras reverberantes, el estudio de nuevos procedimientos de medida en el dominio del tiempo está siendo muy utilizado para medidas de parámetros de antenas y simulaciones de propagación de señales digitales de sistemas de comunicaciones móviles.

Por último, también se pueden encontrar trabajos de otros autores que utilizan procedimientos de medida parecidos para la caracterización de edificios como entornos reverberantes [37] y [38]. En el primer artículo se quiere caracterizar un hangar de un aeropuerto para realizar medidas de EMC utilizando técnicas de medida habituales en el dominio de la frecuencia. En cambio, en el segundo artículo, se trata de caracterizar entornos como un edificio de oficinas, y un entorno industrial como una refinería, mediante técnicas de medidas en el dominio del tiempo.

2.1.4. Cálculo de la pérdida de energía a través de aperturas

Estudiando el estado del arte de los métodos de cálculo de la efectividad de apantallamiento nos damos cuenta de que un aspecto fundamental de todas las metodologías es el uso de la sección transversal de transmisión promedio de las aperturas que tiene el caso bajo estudio. Este parámetro de la apertura resume la información de cómo la energía penetra a través de la apertura ya que se define como la potencia transmitida al otro lado de la apertura dividido por la densidad de potencia incidente, y dependerá, por tanto, de la frecuencia, la polarización y el ángulo de incidencia de la señal.

El estudio de cómo la energía electromagnética penetra a través de una apertura hecha sobre una superficie metálica es una cuestión estudiada en innumerables ocasiones. En los años 70 la motivación del estudio era claramente militar, ya que se quería proteger a los sistemas de una explosión nuclear. Una de las publicaciones más citadas es de 1978, donde C. M. Butler, Y.

Rahmat-Samii y R. Mittra hacen una revisión de todas las teorías y técnicas de análisis sobre el problema de cuantificar y caracterizar el acoplamiento de energía a través de aperturas con formas aleatorias en distintas configuraciones [39]. Esta revisión intenta ser auto-contenida y describe la formulación necesaria para los casos generales de una apertura en un plano infinito y una apertura en una cavidad cerrada siempre considerando la apertura pequeña en términos de la longitud de onda de la señal. También describe la aproximación de cálculo para aperturas pequeñas de formas canónicas de los momentos dipolares equivalentes y la tabla de los coeficientes eléctrico y magnético de polarizabilidad del círculo y la elipse. Además, incluye la solución de algunos ejemplos representativos y una extensa bibliografía.

Como se ha visto en las secciones anteriores, la evolución de los métodos de cálculo de la efectividad de apantallamiento ha seguido usando la aproximación de los momentos dipolares equivalentes con las formas de aperturas canónicas disponibles. Durante la década de los 90 podemos encontrar alguna publicación del modelado de aperturas estrechas mediante la técnica de líneas de transmisión [40]. Se trata de un modelo simple que intenta aproximar el comportamiento a baja frecuencia de una apertura estrecha con sus parámetros eléctricos para el caso de incidencia normal. Los intentos de conseguir técnicas de modelado y medida que den buenos resultados se suceden en esta época, sin mucho éxito en el caso de K. Lee en 1992 [41] donde concluye que todavía hace falta investigar mucho para llegar a una buena predicción del acoplamiento de energía en cavidades con aperturas.

Al final de los años 90, encontramos publicaciones con resultados de medidas de la sección transversal de transmisión de unos pasamuros de fibra óptica [42], donde los autores dicen que este tipo de información podría ser muy útil para calcular la efectividad de apantallamiento de recintos donde se utilicen este tipo de objetos. En los primeros años de la década de los años 2000 a 2010, encontramos un estudio de cómo utilizar simulaciones en el dominio del tiempo para calcular las propiedades de los momentos dipolares equivalentes de la técnica aproximada [43]. Así se evitaba tener que resolver los pequeños detalles geométricos de la apertura, ya que la dimensión más pequeña de la apertura era sólo una fracción del tamaño de celda de la discretización empleada en la simulación.

En estos últimos años, de 2010 a 2015, podemos encontrar algunos ejemplos de medida de la sección transversal de transmisión de aperturas circulares utilizando el método de las cámaras reverberantes anidadas [44]. Y, por fin, ejemplos de simulaciones electromagnéticas para el cálculo de la sección transversal de transmisión de aperturas y de arrays de aperturas como [45] y [46]. En [45] se calculan las secciones de arrays de aperturas cuadradas y hexagonales mediante simulación utilizando FEM (del inglés *Finite Element Method*) en 3D con HFSS de Ansys. Para la excitación y la medida de la potencia transmitida se han utilizado puertos de Floquet con lo que los coeficientes de transmisión y reflexión para los modos uniformes pueden calcularse directamente para distintos ángulos de incidencia. En la simulación se han utilizado condiciones de contorno periódicas para reducir el tiempo de cálculo por lo que los resultados se expresan

en términos de sección de transmisión dividido por el área de una apertura y se comparan con los resultados teóricos de expresiones analíticas. En [46] se calculan las secciones transversales de transmisión tanto de aperturas como de arrays de aperturas circulares, cuadradas y ranuras rectangulares estrechas mediante el uso de FIT (del inglés *Finite Integration Technique*) y FDTD con el software de CST Microwave Studio. En esta simulación se utilizan condiciones de contorno absorbentes y se ilumina mediante onda plana en dirección a la apertura. Posteriormente se calcula la potencia transmitida a través de la apertura realizando la integración numérica del vector de Poynting en una superficie que rodee la apertura. Se comparan los resultados de simulación con los cálculos analíticos tanto de la teoría de aperturas como del modelo para ranuras estrechas mencionado anteriormente [43], obteniéndose muy buenos resultados para las aperturas estrechas.

Profundizando en la bibliografía encontramos trabajos sobre el coeficiente de transmisión, necesario para el cálculo de parámetros interesantes desde el punto de vista del diseño antenas de arrays de aperturas o de estructuras selectivas en frecuencia (FSS, del inglés *Frequency Selective Surface*), como la referencia [47], donde el autor realiza un interesante estudio de este parámetro utilizando MoM y un método parecido al que describiremos en el capítulo de desarrollo.

2.2. Discusión y enmarque de la tesis

Una vez realizado el estado del arte sobre los métodos para la predicción de la efectividad de apantallamiento de una estructura compleja, podemos definir un diagrama con los conocimientos necesarios, y sus relaciones, para la realización de la tesis. La Figura 2.4 nos muestra este diagrama.

Claramente el eje central de la tesis es la teoría estadística de los campos electromagnéticos en cavidades, alrededor de la cual han ido surgiendo diferentes aplicaciones a lo largo del tiempo. En el tema concreto del cálculo de la efectividad de apantallamiento, dos líneas distintas de investigación han desarrollado metodologías parecidas para distintos fines basadas en la teoría básica del equilibrio de potencias de D.A. Hill, que podía resolver casos sencillos, pero el gran interés de la industria por los beneficios que podía aportar ha provocado que evolucione rápidamente. En el caso de la línea de investigación de I. Junqua con una clara aplicación a resolver problemas de EMC, el objetivo es conocer y cuantificar los niveles de campo eléctrico en un objeto o sistema complejo que se enfrenta a una amenaza concreta, y, para resolverlo, utiliza la topología electromagnética para la descomposición del problema teniendo en cuenta todas las interacciones entre elementos de la red equivalente. En el caso de la línea de investigación de G. Tait la aplicación es conocer el comportamiento de las señales de los sistemas de comunicaciones *wireless* en interiores y su objetivo es modelizar de forma sencilla un sistema complejo de cavidades para calcular las pérdidas de propagación de las señales en un entorno reverbe-

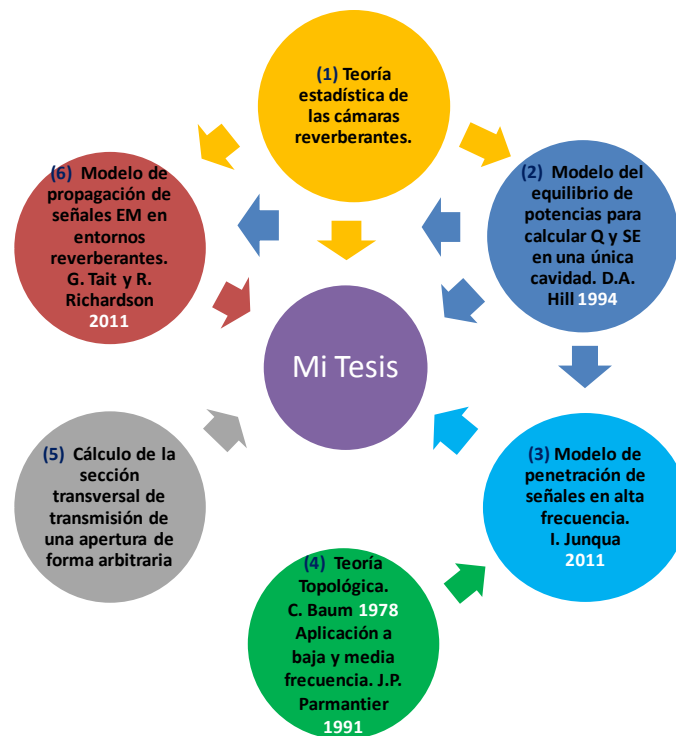


Figura 2.4: Enmarque de la tesis.

rante. Ambas metodologías necesitan de la sección transversal de transmisión promedio de una apertura para resolver el problema del apantallamiento. Por lo cual, también ha sido necesario profundizar en los modelos y procedimientos de cálculo existentes para obtener ese parámetro. Toda esta información ha sido estudiada y sintetizada utilizando las ventajas de cada método a fin de encontrar la mejor solución para el desarrollo de esta tesis.

2.3. Objetivos específicos de la tesis

Los objetivos globales de la tesis fueron descritos en el apartado 1.4. Ahora, una vez conocido el estado del arte de los métodos de cálculo de la efectividad de apantallamiento para estructuras o sistemas de cavidades en alta frecuencia podemos, detallar los objetivos principales de esta tesis como:

1. El primer objetivo es adquirir los conocimientos necesarios con el fin de operar con las funciones densidad de probabilidad que definen el comportamiento estadístico de los campos electromagnéticos en cavidades resonantes para:
 - a) Conocer las relaciones que existen entre el volumen de la cavidad y la longitud de onda de la señal para conocer el número de modos de transmisión y la densidad modal.

- b) Conocer las relaciones entre el campo eléctrico promedio, la densidad media de potencia y el número de muestras independientes que se pueden generar para poder inferir el nivel de campo máximo que podría encontrarse en algún punto de la cavidad.
 - c) Conocer las relaciones entre el campo eléctrico promedio, la densidad media de potencia y el factor de calidad de la cavidad (o su constante de tiempo) para poder estimar con una de estas cantidades el resto.
2. El segundo objetivo es modelizar los mecanismos de disipación de energía que contribuyen al factor de calidad de una cavidad o espacio reverberante. Se analizarán específicamente el comportamiento en frecuencia de los siguientes mecanismos de disipación:
- a) El efecto Joule sobre las paredes de la cavidad.
 - b) La absorción de energía en materiales u objetos que estén presentes dentro de la cavidad.
 - c) El acoplamiento de energía en las antenas que puedan estar dentro de la cavidad, distinguiendo su funcionalidad como transmisora o receptora de energía.
 - d) La pérdida de energía a través de las aperturas, que, como hemos visto en el estado del arte, dependerá de su forma y tamaño.
3. El tercer objetivo es encontrar la mejor manera de modelizar las interacciones electromagnéticas que pueden darse simultáneamente en un caso real de un sistema complejo de cavidades en el que las señales se propaguen a través de distintos espacios con diferentes factores de calidad, volúmenes y aperturas abiertas al espacio exterior, conociendo los límites de aplicación de los distintos modelos para emplear la metodología más precisa y más simple a cada caso concreto.
4. El cuarto objetivo es dar una clara aplicación práctica a todos los aspectos anteriores para la resolución de problemas de compatibilidad electromagnética como:
- a) El cálculo o estimación fiable de la efectividad de apantallamiento de cualquier tipo de estructura, fuselaje o carcasa de un sistema, equipo o plataforma.
 - b) La propagación de señales en entornos multicamino o reverberantes para cuantificar las relaciones de potencia de señal recibida en distintos puntos.
 - c) El cálculo del nivel de campo eléctrico máximo en una cavidad debido a una señal transmitida no intencionada interna o externa a dicha cavidad.

Capítulo 3

Desarrollo

3.1. Teoría estadística en cámaras reverberantes

3.1.1. Introducción

En este apartado se van a ver los conceptos y las teorías estadísticas que son necesarias para comprender e interpretar el comportamiento del campo electromagnético en entornos reverberantes. Esta teoría ha sido desarrollada para analizar el funcionamiento de las cámaras reverberantes, que fueron intencionadamente diseñadas para generar campos estadísticos para ensayos de compatibilidad electromagnética.

Tanto en la introducción (sección 1.1) como en el estado del arte (sección 2.1) ya se ha explicado por qué es más interesante estudiar el comportamiento electromagnético de un escenario complejo de forma estadística. El punto clave es que el campo eléctrico a una frecuencia exacta en un único punto de una cavidad grande y compleja puede variar drásticamente debido a las ondas estacionarias, ya que pequeñas variaciones del entorno pueden provocar grandes variaciones en la amplitud de la señal. Sin embargo, se verá cómo algunos parámetros estadísticos del campo eléctrico se comportan de manera muy estable y permanecen invariables frente a cambios en la cavidad.

En este apartado, primeramente, se define cómo es el campo electromagnético generado en una cámara reverberante para comprender a qué entornos de la vida real puede parecerse. Se describe su funcionamiento y sus características. Posteriormente, se analizará la teoría estadística que hay detrás para conocer de dónde viene y por qué se es capaz de predecir el nivel de campo máximo o promedio en una cavidad a partir de ciertos parámetros físicos de la misma.

Por supuesto, se tratarán conceptos puramente estadísticos que es recomendable que el lector refresque en una publicación específica [6, 7]. Para una correcta comprensión de la teoría serán necesarios conceptos como: función densidad de probabilidad, función de probabilidad acumulada, muestras independientes, intervalos de confianza, etcétera.

3.1.2. Entorno electromagnético uniforme, isotrópico e incorrelado

Una cámara reverberante es una sala apantallada de grandes dimensiones, si la comparamos con la longitud de onda de la señal que se quiere transmitir, y que tiene una configuración compleja. Normalmente tiene varias antenas y una o dos palas o agitadores mecánicos también metálicos que garantizan la complejidad de la cavidad.

El objetivo de la cámara reverberante es la generación de un entorno electromagnético estadísticamente uniforme, isotrópico e incorrelado, con unos límites de incertidumbre controlados. Con el movimiento de la pala se consigue redistribuir la energía electromagnética. Con cada movimiento de la pala, las condiciones de contorno de la cavidad cambian. Esto provoca que el nivel de intensidad de campo en cada punto del interior de la cavidad varíe debido a las contribu-

ciones positivas y negativas de las ondas que se reflejan en las distintas paredes de la cámara. Sin embargo, si se consiguen suficiente número de posiciones independientes de la pala dando una vuelta completa, todos los puntos de la cavidad experimentarán las mismas variaciones dentro de una incertidumbre conocida. Entonces, para una posición concreta de las palas, la señal no proviene con igual intensidad de todas las direcciones y con todas las polarizaciones posibles, ni la densidad de energía es igual en todos los puntos interiores de la cavidad simultáneamente, pero si se repite el proceso y se cambia la posición de la pala suficiente número de veces sí será uniforme, isotrópico e incorrelado. En la Figura 3.1 se puede ver gráficamente la definición específica de cada una de estos conceptos:

- Un entorno electromagnético estadísticamente uniforme nos indica que los campos generados tienen una densidad de energía uniforme y, por lo tanto, la potencia media recibida en cualquier punto de la cámara será similar.
- Un entorno estadísticamente isotrópico tiene el mismo flujo de energía en todas direcciones.
- Un entorno incorrelado es aquel en el que la polarización de la señal en un punto es aleatoria debido a que las ondas que llegan a ese punto tienen diferencias de fase también aleatorias.

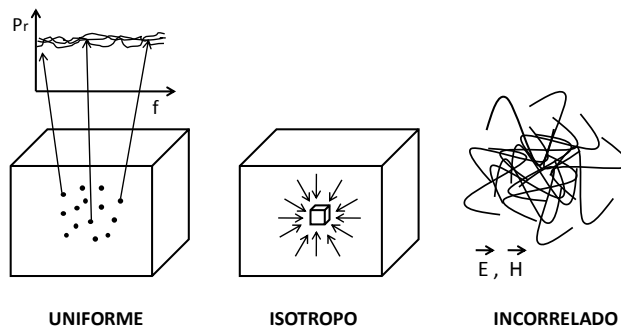


Figura 3.1: Descripción gráfica del entorno electromagnético reverberante.

Estrictamente, la mayor parte de las teorías que se van a tratar serán aplicables a los campos dentro del volumen de trabajo de una cámara reverberante. La normativa IEC 61000-4-21 [9] define el volumen de trabajo como la zona que se encuentra a una distancia de al menos $\lambda/4$ de cualquier pared, antena o pala de la cámara a la frecuencia mínima de funcionamiento. Una instalación típica de cámara reverberante se muestra en la Figura 3.2.

3.1.3. Funciones densidad de probabilidad típicas en cámaras reverberantes

El campo eléctrico dentro de una cámara reverberante ha sido descrito teóricamente desde un punto de vista estadístico y validado experimentalmente en varias publicaciones [4, 5]. Los primeros modelos estadísticos publicados [2, 3] nos muestran que el campo eléctrico total, E_T ,

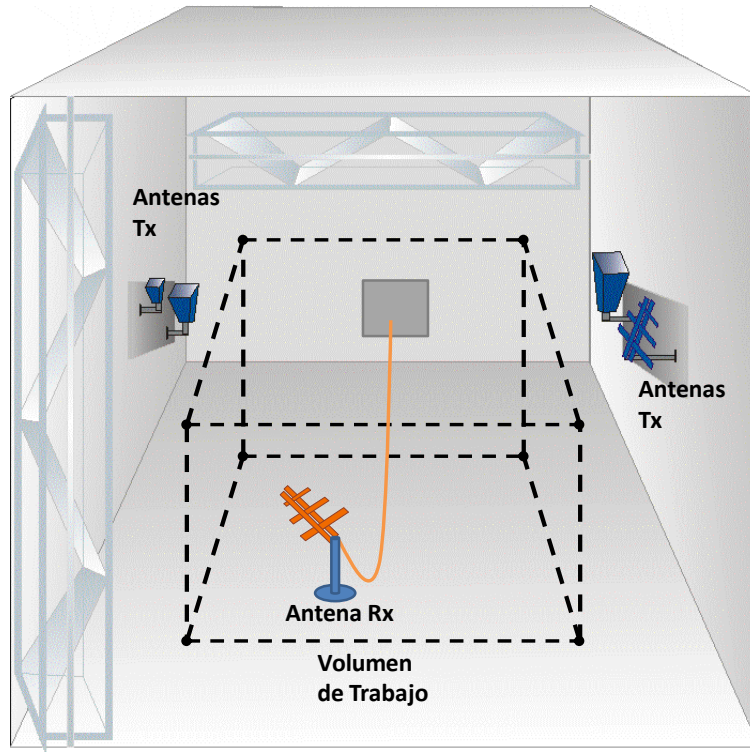


Figura 3.2: Cámara reverberante típica según la norma IEC 61000-4-21.

en una cavidad hay que expresarlo como la suma de seis parámetros: las componentes en fase y cuadratura de cada una de las tres direcciones ortogonales, E_x , E_y y E_z .

$$E_x = E_{xr} + iE_{xi} \quad E_y = E_{yr} + iE_{yi} \quad E_z = E_{zr} + iE_{zi} \quad (3.1)$$

Aplicando la propiedad de los campos incorrelados, que se ha explicado en el apartado anterior, en una cámara reverberante ideal tendríamos que cada una de las 6 componentes del campo eléctrico puede aproximarse a una variable aleatoria independiente e idénticamente distribuida, cuyo valor medio será igual a cero y tienen la misma varianza o desviación típica. De la propiedad de incorrelación obtenemos:

$$\langle E_{xr} \rangle = \langle E_{xi} \rangle = \langle E_{yr} \rangle = \langle E_{yi} \rangle = \langle E_{zr} \rangle = \langle E_{zi} \rangle = 0 \quad (3.2)$$

Y, de la propiedad de uniformidad podemos decir que:

$$\langle E_{xr}^2 \rangle = \langle E_{xi}^2 \rangle = \langle E_{yr}^2 \rangle = \langle E_{yi}^2 \rangle = \langle E_{zr}^2 \rangle = \langle E_{zi}^2 \rangle = \frac{E_0^2}{6} \equiv \sigma^2 \quad (3.3)$$

donde E_0^2 es el valor cuadrático medio del campo eléctrico (independiente de la posición gracias a la propiedad de uniformidad), que está relacionado con la densidad media de energía como se verá en los siguientes apartados.

Mediante la aplicación del Teorema del Límite Central [2] o el método de máxima entropía [1], cada una de las 6 partes que componen el campo total puede aproximarse a una distribución

normal o Gaussiana, pues es la suma de un número grande de variables aleatorias independientes e idénticamente distribuidas, con media y varianza finitas. Por lo tanto, la función densidad de probabilidad de la parte real de la componente x del campo es:

$$f(E_{xr}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{E_{xr}^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.4)$$

donde σ es la desviación típica de los datos definida en (3.3). Esta misma función de densidad de probabilidad aplica a todas las partes reales e imaginarias del campo eléctrico.

La teoría establece que siendo la parte real e imaginaria de una componente del campo eléctrico variables normalmente distribuidas independientes de media cero e igual varianza, la función densidad de probabilidad de varias de estas magnitudes, o varias de estas magnitudes al cuadrado, se ajustará a una distribución chi (χ) o chi-cuadrado (χ^2) respectivamente. Por lo tanto, la función densidad de probabilidad de una componente de campo eléctrico, por ejemplo E_x , seguirá una distribución chi de dos grados de libertad (χ_2), también llamada distribución de Rayleigh:

$$f(|E_x|) = \frac{E_x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{|E_x|^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.5)$$

La función densidad de probabilidad del módulo de una componente del campo eléctrico, por ejemplo $|E_x|^2$, seguirá una distribución chi-cuadrado con dos grados de libertad (χ_2^2), también llamada distribución Exponencial:

$$f(|E_x|^2) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left[-\frac{|E_x|^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.6)$$

Esta distribución se puede aplicar también a la potencia recibida por cualquier tipo de antena en el interior de una cámara reverberante [1].

Finalmente, el módulo del campo eléctrico total seguirá una distribución chi con seis grados de libertad (χ_6):

$$f(|E_T|) = \frac{|E_T|^5}{8\sigma^6} \exp\left[-\frac{|E_T|^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.7)$$

Y, el módulo al cuadrado del campo total seguirá una distribución chi-cuadrado con seis grados de libertad (χ_6^2):

$$f(|E_T|^2) = \frac{|E_T|^4}{16\sigma^6} \exp\left[-\frac{|E_T|^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.8)$$

Para el caso de campo magnético, sólo es necesario tener en cuenta que la varianza de la parte real o imaginaria de una componente de campo magnético será igual a:

$$\langle H_{xr}^2 \rangle = \frac{E_0^2}{6\eta^2} \equiv \sigma_H^2 \quad (3.9)$$

Las funciones densidad de probabilidad para campo magnético se obtendrían reemplazando E por H y σ por σ_H .

3.1.4. Funciones densidad de probabilidad avanzadas para entornos reverberantes

A partir de las funciones de densidad de probabilidad básicas descritas en el apartado anterior, es muy útil, desde un punto de vista de los problemas de EMC, estudiar los valores extremos de estas distribuciones. Para un valor de N muestras independientes con una distribución dada, se puede calcular la función densidad de probabilidad de los máximos y los mínimos de esas muestras. Luk Arnaut y J. Ladbury *et al.* han aplicado la teoría de los valores extremos a las funciones de densidad de probabilidad anteriores para obtener fórmulas analíticas que pueden utilizarse para evaluar la máxima potencia recibida o el campo máximo dentro de una cavidad con respecto a su media, tanto para escala lineal, como para escala logarítmica (más común en los problemas de EMC) [5, 12].

Para el caso del comportamiento del máximo de N muestras independientes, las funciones de densidad de probabilidad de los casos anteriores para la distribución de Rayleigh o χ_2 , la Exponencial o χ_2^2 y la del campo total o χ_6 son, respectivamente, las siguientes:

$$f[\chi_2]_N(x) = \frac{Nx}{\sigma^2} [1 - \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2})]^{N-1} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2}) \quad (3.10)$$

$$f[\chi_2^2]_N(x) = \frac{N}{\sigma^2} [1 - \exp(-\frac{x}{2\sigma^2})]^{N-1} \exp(-\frac{x}{2\sigma^2}) \quad (3.11)$$

$$f[\chi_6]_N(x) = \frac{Nx^5}{8\sigma^6} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2}) [1 - \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2}) (\sum_{k=0}^2 \frac{(x^2/2\sigma^2)^k}{k!})]^{N-1} \quad (3.12)$$

Una vez conocidas las distribuciones de densidad de probabilidad de los campos electromagnéticos dentro de una cavidad, es posible determinar cuántas muestras son necesarias para obtener los datos dentro de un nivel de incertidumbre, o sería posible también evaluar la eficiencia de la pala o agitador para conseguir variar las condiciones de contorno según se parezca más o menos la distribución de los datos con la función distribución ideal. En la Figura 3.3 se puede ver cómo en una cámara ideal el valor medio medido converge al valor medio real o verdadero, disminuyendo su incertidumbre a razón de $1/\sqrt{N}$. Mientras que, en la Figura 3.4, se muestra la función densidad de probabilidad para el campo máximo en una posición arbitraria de la cámara. Según aumenta N , la gráfica se desplaza hacia la derecha porque aumenta la relación entre el máximo encontrado y el valor medio, y, además, se va estrechando porque mejora la incertidumbre de la medida.

La información que nos proporciona la función densidad de probabilidad del campo máximo nos permite calcular la máxima intensidad de campo en cualquier punto de la cámara a partir de la medida del campo promedio en un punto y el número de muestras independientes N . Sin embargo, no nos permite predecir cuál será la posición específica de la pala o agitador donde se alcanzará. Además, esa posición es distinta para cada punto del volumen.

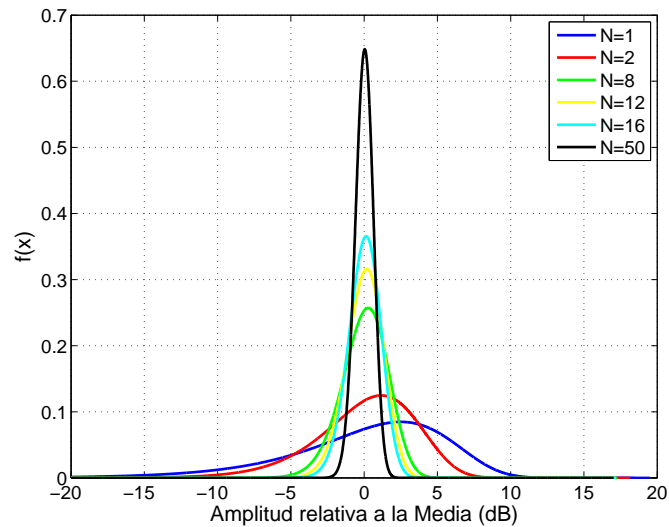


Figura 3.3: Componente de campo eléctrico promedio normalizado en un punto con N muestras independientes.

3.1.5. Conclusiones

En este apartado se ha visto cómo se modelan teóricamente las fluctuaciones que sufren los campos electromagnéticos en cavidades complejas. Estos modelos definen las funciones de distribución adecuadas para las magnitudes más importantes:

1. La potencia recibida por una antena, la cual está relacionada con la densidad de potencia escalar de la cámara y con el campo eléctrico al cuadrado.
2. Una componente del campo eléctrico en un punto de la cámara.
3. El campo eléctrico total de un punto de la cámara.
4. El máximo nivel de cada una de las magnitudes anteriores para un número de muestras independientes N .

Estas distribuciones son diferentes pero están relacionadas entre sí. En los trabajos de J. Ladbury y L. Arnaut se pueden encontrar ejemplos de cómo utilizar estas funciones para conocer incertidumbres de medida, valores máximo y promedio, intervalos de confianza, cálculos de desviaciones típicas, etcétera, siempre relacionadas con el número N de muestras independientes [5, 12].

Como se comentó en el apartado 2.1.1 del Estado del Arte, en los trabajos más actuales de L. Arnaut, se especifican nuevas funciones de distribución para los casos de cámaras reverberantes no ideales, con un número N de muestras independientes muy bajo, que se pueden aplicar, o

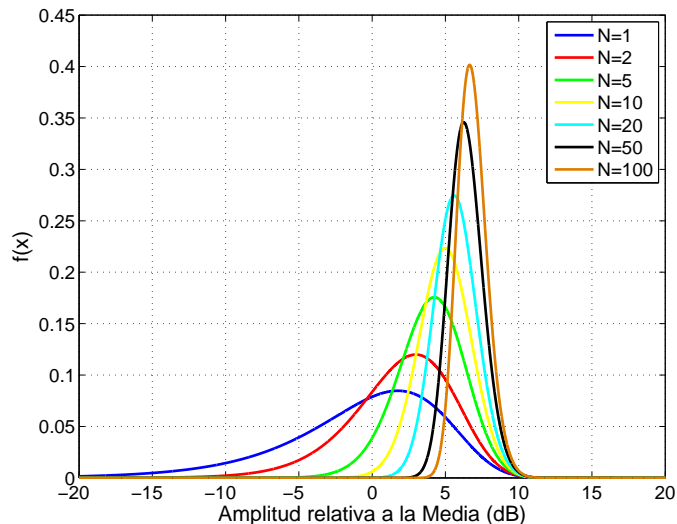


Figura 3.4: Componente de campo eléctrico máximo normalizado en un punto con N muestras independientes.

bien cuando la eficiencia de la pala o agitador es mala, o bien cuando el número de modos de transmisión dentro de la cavidad no es suficientemente alto [12].

El uso de la teoría de cámaras reverberantes en entornos electromagnéticos multicamino para el desarrollo de modelos de comunicaciones *wireless* ha provocado que se abran nuevas líneas de investigación sobre las distribuciones estadísticas más apropiadas para modelizar la propagación de las señales de estos sistemas. Las características principales de los entornos de propagación multicamino son parecidas a las de una cámara reverberante no ideal, es decir, con un número de muestras independientes N bajo debido a un factor de calidad del entorno, Q , también bajo. Un ejemplo muy claro es el trabajo de C. Holloway y D.A. Hill sobre la simulación de un entorno de comunicaciones *wireless* en cámaras reverberantes [48], donde se define la distribución de Rice como la más adecuada cuando existe una componente de energía del rayo directo alta, sumada a la energía multicamino, en el enlace de comunicaciones.

3.2. Mecanismos de disipación

3.2.1. Introducción

D.A. Hill describe en [8] las relaciones entre el campo eléctrico, el factor de calidad y los mecanismos de disipación de energía dentro de una cavidad resonante. En este trabajo, Hill establece las ecuaciones que estiman las pérdidas de energía ocasionadas por los principales mecanismos de disipación y su contribución al factor de calidad de la cavidad utilizando para ello la teoría estadística de las cámaras reverberantes.

En una cámara reverberante ideal, es decir, cuando el entorno electromagnético está formado por la suma de multitud de rayos multicamino con fases aleatorias, el valor cuadrático medio del campo eléctrico E_0^2 y la densidad de potencia S_c son independientes de la posición. La uniformidad del campo eléctrico en una cámara reverberante se ha comprobado experimentalmente y la teoría sobre su funcionamiento está desarrollada tanto en normas internacionales como en libros de consulta [1, 9]. Esta característica de las cámaras reverberantes nos permite relacionar la potencia transmitida a la cámara P_t con el factor de calidad Q gracias a la ley de conservación de la energía. Para explicar esta relación comenzaremos por la definición del factor de calidad (Q):

$$Q = \frac{\omega U}{P_d} \quad (3.13)$$

donde ω es la frecuencia angular, U es la energía almacenada en la cámara y P_d la potencia disipada. Q es la medida de la capacidad de la cámara para almacenar energía, y depende de la frecuencia de la intensidad de la resonancia en la forma 2π por la proporción de la energía almacenada dividido por la energía disipada en un periodo.

Teniendo en cuenta la uniformidad de campo eléctrico, podemos escribir la energía almacenada en la cámara como el producto de la densidad de energía W por el volumen de la cámara V :

$$U = WV \quad (3.14)$$

W puede escribirse en términos del valor cuadrático medio del campo eléctrico como:

$$W = \frac{1}{2}[\epsilon|\vec{E}|^2 + \mu|\vec{H}|^2] = \epsilon E_0^2 \quad (3.15)$$

siendo ϵ la permitividad eléctrica del medio. Para relacionar conceptos, es útil escribir la expresión de la densidad de potencia como:

$$S_c = \frac{E_0^2}{\eta} = \nu W \quad (3.16)$$

donde $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es la impedancia intrínseca del medio, $\nu = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ es la velocidad de la luz y μ es la permeabilidad magnética del medio.

La aplicación de la ley de la conservación de la energía en estado estacionario establece que la potencia disipada en la cámara P_d sea igual a la potencia transmitida P_t . Por lo que, combinando (3.13),(3.14) y (3.15), obtenemos:

$$E_0^2 = \frac{QP_t}{\omega\epsilon V} \quad (3.17)$$

donde se ve claramente la relación directa que tiene el factor de calidad de una cámara reverberante con el valor cuadrático medio de campo eléctrico que puede existir en su interior.

También podríamos relacionar el valor cuadrático medio del campo eléctrico con el factor de calidad de la cámara a través de la potencia media recibida por una antena isotrópica ideal dentro de la cámara:

$$\langle P_r \rangle = \frac{1}{2} \frac{E_0^2}{\eta} \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (3.18)$$

donde el un 1/2 es el factor de desadaptación de polarización, E_0^2/η es la densidad de potencia escalar y $\lambda^2/4\pi$ es el área efectiva de una antena isotrópica.

Si sustituimos la ecuación (3.17) en (3.18)obtenemos la expresión de la potencia media recibida por una antena ideal en función del factor de calidad de la cámara:

$$\langle P_r \rangle = \frac{\lambda^3 Q}{16\pi^2 V} P_t \quad (3.19)$$

Las ecuaciones (3.17) y (3.19) muestran también la fuerte dependencia que hay entre el factor de calidad y el nivel de campo o la potencia recibida dentro de la cámara. Además, el método de medida recomendado en la norma IEC 61000-4-21 [9] está basado en la ecuación (3.19):

$$Q = \frac{16\pi^2 V}{\eta_{rx}\eta_{tx}\lambda^3} \frac{\langle P_r \rangle}{P_t} \quad (3.20)$$

donde η_{rx} y η_{tx} son los valores de la eficiencia de las antenas utilizadas para recibir y transmitir la potencia dentro de la cámara reverberante.

Por otro lado, el cálculo de Q necesita que todos los mecanismos de disipación sean tenidos en cuenta para la determinación de la potencia disipada P_d . Podemos decir que la potencia disipada total de una cavidad es:

$$P_d = \sum_i P_{d,i} \quad (3.21)$$

$$\frac{1}{Q} = \sum_i \frac{1}{Q_i} \quad (3.22)$$

donde se pueden estudiar los mecanismos de disipación o pérdida de energía dentro de la cavidad de manera independiente, teniendo una relación directa, o, más bien, inversa, con su contribución al factor de calidad total de la cavidad. Siendo V el volumen y S_c la densidad de potencia de la cavidad, se puede relacionar la potencia disipada de cada mecanismo independiente con su contribución al factor de calidad de la cavidad mediante la siguiente fórmula:

$$P_{d,i} = \frac{2\pi V}{\lambda Q_i} S_c \quad (3.23)$$

Se puede definir la sección transversal de acoplamiento de un mecanismo de disipación, σ_i , como el coeficiente de proporcionalidad entre la potencia media disipada por ese mecanismo y la densidad de potencia media de la cavidad. Con lo que, para cada contribución al factor de calidad, Q_i , tenemos que:

$$\sigma_i = \frac{P_{d,i}}{S_c} = \frac{2\pi V}{\lambda Q_i} \quad (3.24)$$

Finalmente, si aplicamos de nuevo la ley de conservación de la energía dentro de la cavidad, se obtiene que la potencia media transmitida a la cavidad P_t debe ser igual a la suma de las potencias medias disipadas por cada mecanismo de disipación:

$$P_t = \sum_i P_{d,i} = S_c \sum_i \sigma_i \quad (3.25)$$

Las ecuaciones (3.23), (3.24) y (3.25) son las ecuaciones básicas del modelo de equilibrio de potencias en entornos electromagnéticos formados por cavidades resonantes. A continuación se van a estudiar algunos de ellos como la potencia disipada en las paredes de la cavidad por efecto Joule, la potencia absorbida por los objetos que estén dentro de la cavidad, la potencia disipada en las antenas instaladas dentro de la cámara, y la potencia transmitida por aperturas al exterior.

3.2.2. Pérdidas por efecto Joule

En una cavidad resonante o cámara reverberante la señal se refleja múltiples veces en las paredes, por tanto, la pérdida de energía debida al efecto Joule de esa reflexión puede ser uno de los mecanismos de disipación más importantes. Éste es el motivo por el que se va a estudiar este mecanismo con mayor detalle. Comenzaremos por el estudio de una cámara con paredes de un material con las siguientes propiedades electromagnéticas: conductividad σ_w , permitividad eléctrica ϵ_w y permeabilidad magnética μ_w , y el interior se considera espacio libre con ϵ_0 y μ_0 . Este estudio sirve para el caso general de una cavidad cerrada de forma arbitraria y que representa la separación entre dos medios con distintas propiedades electromagnéticas. Posteriormente, se analizarán los casos más frecuentes como son las cámaras reverberantes de forma rectangular o paralelepípedos, y las cavidades resonantes con paredes de alta reflectividad, es decir, alta conductividad. La Figura 3.5 muestra la geometría del caso general que se va a estudiar, donde V es el volumen, A la superficie de las paredes y S_c la densidad de potencia de la cavidad, θ es el ángulo que forma la señal incidente con la dirección normal a la pared de la cavidad, \vec{k}_i el vector de propagación de esa señal, \vec{k}_r el de la señal reflejada y \vec{k}_w el de la señal transmitida a través de la pared de la cavidad.

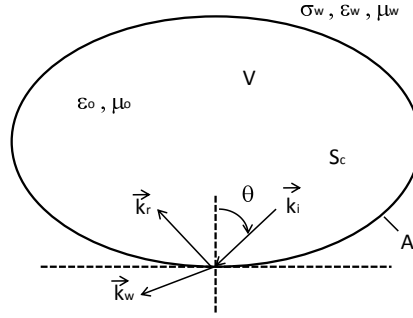


Figura 3.5: Caso general para el cálculo de las pérdidas por efecto Joule en una cavidad.

Suponiendo que dentro de la cavidad tenemos un entorno electromagnético reverberante ideal, sabemos que tanto la densidad de potencia como la densidad de energía están uniformemente distribuidas en todo el volumen V . En [1] se desarrolla la representación de los campos electromagnéticos en una cavidad como una multitud de ondas planas cuyas polarizaciones y direcciones de propagación están uniformemente distribuidas. Esto permite expresar la potencia disipada por efecto Joule como:

$$P_d = \frac{1}{2} S_c A \langle (1 - |\Gamma|^2) \cos \theta \rangle_\Omega \quad (3.26)$$

donde Γ es el coeficiente de reflexión de una onda plana, A es la superficie de la cavidad, θ es el ángulo de incidencia, y $\langle \rangle_\Omega$ indica el promediado sobre todos los ángulos de incidencia y polarizaciones. El factor $1/2$ es necesario porque sólo se tienen en cuenta las ondas planas que inciden sobre el muro.

Si se une a la definición de Q (3.13) las ecuaciones (3.14), (3.16) y (3.26) se obtiene:

$$Q = \frac{2\kappa V}{A \langle (1 - |\Gamma|^2) \cos \theta \rangle_\Omega} \quad (3.27)$$

donde $\kappa = \omega/c = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ es el número de onda.

También se puede utilizar la definición de sección transversal de acoplamiento (3.24) para obtener la expresión de este mecanismo de disipación:

$$\sigma_{EfectoJoule} = \frac{1}{2} A \langle (1 - |\Gamma|^2) \cos \theta \rangle_\Omega \quad (3.28)$$

A continuación se va a desarrollar el denominador de la ecuación (3.27). En [49], se establece que los coeficientes de reflexión de una onda electromagnética con polarización horizontal o perpendicular a la pared de la cavidad (Γ_{TE}) y con polarización vertical o paralela a la pared (Γ_{TM}) vienen dados por:

$$\Gamma_{TE} = \frac{\mu_w \kappa \cos \theta - \mu_0 \sqrt{\kappa_w^2 - \kappa^2 \sin^2 \theta}}{\mu_w \kappa \cos \theta + \mu_0 \sqrt{\kappa_w^2 - \kappa^2 \sin^2 \theta}} \quad (3.29)$$

$$\Gamma_{TM} = \frac{\mu_0 \kappa_w^2 \cos \theta - \mu_w \kappa \sqrt{\kappa_w^2 - \kappa^2 \sin^2 \theta}}{\mu_0 \kappa_w^2 \cos \theta + \mu_w \kappa \sqrt{\kappa_w^2 - \kappa^2 \sin^2 \theta}} \quad (3.30)$$

donde $\kappa_w = 2\pi f \sqrt{\mu_w(\epsilon_w - j\frac{\sigma_w}{2\pi f})}$. Teniendo en cuenta que ambas polarizaciones son igualmente probables en (3.26) y (3.27), podemos escribir el término promediado como:

$$\begin{aligned} \langle (1 - |\Gamma|^2) \cos \theta \rangle_\Omega &= \langle (1 - \frac{1}{2}(|\Gamma_{TE}|^2 + |\Gamma_{TM}|^2) \cos \theta) \rangle_\Omega \\ \langle (1 - |\Gamma|^2) \cos \theta \rangle_\Omega &= \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi/2} [1 - \frac{1}{2}(|\Gamma_{TE}|^2 + |\Gamma_{TM}|^2)] \cos \theta \sin \theta d\theta d\varphi \end{aligned} \quad (3.31)$$

Esta integral se puede resolver numéricamente para calcular las pérdidas de disipación de cualquier superficie. La ecuación (3.31) puede simplificarse notablemente cuando $|\frac{\kappa_w}{\kappa}| \gg 1$, dado que en ese caso los coeficientes de reflexión quedan reducidos a:

$$\begin{aligned} |\Gamma_{TE}|^2 &\approx 1 - \frac{4\mu_w \kappa \operatorname{Re}(\kappa_w) \cos \theta}{\mu_0 |\kappa_w|^2} \\ |\Gamma_{TM}|^2 &\approx 1 - \frac{4\mu_w \kappa \operatorname{Re}(\kappa_w)}{\mu_0 |\kappa_w|^2 \cos \theta} \end{aligned} \quad (3.32)$$

donde $\operatorname{Re}()$ indica la parte real.

Utilizando la expresiones de (3.31) y (3.32) en (3.27) obtenemos:

$$Q_{EfectoJoule} \approx \frac{3|\kappa_w|^2 V}{4A\mu_r \operatorname{Re}(\kappa_w)} \quad (3.33)$$

donde $\mu_r = \frac{\mu_w}{\mu_0}$.

Como ya se ha dicho, la expresión (3.33) puede utilizarse para el caso de una cavidad de forma arbitraria hecha con cualquier material. Para el caso de superficies construidas con materiales conductores, $\frac{\sigma_w}{\omega\epsilon_w} \gg 1$, obtenemos la siguiente aproximación:

$$Q_{EfectoJoule} \approx \frac{3V}{2\mu_r \delta A} \quad (3.34)$$

donde $\delta = \frac{2}{\sqrt{\omega\mu_w\sigma_w}}$ es la profundidad de penetración. Para este caso podemos escribir la sección transversal de acoplamiento como:

$$\sigma_{EfectoJoule} = \frac{4A}{3c} \sqrt{\frac{\pi f \mu_r}{\mu_0 \sigma_w}} \quad (3.35)$$

Para el caso opuesto, cuando $\sigma_w = 0$ tenemos otra aproximación:

$$Q_{EfectoJoule} \approx \frac{3\kappa V}{4A} \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_w}{\mu_w \epsilon_0}} \quad (3.36)$$

Esta ecuación es la que se utilizaría para el caso de paredes hechas con materiales de alta permitividad.

Por último, I. Junqua en [23] desarrolla la expresión del factor Q (3.13) para una cavidad rectangular mediante la descomposición de los modos TE y TM de esa particular geometría, obteniendo la expresión:

$$Q = \frac{3V}{2A} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0 \sigma_w}{\mu_r}} \frac{1}{1 + \frac{3\lambda A}{32V}} \quad (3.37)$$

Y para la sección transversal de acoplamiento:

$$\sigma_{EfectoJoule} = \frac{4A}{3c} \sqrt{\frac{\pi f \mu_r}{\mu_0 \sigma_w}} \left[1 + \frac{3\lambda A}{32V} \right] \quad (3.38)$$

Esta expresión es muy utilizada para el caso de cámaras reverberantes cuya forma de construcción típica es la de una caja rectangular.

3.2.3. Pérdidas de disipación en las antenas

Varios autores han estudiado la potencia disipada en una antena situada dentro de una cavidad resonante teniendo en cuenta las características estadísticas del entorno electromagnético y las características propias de las antenas reales. Para el caso de una antena receptora, tanto D.A. Hill en [1], como I. Junqua en [23], llegan a la misma expresión para la potencia disipada desde puntos de partida muy distintos. D.A. Hill determina que la potencia disipada en la carga de una antena receptora puede escribirse como el producto de la densidad de potencia en la cavidad y el área efectiva promedio de la antena receptora:

$$P_d = S_c \langle A_e \rangle \quad (3.39)$$

donde el área efectiva A_e debe promediarse para todas la polarizaciones y direcciones de propagación. D.A. Hill utiliza la teoría de Tai [50], para el caso general de una antena real con pérdidas y desadaptación de impedancias, según la cual el área efectiva se puede generalizar como:

$$A_e(\Omega) = \frac{\lambda^2}{4\pi} D(\Omega) p m \eta_a \quad (3.40)$$

donde p es la desadaptación por polarización, $m = (1 - |S_{11}|^2)$ es la desadaptación de impedancias y η_a es la eficiencia de la antena. Estas tres cantidades son reales y pueden variar entre 0 y 1. Siendo D la directividad de la antena y Ω el ángulo sólido se obtiene el valor medio de A_e como:

$$\langle A_e \rangle = \frac{1}{2} \frac{\lambda^2}{4\pi} m \eta_a \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega=0}^{4\pi} D(\Omega) d\Omega \quad (3.41)$$

donde el factor de $\frac{1}{2}$ se debe a la desadaptación por polarización teniendo en cuenta que cualquier polarización es igual de probable, $\frac{\lambda^2}{4\pi}$ es el área efectiva de una antena isotrópica y $\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega=0}^{4\pi} D(\Omega) d\Omega = 1$. Si sustituimos (3.41) en (3.39) y en (3.13) obtenemos las expresiones finales para calcular el valor de la potencia disipada en una antena receptora y su contribución al factor Q de la cavidad:

$$\begin{aligned} P_d &= \frac{\lambda^2}{8\pi} (1 - |S_{11}|^2) S_c \\ \sigma_{AntenaRx} &= \frac{\lambda^2}{8\pi} (1 - |S_{11}|^2) \\ Q_{AntenaRx} &= \frac{16\pi^2 V}{(1 - |S_{11}|^2) \lambda^3} \end{aligned} \quad (3.42)$$

donde el S_{11} de la antena está medido en condiciones de espacio libre y se ha considerado una antena con $\eta_a = 1$.

Para el caso de una antena transmisora dentro de la cavidad, I. Junqua ha publicado recientemente un artículo [51] donde explica el experimento realizado para comprobar que la potencia disipada en una antena situada dentro de una cavidad, pero actuando como transmisora, es:

$$\begin{aligned} P_d &= \frac{\lambda^2}{4\pi}(1 - |S_{11}|^2)S_c \\ \sigma_{AntenaTx} &= \frac{\lambda^2}{4\pi}(1 - |S_{11}|^2) \\ Q_{AntenaTx} &= \frac{8\pi^2V}{(1 - |S_{11}|^2)\lambda^3} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Comparando (3.42) con (3.43) se puede observar que la diferencia en la contribución al factor de calidad de una antena funcionando en modo recepción o transmisión es un factor de 2. Esto podría explicarse por el hecho de que una antena en transmisión dentro de una cavidad impone localmente una distribución de campos electromagnéticos que provoca una reacción sobre la antena transmisora más importante que la que provocaría en una antena receptora.

Como hemos visto en (3.21), la existencia de más de una antena se calcularía como la suma de las potencias disipadas en cada una de ellas, o con la suma de la áreas efectivas promedio, teniendo en cuenta si están actuando como antenas receptoras o transmisoras de energía en la cavidad.

La contribución de (3.42) y (3.43) sobre el factor de calidad total de la cavidad es más importante a baja frecuencia donde puede llegar a ser el mecanismo dominante. Sin embargo, a alta frecuencia es muy grande y contribuye poco al valor total de Q.

3.2.4. Pérdidas de disipación en materiales absorbentes

Otro de los mecanismos de disipación de energía dentro de un entorno reverberante es la absorción de los materiales que pueden existir en su interior. Las pérdidas provocadas por objetos absorbentes pueden ser tenidas en cuenta mediante medidas experimentales en cámara reverberante, según el procedimiento descrito por A. Gifuni en [52] y D.A. Hill en [1], o mediante modelos teóricos como el de pérdidas en objetos esféricos que explican autores como I. Junqua en [23] y C. Holloway en [53].

Si partimos de la definición de una sección transversal de absorción σ_a de un objeto con pérdidas, podemos calcular la potencia disipada por ese objeto como el producto de la densidad de potencia en la cavidad S_c por la sección transversal de absorción promedio $\langle\sigma_a\rangle$:

$$P_d = S_c \langle\sigma_a\rangle \quad (3.44)$$

donde $\langle\rangle$ indica que hay que promediar la sección transversal de absorción del objeto sobre todos los ángulos de incidencia (4π estereorradianes) y todas las polarizaciones. La potencia disipada

por absorción puede deberse a un único objeto o a la suma de varios:

$$\langle \sigma_a \rangle = \sum_{i=1}^M \langle \sigma_{ai} \rangle \quad (3.45)$$

donde $\langle \sigma_{ai} \rangle$ es la sección transversal de absorción del objeto i .

Podemos expresar la contribución al factor de calidad de la cavidad debida a las pérdidas de disipación utilizando (3.13), (3.14), (3.16) y (3.44) como:

$$Q = \frac{2\pi V}{\lambda \langle \sigma_a \rangle} \quad (3.46)$$

donde λ es la longitud de onda en espacio libre.

El modelo teórico más utilizado es el de una esfera homogénea, donde la sección de absorción es independiente del ángulo de incidencia y polarización. En este caso existe una solución cerrada analítica en términos de las funciones Riccati-Bessel [54]:

$$\langle \sigma_a \rangle = \pi a^2 (\eta_t - \eta_s) \quad (3.47)$$

donde a es el radio de la esfera y η_t y η_s son los factores de eficiencia que se calculan como:

$$\eta_t = \frac{2}{(\kappa a)^2} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) \operatorname{Re}[a_n + b_n] \quad (3.48)$$

$$\eta_s = \frac{2}{(\kappa a)^2} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) [|a_n|^2 + |b_n|^2] \quad (3.49)$$

Los parámetros a_n y b_n se definen mediante las fórmulas siguientes:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{\psi'_n(y)\psi_n(x) - m\psi_n(y)\psi'_n(x)}{\psi'_n(y)\xi_n(x) - m\psi_n(y)\xi'_n(x)} \\ b_n &= \frac{m\psi'_n(y)\psi_n(x) - \psi_n(y)\psi'_n(x)}{m\psi'_n(y)\xi_n(x) - \psi_n(y)\xi'_n(x)} \end{aligned} \quad (3.50)$$

donde $x = \kappa a$, $y = mx$, $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el número de onda en espacio libre y m es el índice de refracción definido como:

$$m^2 = \epsilon_r - \frac{j\sigma_s}{\omega\epsilon_0} \quad (3.51)$$

donde ϵ_r y σ_s son la constante dieléctrica y la conductividad del material de la esfera.

La definición de las funciones de Riccati-Bessel se pueden encontrar en [54] como:

$$\psi_n(z) = z j_n(z) \quad \xi_n(z) = z [j_n(z) + j(-1)^n j_{-(n+1)}(z)] \quad (3.52)$$

donde $(j_{n+1/2}, j_{-n-1/2})$ son funciones esféricas de Bessel, siendo la relación de recurrencia:

$$\begin{aligned} \psi_{n+1}(z) &= \frac{2(n+1/2)}{z} \psi_n(z) - \psi_{n-1}(z) & \xi_{n+1}(z) &= \frac{2(n+1/2)}{z} \xi_n(z) - \xi_{n-1}(z) \\ \psi_{-1}(z) &= \cos(z) & \xi_{-1}(z) &= \cos(z) - j \sin(z) \\ \psi_0(z) &= \sin(z) & \xi_0(z) &= \sin(z) + j \cos(z) \\ \psi'_n(z) &= \frac{-n}{z} \psi_n(z) + \psi_{n-1}(z) & \xi'_n(z) &= \frac{-n}{z} \xi_n(z) + \xi_{n-1}(z) \end{aligned} \quad (3.53)$$

Se pueden consultar ejemplos de secciones transversales de absorción en las referencias citadas anteriormente. Es difícil predecir la forma en que este mecanismo contribuye al factor de calidad total de la cavidad ya que $\langle \sigma_a \rangle$ es muy dependiente de la frecuencia.

3.2.5. Pérdidas por fugas en aperturas

Las pérdidas de energía debido a las aperturas que tenga la cavidad es otro de los mecanismos a tener en cuenta para el cálculo final del factor de calidad. En general, denominaremos sección transversal de transmisión a la proporción de potencia media transmitida al otro lado de la apertura y la densidad de potencia media dentro de la cavidad. Podemos escribir la potencia disipada o pérdida a través de la apertura como:

$$P_d = \frac{1}{2} S_c \langle \sigma_t \rangle \quad (3.54)$$

donde el factor $1/2$ se debe a considerar sólo las ondas o energía que se propagan hacia la apertura, y el símbolo $\langle \rangle$ denota que hay que promediar la sección transversal de transmisión del objeto sobre todas las direcciones de propagación (2π estereorradianes) y todas las polarizaciones. Al igual que en el caso de la sección transversal de absorción, si existieran más aperturas en la cavidad su sección transversal de transmisión sería:

$$\langle \sigma_t \rangle = \sum_{i=1}^M \langle \sigma_{ti} \rangle \quad (3.55)$$

donde $\langle \sigma_{ti} \rangle$ es la sección transversal de transmisión de la apertura i .

Podemos expresar la contribución al factor de calidad de la cavidad debida a las pérdidas por fugas en aperturas como:

$$Q = \frac{4\pi V}{\lambda \langle \sigma_t \rangle} \quad (3.56)$$

donde cada $\langle \sigma_t \rangle$ representa la sección transversal de transmisión para aperturas con diferentes formas y tamaños.

Si comparamos la contribución al factor de calidad de (3.46) y (3.56) nos daremos cuenta de que existe una diferencia de un factor de 2 debida a que en el fenómeno de absorción interviene la energía que se propaga en todas las direcciones y todas las polarizaciones, mientras que en el caso de las aperturas sólo tenemos en cuenta la energía que se propaga hacia la apertura.

Este mecanismo de disipación es uno de los más importantes para el estudio del factor de calidad y, como veremos en los siguientes capítulos, también para el cálculo de la efectividad de apantallamiento. Por ese motivo se ha desarrollado más detalladamente en el siguiente apartado.

3.2.6. Conclusiones

En este apartado se han enumerado los mecanismos de disipación de energía más comunes que se pueden dar en un escenario de propagación electromagnética en cavidades. Mediante el

trabajo de diversos autores se han encontrado expresiones para el cálculo de cada uno de estos efectos en términos de sección transversal de acoplamiento que relaciona la potencia disipada por el mecanismo con la densidad escalar de potencia media de la cavidad.

El caso de la pérdida de energía a través de aperturas es de especial interés para la aplicación final de esta tesis, la estimación de la efectividad de apantallamiento. Por ello, su desarrollo se tratará más profundamente en los siguientes apartados.

3.3. Modelos de pérdida de energía a través de aperturas

3.3.1. Introducción

En esta sección vamos a desarrollar los distintos procedimientos que nos permiten calcular la sección transversal de transmisión de una apertura que separa dos medios (medio 1 y medio 2), que consideraremos semi-infinitos. La sección transversal de transmisión de una apertura se define como la relación entre la potencia transmitida al medio 2 y la densidad de potencia de la onda incidente sobre la apertura en el medio 1:

$$\sigma_t = \frac{P_{t,2}}{S_{i,1}} \quad (3.57)$$

En la Figura 3.6 se muestra esta definición.

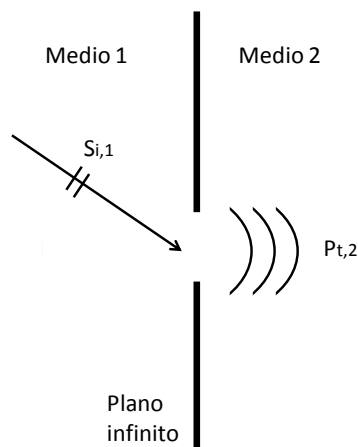


Figura 3.6: Caso general para el cálculo de la pérdida de energía a través de aperturas.

En el caso general, σ_t depende tanto de la forma de la apertura como de la frecuencia, de la dirección de la onda incidente y de la polarización de la señal. Para poder utilizar los modelos teóricos desarrollados en la literatura, supondremos que la apertura se encuentra en un plano conductor perfecto infinitamente delgado. Dependiendo de las hipótesis que adoptemos, podemos estudiar teóricamente distintos casos:

- El medio 1 y el medio 2 son dos medios semi-infinitos en espacio libre.
- El medio 1 es un medio reverberante y el medio 2 es espacio libre.
- El medio 1 es espacio libre y el medio 2 es una cavidad reverberante; es el caso recíproco del anterior y los resultados analíticos son similares.
- El medio 1 y el medio 2 son ambas cavidades reverberantes.

En los siguientes apartados veremos cómo los diferentes autores han desarrollado la solución al acoplamiento de energía a través de aperturas para cada uno de los casos anteriores. Es importante saber que la teoría electromagnética para aperturas se divide en tres casos dependiendo de si el tamaño de la apertura es pequeño, similar o grande con respecto a la longitud de onda de la señal incidente.

3.3.2. Modelo teórico tradicional de aperturas en plano conductor infinito

La teoría del acoplamiento de energía a través de aperturas se desarrolló en los años 60 y 70 mediante el estudio de la cuantificación del acoplamiento electromagnético debido a un pulso nuclear (EMP). Uno de los tutoriales más referenciados es el de C.M. Butler [39], donde se hace una revisión de toda la teoría desarrollada hasta 1978 y se presenta la formulación de las ecuaciones integro-diferenciales del problema donde existe una apertura en una superficie plana que separa dos medios homogéneos con las mismas propiedades electromagnéticas. En este mismo trabajo extienden el problema a una apertura realizada en una superficie conductora cerrada, es decir, una cavidad. En el siguiente apartado veremos los aspectos más importantes del procedimiento que hay que seguir para el desarrollo matemático por el cual se derivan las ecuaciones que cuantifican los campos electromagnéticos propagados en el medio 2 debidos a la señal incidente del medio 1 en la apertura. El objetivo final es el estudio de cómo cuantificar la energía o potencia transmitida para poder determinar la sección transversal de transmisión, que es el parámetro que resume las características de apantallamiento de la apertura, y nos es útil para el objetivo final de estimar o predecir la efectividad de apantallamiento de una cavidad o sistema de cavidades.

Como ya hemos dicho, la teoría clásica divide el comportamiento del acoplamiento electromagnético a través de una apertura en tres zonas:

- Zona de alta frecuencia: se considera la apertura grande cuando sus dimensiones son varias veces la longitud de onda de la señal.
- Zona de baja frecuencia: se considera la apertura pequeña cuando sus dimensiones son pequeñas en términos de la longitud de onda de la señal.
- Zona resonante: cuando las dimensiones de la apertura son parecidas a la longitud de onda de la señal.

3.3.2.1. Modelo de alta frecuencia

Consideraremos alta frecuencia para una apertura o que la apertura es eléctricamente grande cuando las dimensiones de la apertura son varias veces la longitud de onda de la señal. En

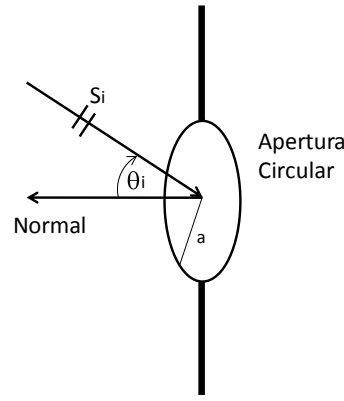


Figura 3.7: Señal incidente sobre una apertura circular.

ese caso, podemos aplicar la aproximación de óptica geométrica para el cálculo de la sección transversal de transmisión como:

$$\sigma_t(\theta_i) = A \cos(\theta_i) \quad (3.58)$$

donde A es el área de la apertura y θ_i es el ángulo de la señal incidente en elevación.

En la Figura 3.7 podemos ver la definición del ángulo de incidencia con respecto a la dirección normal a la apertura. En este caso, σ_t es independiente de la frecuencia, la polarización y el ángulo en azimuth de la señal. Podemos calcular la sección transversal de transmisión media como:

$$\langle \sigma_t \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi_i \int_0^{\pi/2} A \cos(\theta_i) \sin(\theta_i) d\theta_i = \frac{A}{2} \quad (3.59)$$

donde recorreremos los ángulos de θ_i desde 0 a $\pi/2$ porque la señal sólo puede incidir desde media semiesfera.

3.3.2.2. Modelo de baja frecuencia

Consideramos baja frecuencia cuando la apertura es eléctricamente pequeña, es decir, sus dimensiones son más pequeñas que la longitud de onda de la señal. En ese caso, la teoría predice cómo se transmiten los campos electromagnéticos utilizando la aproximación de los dipolos equivalentes. El campo radiado en el medio 2 será igual al que resulta de la radiación del momento eléctrico, \vec{P}_e , y del momento magnético, \vec{P}_m , de dos dipolos equivalentes situados en el centro de la apertura.

De manera general, esta teoría establece que la sección transversal de transmisión de una apertura será proporcional a la cuarta potencia de la frecuencia:

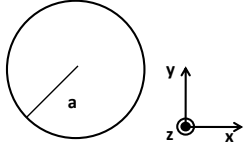
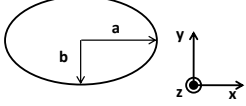
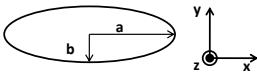
$$\sigma_t = C\kappa^4 \quad (3.60)$$

donde $\kappa = \frac{\omega}{c}$ es el número de onda y C es una constante que depende del ángulo de incidencia, la polarización y la forma de la apertura, pero que es independiente de la frecuencia.

En el capítulo II de [23] encontramos un resumen de la utilización de este modelo y la recopilación de los coeficientes de polarizabilidad eléctrica y magnética, α_e y α_m , para las formas geométricas de aperturas que han sido publicadas. Con estos coeficientes y los campos electromagnéticos \vec{E}_{cc} y \vec{H}_{cc} que existirían si cortocircuitáramos la apertura, podemos definir los momentos de los dipolos equivalentes:

$$\begin{aligned}\vec{P}_e &= 2\varepsilon\alpha_e\vec{E}_{cc} \\ \vec{P}_m &= -2\alpha_m\vec{H}_{cc}\end{aligned}\quad (3.61)$$

Las primeras formas geométricas que se estudiaron fueron el círculo y la elipse. El caso de la apertura circular es de especial interés porque tiene solución analítica, con lo que ha sido muy utilizado en trabajos teóricos y experimentales. En la Tabla 3.1 se pueden encontrar las expresiones de los coeficientes eléctrico y magnéticos, para estas primeras formas geométricas.

Forma de la Apertura	α_e	α_{mxx}	α_{myy}
Apertura Circular 	$\frac{2a^3}{3}$	$\frac{4a^3}{3}$	$\frac{4a^3}{3}$
Elipse 	$\frac{\pi}{3} \frac{ab^2}{E(e)}$	$\frac{\pi}{3} \frac{a^3 e^2}{K(e) - E(e)}$	$\frac{\pi}{3} \frac{a^3 e^2}{(a/b)^2 K(e) - E(e)}$
Elipse Estrecha ($b \ll a$) 	$\frac{\pi}{3} ab^2$	$\frac{\pi}{3} \frac{a^3}{\ln(\frac{4a}{b}) - 1}$	$\frac{\pi}{3} ab^2$

$$e = \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2} \quad K(e) = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 \theta}} d\theta \quad E(e) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - e^2 \sin^2 \theta} d\theta$$

Tabla 3.1: Coeficientes de polarizabilidad para aperturas circulares y elípticas.

Es importante ver que la definición de los parámetros necesarios para el cálculo de los coeficientes de polarizabilidad dependen del sistema de referencia, por eso se acompaña la imagen de la apertura de los ejes de coordenadas utilizados para la definición de los coeficientes. El coeficiente de polarizabilidad magnético, $\vec{\alpha}_m = \alpha_{mxx} \vec{x} + \alpha_{myy} \vec{y}$, tiene las componentes iguales para formas geométricas de aperturas simétricas.

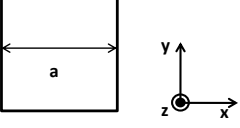
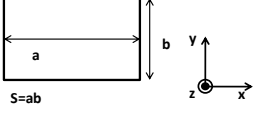
Forma de la Apertura	α_e	α_{mxx}	α_{myy}
Apertura Cuadrada 	$\frac{2a^3}{3\pi^{3/2}}$	$\frac{4a^3}{3\pi^{3/2}}$	$\frac{4a^3}{3\pi^{3/2}}$
Apertura Rectangular 	$\frac{S^{3/2}}{3\sqrt{\pi}E(e)} \frac{b}{a}$	$\frac{S^{3/2}e^2}{3\sqrt{\pi}(K(e)-E(e))} \left(\frac{a}{b}\right)^{3/2}$	$\frac{S^{3/2}}{3\sqrt{\pi}} \frac{e^2(a/b)^{3/2}}{(a/b)^2(E(e)-K(e))}$
la definición de e, E(e) y K(e) son idénticas que para el caso de la elipse			

Tabla 3.2: Coeficientes de polarizabilidad para aperturas rectangulares.

Posteriormente, se han seguido realizando estudios de otras aperturas con formas geométricas típicas. En la Tabla 3.2 se pueden encontrar las expresiones de los coeficientes eléctrico y magnéticos para aperturas rectangulares. Y en la Tabla 3.3 se pueden encontrar las expresiones de los coeficientes para aperturas con forma de anillo, juntas circulares y rectangulares.

La teoría de los dipolos equivalentes establece que los campos electromagnéticos, $\vec{E}(r)$ y $\vec{H}(r)$, radiados, por una apertura que está siendo iluminada por una onda plana incidente conocida a una distancia r de la apertura, pueden escribirse a partir de los momentos equivalentes (3.61) como:

$$\begin{aligned}
 \vec{E}(r) &= \vec{E}_{pe}(r) + \vec{E}_{pm}(r) = \frac{-1}{\epsilon} \nabla \times [\vec{P}_e \times \vec{U}] + j\omega\mu(\vec{P}_m \times \vec{U}) \\
 \vec{H}(r) &= \vec{H}_{pe}(r) + \vec{H}_{pm}(r) = -j\omega(\vec{P}_e \times \vec{U}) - \nabla \times [\vec{P}_m \times \vec{U}] \\
 \vec{U} &= \nabla \left(\frac{e^{jkr}}{4\pi r} \right)
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

La potencia total radiada por la apertura, P_t , es la suma de la potencia del dipolo eléctrico, P_e , y del dipolo magnético, P_m , calculadas a partir de las expresiones de los campos radiados en (3.62) como:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \frac{\eta}{2} \int_{4\pi} |\vec{H}_{pe}|^2 d\Omega \\
 P_m &= \frac{1}{2\eta} \int_{4\pi} |\vec{E}_{pm}|^2 d\Omega \\
 P_t &= P_e + P_m = \frac{\pi\eta}{3\lambda^2} [\kappa^2 |P_m|^2 + \omega^2 |P_e|^2]
 \end{aligned} \tag{3.63}$$

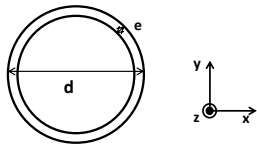
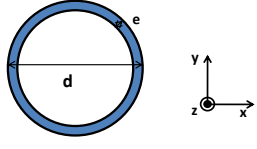
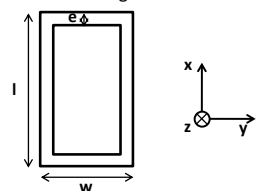
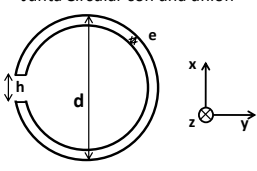
Forma de la Apertura	α_e	α_{mxx}	α_{myy}
Junta Circular 	$\frac{\pi^2}{32} \frac{d^3}{\ln(16d/e) - 2}$	$\frac{\pi^2}{16} \frac{d^3}{\ln(16d/e) - 2}$	$\frac{\pi^2}{16} \frac{d^3}{\ln(16d/e) - 2}$
Junta Circular con material conductividad σ y profundidad Δ 	$\frac{\pi^2 s \varepsilon}{16} \frac{d^4}{2G_c + sC_c}$ $G_c = \frac{\pi \sigma \Delta d}{2e}$ $C_c = 2\varepsilon d [\ln(16 \frac{d}{e}) - 2]$ $s = jw$	$\frac{\pi^2}{4\mu} \frac{d^2}{\frac{1}{L_c} + sG_c}$ $L_c = \frac{\mu d}{[\ln(16d/e) - 8]}$	$\frac{\pi^2}{4\mu} \frac{d^2}{\frac{1}{L_c} + sG_c}$
Junta Rectangular 	$\frac{\pi}{4} \frac{l^2 w [1 + w/l]^{-1}}{\ln[\frac{4(l+w)}{e}]}$	$\frac{\pi}{12} \frac{l^3 [1 + 3w/l]}{\ln[\frac{4(l+w)}{e}]}$	$\frac{\pi}{12} \frac{w^3 [1 + 3l/w]}{\ln[\frac{4(l+w)}{e}]}$
Junta Circular con una unión 	$\frac{\pi^2 d^3}{16\Omega} \frac{s^2 \mu_0 \varepsilon_0}{s^2 \mu_0 \varepsilon_0 + \frac{128h}{\pi \Omega d e}}$ $\Omega = 2[\ln(16d/e) - 2]$	$\frac{\pi^2 d^3}{8\Omega} \left[1 - \frac{8/\pi^2}{1 + \frac{\Omega e^2}{8\pi d h}} \right]$	$\frac{\pi^2 d^3}{8\Omega} \left[1 - \frac{8/\pi^2}{1 + \frac{\Omega e^2}{8\pi d h}} \right]$

Tabla 3.3: Coeficientes de polarizabilidad para aperturas con forma de anillo, juntas circulares o rectangulares.

donde $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda}$ es el número de onda, $\omega = 2\pi f$ la frecuencia angular y $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ la impedancia intrínseca del medio.

Para el estudio de la sección transversal de transmisión de una apertura necesitamos recordar algunos conceptos. En la Figura 3.7 se representa el ángulo θ_i que se define como el ángulo que forma el vector de propagación de la onda plana que se dirige hacia la apertura, que está situada sobre el plano XY. Llamaremos E_i y H_i a los campos electromagnéticos incidentes en la apertura. Ahora se estudiará por separado lo que sucede cuando la polarización de la onda plana incidente es paralela o perpendicular al plano de la apertura partiendo de las definiciones de los momentos de los dipolos equivalentes dadas en (3.61).

Onda incidente con polarización paralela

El primer paso de la aproximación de los dipolos equivalentes es el cálculo de los campos electromagnéticos en la apertura cortocircuitada:

$$\begin{aligned} H_{cc} &= 2 \cdot H_i \\ E_{cc} &= 2 \cdot E_i \cdot \sin(\theta_i) \end{aligned} \quad (3.64)$$

Según la dirección de campo magnético, H_i , en el plano de la apertura, x o y, se obtendrán los momentos dipolares:

$$\begin{aligned} |P_m|^2 &= 16\alpha_{mxx}^2 H_i^2 \\ |P_e|^2 &= 16\epsilon_0\alpha_e^2 \sin^2(\theta_i) E_i^2 \end{aligned} \quad (3.65)$$

para el eje x, o

$$\begin{aligned} |P_m|^2 &= 16\alpha_{myy}^2 H_i^2 \\ |P_e|^2 &= 16\epsilon_0\alpha_e^2 \sin^2(\theta_i) E_i^2 \end{aligned} \quad (3.66)$$

para el eje y.

Conociendo la densidad de potencia incidente, S_i , y combinando las ecuaciones (3.63), (3.65) y (3.66) podemos calcular las secciones transversales de transmisión para el caso de polarización paralela de H_i , según eje x o eje y, como:

$$\begin{aligned} \sigma_{t//}^{xx} &= \frac{4\kappa^4}{3\pi} (\alpha_{mxx}^2 + \alpha_e^2 \sin^2(\theta_i)) \\ \sigma_{t//}^{yy} &= \frac{4\kappa^4}{3\pi} (\alpha_{myy}^2 + \alpha_e^2 \sin^2(\theta_i)) \end{aligned} \quad (3.67)$$

Onda incidente con polarización perpendicular

Para este caso el cálculo de los campos electromagnéticos en la apertura cortocircuitada es:

$$\begin{aligned} H_{cc} &= 2 \cdot H_i \cos(\theta_i) \\ E_{cc} &= 0 \end{aligned} \quad (3.68)$$

Según la dirección de campo magnético en el plano de la apertura, x o y, se obtendrán los momentos dipolares:

$$\begin{aligned} |P_m|^2 &= 16\alpha_{mxx}^2 \cos^2(\theta_i) H_i^2 \\ |P_e|^2 &= 0 \end{aligned} \quad (3.69)$$

para el eje x, o

$$\begin{aligned} |P_m|^2 &= 16\alpha_{myy}^2 \cos^2(\theta_i) H_i^2 \\ |P_e|^2 &= 0 \end{aligned} \quad (3.70)$$

para el eje y.

Conociendo la densidad de potencia incidente, S_i , y combinando las ecuaciones (3.63), (3.69) y (3.70) podemos calcular las secciones transversales de transmisión para el caso de polarización perpendicular de H_i , según eje x o eje y, como:

$$\begin{aligned} \sigma_{t\perp}^{xx} &= \frac{4\kappa^4}{3\pi} (\alpha_{mxx}^2 \cos^2(\theta_i)) \\ \sigma_{t\perp}^{yy} &= \frac{4\kappa^4}{3\pi} (\alpha_{myy}^2 \cos^2(\theta_i)) \end{aligned} \quad (3.71)$$

Superposición de ondas planas incidentes de cualquier polarización

Con el objetivo de encontrar la sección transversal de transmisión media de una apertura, es necesario considerar no sólo una onda plana incidente, sino un espectro de ondas planas aleatorias que pueden tener cualquier polarización y ángulo de llegada de una manera equiprobable. Definiremos la sección transversal de transmisión media, $\langle \sigma_t \rangle$, como:

$$\langle \sigma_t \rangle = \frac{1}{2} \frac{1}{4} \int_0^{\pi/2} (\sigma_{t//}^{xx} + \sigma_{t//}^{yy} + \sigma_{t\perp}^{xx} + \sigma_{t\perp}^{yy}) \sin(\theta) d\theta \quad (3.72)$$

donde el factor $\frac{1}{2}$ significa que sólo tenemos en cuenta las ondas planas que se dirigen hacia la apertura, y el factor $\frac{1}{4}$ se debe a la igual probabilidad de las polarizaciones.

Resolviendo la integral (3.72), podemos obtener la expresión final para la $\langle \sigma_t \rangle$ de una apertura en función de sus coeficientes de polarizabilidad eléctrica y magnética:

$$\langle \sigma_t \rangle = \frac{2\kappa^4}{9\pi} (\alpha_e^2 + \alpha_{mxx}^2 + \alpha_{myy}^2) \quad (3.73)$$

3.3.2.3. Aplicación del modelo según las características de los medios que intervienen

La aplicación final del modelo teórico que acabamos de ver es diferente dependiendo del escenario electromagnético. Si uno de los dos medios es considerado espacio libre y el otro medio

es un medio reverberante la expresión general para la sección transversal de transmisión de una apertura será:

$$\begin{aligned} \langle \sigma_t \rangle &= \frac{2\kappa^4}{9\pi} (\alpha_e^2 + \alpha_{mxx}^2 + \alpha_{myy}^2) \quad \text{para } f \leq f_c \\ \langle \sigma_t \rangle &= \frac{A}{2} \quad \text{para } f \geq f_c \\ f_c &= \frac{c}{2\pi} \sqrt[4]{\frac{9\pi A}{4(\alpha_e^2 + \alpha_{mxx}^2 + \alpha_{myy}^2)}} \end{aligned} \quad (3.74)$$

Si los dos medios que une la apertura son dos medios reverberantes, la expresión general para la sección transversal de transmisión será:

$$\begin{aligned} \langle \sigma_t \rangle &= \frac{2\kappa^4}{9\pi} (\alpha_e^2 + \alpha_{mxx}^2 + \alpha_{myy}^2) \quad \text{para } f \leq f_c \\ \langle \sigma_t \rangle &= \frac{A}{4} \quad \text{para } f \geq f_c \\ f_c &= \frac{c}{2\pi} \sqrt[4]{\frac{9\pi A}{8(\alpha_e^2 + \alpha_{mxx}^2 + \alpha_{myy}^2)}} \end{aligned} \quad (3.75)$$

Para el caso especial de una apertura que une dos medios considerados espacio libre, o cuando sólo queremos la sección transversal de transmisión para una onda incidente determinada hay que resolver las ecuaciones anteriores, (3.58), (3.67) y (3.71), para ese caso específico de θ_i .

3.3.3. Modelo desarrollado para el cálculo de la sección transversal de transmisión promedio de acoplamiento de aperturas de forma arbitraria mediante simulación

Vamos a considerar el problema fundamental de la interacción de los campos electromagnéticos producidos por una onda incidente sobre un plano conductor que tiene una apertura. El plano separa dos medios infinitos homogéneos caracterizados por $(\varepsilon$ y $\mu)$, es conductor perfecto, infinitamente delgado y está colocado en el plano XY del sistema de coordenadas cartesianas. Colocamos dos fuentes $(\vec{J}^{i+}, \vec{M}^{i+})$ y $(\vec{J}^{i-}, \vec{M}^{i-})$ a derecha e izquierda de la apertura respectivamente, como se ve en la Figura 3.8, que variarán armónicamente en el tiempo según $e^{j\omega t}$, factor que se suprimirá del resto de ecuaciones. A partir de aquí explicaremos resumidamente el procedimiento general de obtención de las ecuaciones íntegro-diferenciales de los campos en la apertura [39].

Primero, se aplica el teorema de equivalencia identificando el campo eléctrico transversal a la apertura \vec{E}_t^a , que es la componente del campo total en la apertura paralela al plano conductor, como la incógnita del problema. Después, obtendremos expresiones individuales del campo

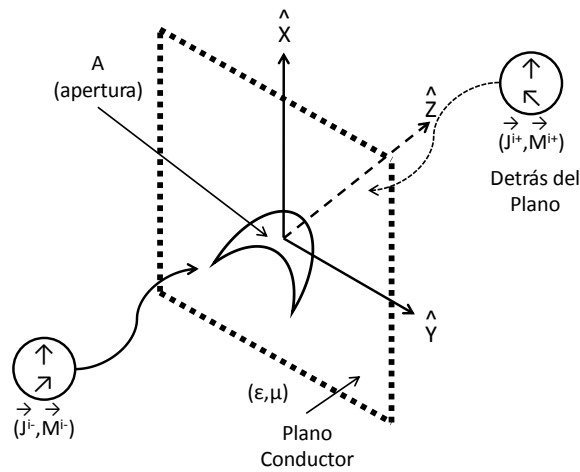


Figura 3.8: Apertura en plano conductor infinito.

magnético a ambos lados de la apertura en función de \vec{E}_t^a (o de su corriente magnética equivalente). Estas expresiones para el campo magnético se formulan en términos del vector potencial eléctrico, las cuales nos asegurarán que las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de radiación se satisfacen en los dos semi-espacios, y están fundamentadas en la teoría de imágenes, la cual nos asegura que las condiciones de contorno sobre el plano conductor también se satisfacen. Además, el campo magnético de cada semi-espacio escrito en función de \vec{E}_t^a , que es común a los dos semi-espacios, proporciona automáticamente la continuidad del campo eléctrico a través de la superficie de la apertura (A). Por último, exigiendo continuidad al campo magnético a través de cualquier camino que cruce la apertura, obtendremos las ecuaciones deseadas.

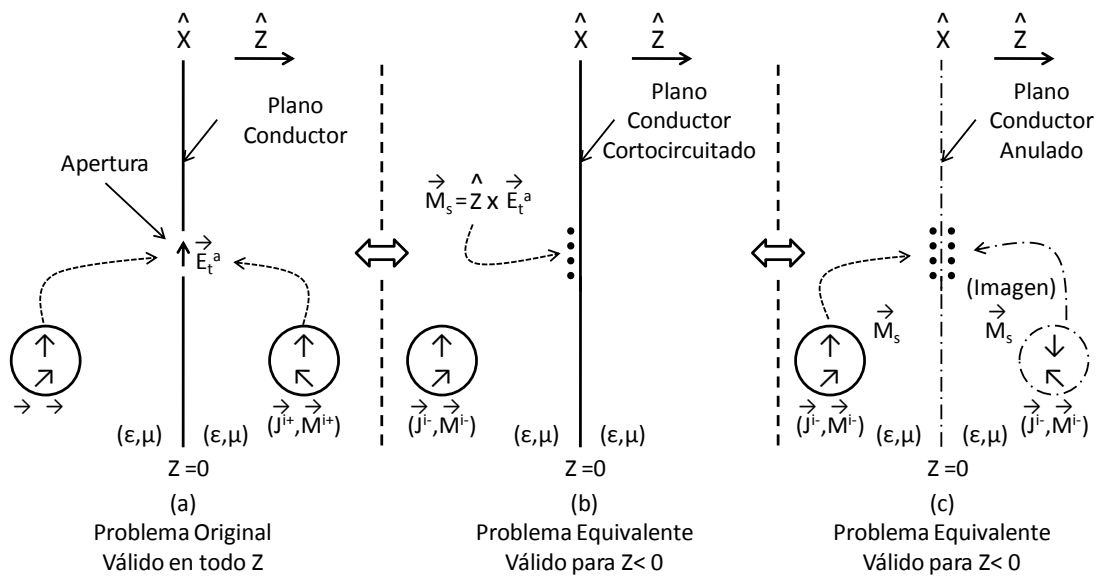


Figura 3.9: Proceso de equivalencias del semi-espacio izquierdo.

En la Figura 3.9 se muestra el proceso secuencial para la obtención de la expresión del campo

magnético total a la izquierda de la apertura \vec{H}^- . El problema original se ve en la Figura 3.9(a), mientras que en la Figura 3.9(b) la apertura está cortocircuitada, es decir, el plano conductor es continuo, y el campo eléctrico original \vec{E}_t^a se sustituye por su corriente magnética superficial equivalente $\vec{M}_s = \hat{z} \times \vec{E}_t^a$ colocada sobre la superficie A de la apertura cortocircuitada en el lado izquierdo. Aplicando la teoría de imágenes pasamos de la Figura 3.9(b) a la Figura 3.9(c). En este último paso, todas las corrientes magnéticas están en un espacio homogéneo, y se puede escribir el campo magnético total en el lado izquierdo, \vec{H}^- , en términos de la solución particular de la ecuación de onda integral para el vector potencial eléctrico:

$$\vec{H}^-(\vec{r}) = \vec{H}^{cc-}(\vec{r}) - j \frac{\omega}{\kappa^2} [\kappa^2 \vec{F}(\vec{r}) + \nabla(\nabla \cdot \vec{F}(\vec{r}))] \quad z < 0 \quad (3.76)$$

donde \vec{r} es el punto de observación y $\kappa = 2\pi/\lambda$. Llamamos \vec{H}^{cc-} al campo magnético cortocircuitado debido a las fuentes $(\vec{J}^{i-}, \vec{M}^{i-})$ que existirían en el lado izquierdo con la apertura cortocircuitada. El siguiente término de la ecuación son las contribuciones de la corriente magnética equivalente más su imagen, teniendo en cuenta la presencia de la apertura en el plano. El potencial vector \vec{F} viene determinado por:

$$\vec{F}(\vec{r}) = \frac{\varepsilon}{2\pi} \int \int_A \vec{M}_s(\vec{r}') \frac{e^{-j\kappa|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS' \quad (3.77)$$

De forma análoga, para el campo magnético del semi-espacio derecho, \vec{H}^+ , tenemos:

$$\vec{H}^+(\vec{r}) = \vec{H}^{cc+}(\vec{r}) + j \frac{\omega}{\kappa^2} [\kappa^2 \vec{F}(\vec{r}) + \nabla(\nabla \cdot \vec{F}(\vec{r}))] \quad z > 0 \quad (3.78)$$

donde llamamos \vec{H}^{cc+} al campo magnético cortocircuitado debido a las fuentes $(\vec{J}^{i+}, \vec{M}^{i+})$ que existirían en el lado derecho con la apertura cortocircuitada. La corriente magnética superficial del lado derecho del problema es $-\vec{M}_s$, que se tiene en cuenta en el signo positivo del término potencial vector en la ecuación (3.78).

El siguiente paso es conseguir la continuidad de los campos magnéticos en la superficie de la apertura A mediante:

$$\lim_{z \uparrow 0} (\vec{H}^-(\vec{r}) \times \hat{z}) = \lim_{z \downarrow 0} (\vec{H}^+(\vec{r}) \times \hat{z}) \quad \vec{r} \in A \quad (3.79)$$

lo cual, observando las ecuaciones (3.76) y (3.78), se consigue con:

$$j \frac{\omega}{\kappa^2} [\kappa^2 \vec{F} + \nabla_t \nabla_t \cdot \vec{F}] \times \hat{r} = \begin{cases} \frac{1}{2} (\vec{H}^{cc-} - \vec{H}^{cc+}) \times \hat{z} & \text{en } A \\ 0 \\ (\vec{H}^{i-} - \vec{H}^{i+}) \times \hat{z} \end{cases} \quad (3.80)$$

donde ∇_t es el operador gradiente transversal (a \hat{z}) y se interpreta la ecuación (3.80) con el sentido del límite de la ecuación (3.79). \vec{H}^{i-} y \vec{H}^{i+} son los campos magnéticos incidentes a la

izquierda y a la derecha del plano conductor, respectivamente, debidos a las fuentes de radiación correspondientes en ausencia del plano conductor. El hecho de que $\vec{H}^{cc} \times \hat{z} = 2\vec{H}^i \times \hat{z}$ sobre el plano conductor está implícito en la ecuación (3.80). Hay que destacar, además, que la ecuación (3.80) incorpora dos ecuaciones íntegro-diferencial escalares y acopladas con dos componentes transversales (a \hat{z}) de \vec{M}_s , o a su equivalente \vec{E}_t^a , como incógnitas de las ecuaciones.

Para tener en cuenta el comportamiento del campo eléctrico cercano a los bordes de la apertura [55], junto con la relación $\vec{M}_s = \hat{z} \times \vec{E}_t^a$, la componente normal de \vec{M}_s al borde de la unión entre la apertura y el plano conductor debe aproximarse a cero en un punto de A como la raíz cuadrada de la distancia de este punto al plano, y la componente tangencial de \vec{M}_s debe aproximarse a su valor como el inverso de la raíz cuadrada de esta distancia.

Por último, cuando obtengamos \vec{M}_s o \vec{E}_t^a como solución a la ecuación (3.80) para una apertura específica, los campos magnéticos a ambos lados del plano conductor se pueden calcular mediante las ecuaciones (3.76) y (3.78) y los campos eléctricos se pueden calcular mediante:

$$\vec{E}^\pm(\vec{r}) = \vec{E}^{cc\pm}(\vec{r}) \pm \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{F}(\vec{r}) \quad (3.81)$$

donde $\vec{E}^{cc\pm}$ representa el campo eléctrico cortocircuitado en los dos lados del plano conductor.

Existen algunas propiedades de los campos electromagnéticos que se deben tener en cuenta, como, por ejemplo, de las ecuaciones (3.76), (3.78) y (3.80) se puede demostrar que:

$$\vec{H}^\pm \times \hat{z} = \frac{1}{2}(\vec{H}^{cc+} + \vec{H}^{cc-}) \times \hat{z} = (\vec{H}^{i+} + \vec{H}^{i-}) \times \hat{z} \quad \text{en } A \quad (3.82)$$

También, como la componente normal del campo eléctrico debe ser continua a través de cualquier camino que atraviese A, de la ecuación (3.81) se deduce que:

$$\vec{E}^\pm \cdot \hat{z} = \frac{1}{2}(\vec{E}^{cc+} + \vec{E}^{cc-}) \cdot \hat{z} = (\vec{E}^{i+} + \vec{E}^{i-}) \cdot \hat{z} \quad \text{en } A \quad (3.83)$$

Las ecuaciones (3.82) y (3.83) pueden interpretarse como que la componente transversal de \vec{H} y la componente normal de \vec{E} son las mismas sobre la superficie A, como lo serían si el plano conductor no estuviera presente. Además, las componentes de campo presentan interesantes simetrías con respecto al plano XY, que podemos expresar como:

$$\begin{aligned} \hat{z} \times [\vec{E}^-(x, y, z) - \vec{E}^{cc-}(x, y, z)] &= \hat{z} \times [\vec{E}^+(x, y, -z) - \vec{E}^{cc+}(x, y, -z)] \\ \hat{z} \cdot [\vec{E}^-(x, y, z) - \vec{E}^{cc-}(x, y, z)] &= -\hat{z} \cdot [\vec{E}^+(x, y, -z) - \vec{E}^{cc+}(x, y, -z)] \end{aligned} \quad (3.84)$$

y

$$\begin{aligned} \hat{z} \times [\vec{H}^-(x, y, z) - \vec{H}^{cc-}(x, y, z)] &= -\hat{z} \times [\vec{H}^+(x, y, -z) - \vec{H}^{cc+}(x, y, -z)] \\ \hat{z} \cdot [\vec{H}^-(x, y, z) - \vec{H}^{cc-}(x, y, z)] &= \hat{z} \cdot [\vec{H}^+(x, y, -z) - \vec{H}^{cc+}(x, y, -z)] \end{aligned} \quad (3.85)$$

donde hay que destacar que $(\vec{E}^\pm - \vec{E}^{cc\pm}, \vec{H}^\pm - \vec{H}^{cc\pm})$ es la parte del campo que se debe a la presencia de la apertura en el plano conductor.

Con la aplicación de este método podemos calcular los campos electromagnéticos en los dos lados del plano conductor. En la sección 4.5 veremos la implementación de este método para el cálculo de la sección transversal de transmisión de una apertura sobre un plano, primero para formas de aperturas de las que conocemos su sección, como la apertura circular y cuadrada, para después aplicar la misma metodología a una apertura de forma arbitraria.

En muchas ocasiones, las aperturas de los problemas que queremos resolver o bien no son planas o bien no siempre separan dos medios infinitos. Una situación habitual es que la apertura esté situada sobre una superficie, más o menos curva, que encierre el volumen de una cavidad. En la Figura 3.10 podemos ver un ejemplo de la situación anterior, donde tenemos una cavidad de superficie S con una apertura de superficie A que separa los volúmenes V^+ y V^- que denotan las regiones interior y exterior respectivamente. Supondremos que los volúmenes V^+ y V^- son medios homogéneos e isotrópicos con (ϵ^+, μ^+) y (ϵ^-, μ^-) , respectivamente, y que la superficie S es conductor perfecto e infinitamente delgado. Bajo estas características se pueden expresar soluciones para los vectores de campo eléctrico partiendo de las ecuaciones de Maxwell según desarrollaron Y. Rahmat-Samii y R. Mittra en [56] con la formulación 'Dyadic' de P. M. Morse y el Teorema de Green [57]. Para más información sobre esta formulación se pueden consultar las referencias anteriores y [39].

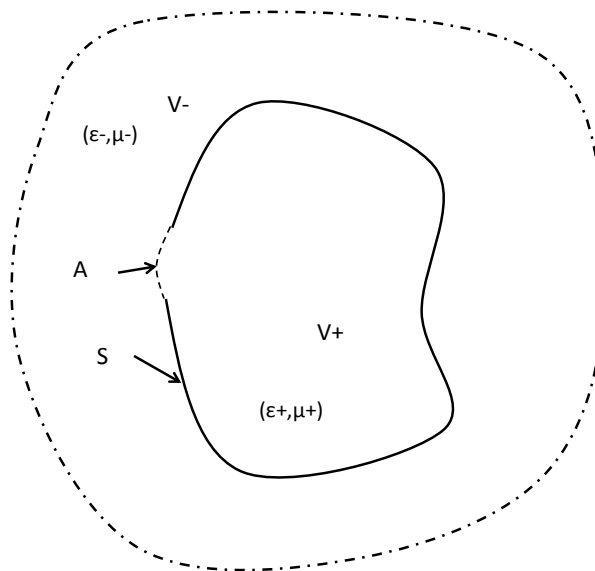


Figura 3.10: Apertura en una cavidad.

Los métodos anteriores sirven para calcular los campos electromagnéticos independientemente de la relación que exista entre la frecuencia de la señal y las dimensiones de la apertura. Para el caso específico de una apertura pequeña en términos de λ , podemos encontrar, también en [39], una revisión de las distintas técnicas de aproximación para dicho caso donde se incluye

el procedimiento desarrollado por C. M. Butler [58] y la aproximación de los momentos dipolares equivalentes y los coeficientes de polarizabilidad que ya hemos visto en el apartado anterior.

3.3.4. Conclusiones

A lo largo de esta sección se ha desarrollado la teoría necesaria para cuantificar la energía electromagnética que atravesaría una apertura situada sobre un plano conductor en distintos supuestos. Se han clasificado las diferentes aproximaciones que existen en la bibliografía especializada según el criterio de si estamos en alta o baja frecuencia dependiendo de la relación que existe entre las dimensiones de la apertura y la longitud de onda de la señal. Se han descrito las aproximaciones clásicas de óptica geométrica y de los momentos dipolares equivalentes para aperturas grandes y pequeñas en términos de λ , respectivamente. Estas aproximaciones tienen dos limitaciones importantes. La primera es que no ofrecen información en el rango de frecuencias donde la apertura es de un tamaño similar a la longitud de onda de la señal, es decir, en la zona de resonancia. Y la segunda limitación es que sólo se dispone de los coeficientes de polarizabilidad de las formas de apertura canónicas que se han recopilado de distintas publicaciones.

Debido a la importancia de poder obtener una sección transversal de transmisión de una apertura con forma arbitraria y en todo el rango de frecuencias de interés, también se ha desarrollado el método general para el cálculo de los campos electromagnéticos a ambos lados de un plano infinito que tiene una apertura.

En el capítulo 4 de implementación y resultados, veremos ejemplos de utilización de todas las teorías descritas en esta sección aplicadas tanto a casos simples como a casos más complejos para obtener una sección transversal de transmisión promedio de varias aperturas con el fin de conseguir una estimación precisa de la efectividad de apantallamiento de los casos de ejemplo.

3.4. Cálculo de la efectividad de apantallamiento

3.4.1. Introducción

En esta sección explicaremos los procedimientos para la estimación de la efectividad de apantallamiento de estructuras, fuselajes o recintos apantallados. Con este fin, utilizaremos los modelos para el cálculo del factor de calidad y los mecanismos de disipación explicados anteriormente y los aplicaremos a un modelo simplificado de propagación de señales electromagnéticas en entornos reverberantes. Comenzaremos explicando la teoría fundamental del equilibrio de potencias desarrollada por D.A. Hill en 1994 [8], que, como ya hemos dicho, es la base de los trabajos más recientes de I. Junqua [23] y G. B. Tait [34].

El modelo de D.A. Hill está pensado para casos muy concretos donde una cavidad con aperturas es iluminada por un frente de ondas electromagnéticas desde el exterior. En este trabajo se tienen en cuenta los mecanismos de disipación de energía más importantes en un modelo simple, a saber, la disipación en las paredes y objetos de la cavidad, las antenas receptoras, y las aperturas.

I. Junqua utiliza la topología electromagnética descomponiendo el problema en forma de redes de acoplo de energía [22]. I. Junqua desarrolla nuevos modelos de mecanismos de pérdidas de energía, como el de las antenas transmisoras dentro de la cavidad o la energía acoplada en cables que conectan cavidades. El mayor inconveniente de este trabajo es el grado de complejidad que presenta la resolución del modelo completo, ya que utiliza un formalismo para la interacción electromagnética utilizando señales que se propagan por una red topológica simulando las admitancias, Y , y los parámetros S de los elementos del sistema. Una vez resuelto el sistema de ecuaciones, se puede saber cómo interactúan todos los elementos de la red, es decir, cómo se comportarían las señales electromagnéticas en dicha red.

El trabajo de G. B. Tait está basado en el estudio de la propagación de señales electromagnéticas en entornos, más o menos, reverberantes conectados entre sí. Este tema se ha desarrollado mucho en los últimos años debido al aumento de los sistemas de comunicaciones *wireless*. Es muy importante para las empresas de comunicaciones, comprender cómo se propaga una señal electromagnética a través de un sistema, más o menos, complejo de cavidades conectadas entre sí, para evaluar la cobertura de un punto de acceso o el apantallamiento que ofrece una estructura o sistema de cavidades. Este modelo de propagación es válido tanto para sistemas con mucho acoplamiento de energía electromagnética, es decir, poco apantallamiento, como para acoplamientos de energía bajos, es decir, niveles de apantallamiento altos. Esto permite que el modelo sea aplicable a entornos tan representativos como el fuselaje de un avión, los compartimentos de un barco, un automóvil, o el interior de los edificios. Otra de las ventajas del modelo es que es muy sencillo y fácil de programar. Resolviendo las ecuaciones que plantea, se pueden encontrar las relaciones entre la potencia y energía acoplada o transmitida de cavidad a cavidad.

En las siguientes secciones explicaremos el modelo del equilibrio de potencias de D.A. Hill, el modelo de penetración de señales de alta frecuencia en sistemas de I. Junqua, y el modelo de propagación de señales electromagnéticas en entornos reverberantes de G. B. Tait aplicado al cálculo de la efectividad de apantallamiento de una cavidad o sistema de cavidades.

3.4.2. Modelo del equilibrio de potencias

El modelo de D.A. Hill describe el caso de la Figura 3.11, donde una onda incide sobre una cavidad con varias aperturas.

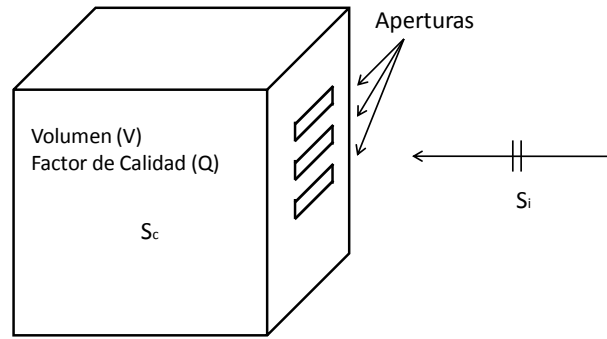


Figura 3.11: Caso sencillo para el cálculo de la efectividad de apantallamiento.

Para determinar la densidad de potencia S_c dentro de la cavidad, el modelo del equilibrio de potencias establece que la potencia transmitida a través de las aperturas será igual a la potencia disipada por los 4 mecanismos de disipación explicados en la sección 3.2:

$$P_t = P_d \quad (3.86)$$

Si en (3.86) sustituimos (3.13), (3.14), (3.16) y (3.57) obtendremos que la densidad de potencia en la cavidad es:

$$S_c = \frac{\sigma_t \lambda Q}{2\pi V} S_i \quad (3.87)$$

Dentro de una cavidad resonante eléctricamente grande, la densidad de potencia S_c es uniforme, por lo tanto, podemos definir la efectividad de apantallamiento como la relación entre las densidades de potencia:

$$SE(dB) = 10 \log_{10}\left(\frac{S_i}{S_c}\right) = 10 \log_{10}\left(\frac{2\pi V}{\sigma_t \lambda Q}\right) \quad (3.88)$$

Esta definición de la efectividad de apantallamiento, SE, depende directamente del volumen de la cavidad V , el factor de calidad Q y la sección transversal de transmisión de las aperturas σ_t .

Las ecuaciones (3.87) y (3.88) están definidas para el caso de una única onda incidente, con lo que σ_t dependerá de la dirección y polarización de la señal. Para el caso donde la señal

incidente es una superposición de ondas planas con cualquier dirección y polarización, como en una cámara reverberante, D.A. Hill establece que hay que sustituir σ_t por la mitad de la sección transversal promedio de las aperturas, $\langle\sigma_t\rangle/2$, con lo que la ecuación de la SE queda:

$$SE(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi V}{\langle\sigma_t\rangle \lambda Q} \right) \quad (3.89)$$

En este modelo podemos ver la importancia del factor de calidad en la determinación de la efectividad de apantallamiento. Cuanto mejor sea la aproximación de Q , teniendo en cuenta todos los posibles mecanismos de disipación de energía vistos en la sección 3.2, y la estimación de la sección transversal de transmisión promedio de las aperturas, vista en la sección 3.3, más precisa será la predicción de la efectividad de apantallamiento de la cavidad.

3.4.3. Modelo de penetración de señales de alta frecuencia en sistemas

El modelo de Isabelle Junqua está basado en la topología electromagnética de C.E. Baum [18] y el equilibrio de potencias de D.A. Hill [8]. Como ya se ha explicado en la sección 2.1.2, un problema complejo se descompone en problemas más pequeños donde las señales electromagnéticas interactúan entre sí. Es decir, el análisis de los diferentes acoplamientos de señales electromagnéticas se divide en varias redes que describen un problema genérico de mayores dimensiones.

Bajo la hipótesis de buen apantallamiento se puede realizar una cuantificación aproximada de las interacciones electromagnéticas dentro de la red o subred. Dentro de cada red las interacciones EM tienen relaciones bidireccionales entre las distintas entidades que definen una red equivalente para cada nivel de apantallamiento del problema.

Este modelo es aplicable tanto a problemas electromagnéticos de baja frecuencia como de alta frecuencia, donde la cuantificación de las interacciones electromagnéticas en la red topológica viene determinada por las ecuaciones de Maxwell con las condiciones de contorno de los elementos de la red. Aunque el objetivo de esta tesis es el acoplamiento en alta frecuencia, es muy interesante conocer la aplicación del modelo de baja frecuencia para comprender cómo se aplican los mismos conceptos al modelo de alta frecuencia.

En el modelo de baja frecuencia, se aplican los conceptos de líneas de transmisión, y los parámetros observables son las corrientes y tensiones a lo largo de los elementos representados mediante las uniones y los enlaces de la red. En los enlaces se realizará la cuantificación mediante ondas que se propagan de forma bidireccional según la ecuación de propagación.

$$W_i(L) = \Gamma \cdot W_i(0) + W_{Si} \quad (3.90)$$

Por otra parte, en las uniones se cuantificarán las interacciones mediante la ecuación de *scattering* que tiene en cuenta los coeficientes de reflexión de la unión.

$$W_i(0) = S_{ij} \cdot W_j(L) \quad (3.91)$$

donde W_i son las ondas o señales que se propagan por el enlace, Γ es el coeficiente de propagación, S_{ij} los parámetros de *scattering* de la unión (coeficientes de reflexión ρ , y transmisión $1 - \rho$), $W_i(0)$ es la señal que sale de una unión y $W_j(L)$ es la señal que llega a una unión. La señal de excitación se pondrá siempre en una posición conocida del enlace. Si la fuente es interior a una unión, se aplicará en el extremo del enlace que conecte ese puerto. En la Figura 3.12 se describe la distribución de ondas y el sistema de referencia que se utiliza para la cuantificación de las interacciones electromagnéticas.

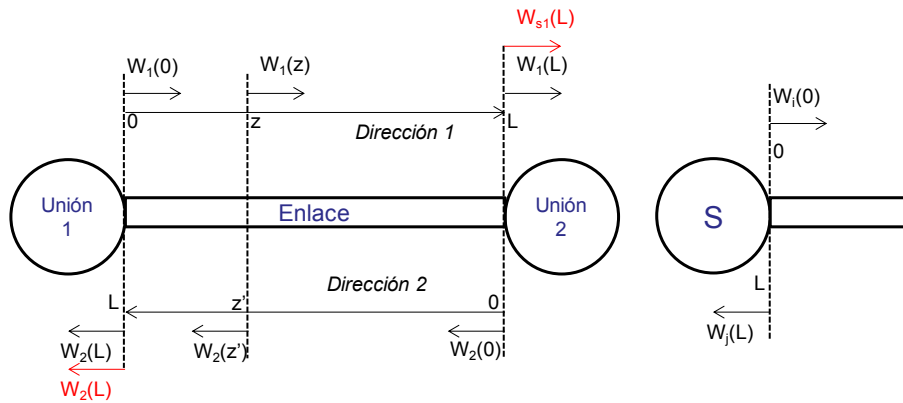


Figura 3.12: Caso general de distribución de señales electromagnéticas en redes topológicas.

Los mecanismos de acoplamiento y propagación electromagnética en las líneas de transmisión se modelan mediante sus parámetros distribuidos por unidad de longitud (la resistencia R , la inductancia L , la capacitancia C y la conductancia G). En la Figura 3.13 se muestra el circuito equivalente de una línea de transmisión simple y múltiple. Las ecuaciones de propagación que se deben cumplir son:

$$\begin{aligned} \frac{\delta[V(z)]}{\delta z} &= -[Z] \cdot [I(z)] + [V^s(z)] \\ \frac{\delta[I(z)]}{\delta z} &= -[Y] \cdot [V(z)] + [I^s(z)] \end{aligned} \quad (3.92)$$

para el caso de líneas de transmisión múltiples, los parámetros que nos permiten modelar y analizar los acoplamientos mutuos entre cables son las matrices de impedancia $[Z]$ y admitancia $[Y]$ por unidad de longitud. En los términos diagonales de estas matrices se representan las inductancias y capacitancias mutuas entre cada par de cables de la línea múltiple.

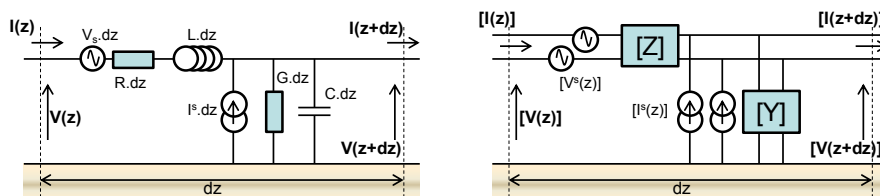


Figura 3.13: Representación de los parámetros de una línea de transmisión simple y múltiple.

La unión de estos dos formalismos permite el cálculo y la cuantificación de las interacciones electromagnéticas en redes de cableado, y además se puede generalizar a la topología electromagnética de otros sistemas complejos. La propagación de señales en las redes puede representarse como ondas cuyas expresiones contienen la información electromagnética, campos \vec{E} y \vec{H} , así como información eléctrica, voltajes V y corrientes I . Sobre cada enlace de la red se define una matriz de propagación Γ relacionando las ondas en cada extremo del enlace. Cada unión se caracteriza por su matriz de *scattering* $[S]$ o matriz de parámetros S . Estas matrices permiten ir rellenando bloques de las supermatrices $[S]$ y $[\Gamma]$ que son capaces de representar toda la red topológica del problema. Las señales en cualquier punto de la red pueden calcularse mediante la ecuación BLT (Baum, Liu y Tesche) [59] que unifica las ecuaciones de propagación y *scattering* en la expresión general:

$$\{[1] - [S][\Gamma]\}[W(0)] = [S][W^s] \quad (3.93)$$

donde $[1]$ es la supermatriz unidad, $[S]$ es la supermatriz de *scattering* de la red, $[\Gamma]$ es la supermatriz de propagación de toda la red, $[W(0)]$ es el supervector que contiene las señales salientes de cada unión y $[W^s]$ es el supervector que contiene las fuentes que vuelven hacia las uniones (las fuentes siempre se aplican sobre los enlaces). Resolviendo la ecuación de BLT (3.93) obtenemos $[W(0)]$ usando técnicas tradicionales de inversión de matrices (como la técnica LU) o técnicas que tengan en cuenta la poca densidad de las supermatrices de la red (porque suelen contener muchos bloques con valores nulos o cero). Posteriormente, aplicando las ecuaciones de propagación o *scattering*, obtendríamos $[W(L)]$, con lo que tendríamos caracterizadas todas las señales electromagnéticas en todos los puntos de la red.

En el modelo de alta frecuencia, hay que estimar las señales inducidas dentro de las cavidades con las restricciones impuestas por la estructura. Como se mencionó anteriormente, los sistemas complejos con cavidades grandes en alta frecuencia, como, por ejemplo, un avión, un edificio o un recinto apantallado, tienen cavidades cuyas dimensiones son grandes en comparación con la longitud de onda de una señal de alta frecuencia y sus materiales, geometría, rutado de cables y detalles de la instalación no están completamente controlados. Por todo ello, el entorno electromagnético en su interior debe caracterizarse mediante el modelo probabilístico de las cavidades resonantes que puede estimar parámetros como la potencia disipada, la densidad media de potencia o la potencia transmitida de cavidad a cavidad mediante la aplicación del equilibrio de potencias.

El modelo desarrollado por I. Junqua está basado en los conceptos topológicos y la representación en forma de red de las interacciones electromagnéticas dentro de una cavidad resonante, teniendo en cuenta las consideraciones energéticas, tales como pérdidas y transferencias de energía. En el análisis de todas las interacciones electromagnéticas es necesario identificar todos los mecanismos de disipación, más importantes en alta frecuencia, asumiendo que cada efecto es independiente del resto.

Trabajando con las hipótesis anteriores, en la aplicación de la topología electromagnética en problemas de alta frecuencia, las uniones modelan los fenómenos de transferencia de energía en las aperturas y los fenómenos disipativos, como pérdidas en las paredes, en los cables y en las antenas. Mientras que los enlaces modelan los caminos que sigue la energía electromagnética entre las distintas uniones. También tienen carácter bidireccional para poder modelar los mecanismos de transmisión y reflexión de las señales electromagnéticas. Las señales electromagnéticas en este método se cuantifican mediante:

- Ondas o señales electromagnéticas que viajan desde y hacia las distintas uniones. Estas ondas se definen como una combinación lineal de la densidad de potencia media y la potencia media disipada en la unión.
- La sección transversal de acoplamiento o CCS en inglés, *Coupling Cross Section*, que caracteriza los fenómenos electromagnéticos de cada unión. La CCS se define como el ratio entre la potencia disipada y la densidad media de potencia a la cual ocurre el fenómeno.

En la Figura 3.14 se representan las señales electromagnéticas y su funcionalidad dentro de una red topológica para el caso de alta frecuencia.

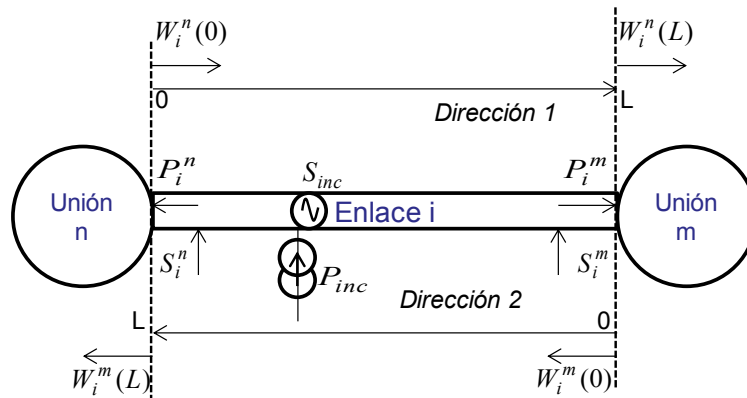


Figura 3.14: Distribución de señales electromagnéticas en redes topológicas para alta frecuencia.

La definición de ondas propuesta surge del análisis del entorno electromagnético reverberante de una cavidad como si fuera un nodo de corriente donde los elementos disipativos estuvieran en paralelo. Con esta convención, comparando este modelo con la teoría de circuitos y líneas de transmisión, las potencias disipadas serían las corrientes y las densidades medias de potencia serían los voltajes. Entonces, la definición de las señales en una unión será la combinación lineal de la potencia disipada y la densidad media de potencia en dicha unión. Para continuar con la analogía a la teoría de líneas de transmisión, es necesario introducir una sección transversal de acoplamiento *característica*, que llamaremos A_c , similar a la impedancia característica de una línea de transmisión.

Si volvemos a la Figura 3.12 y nos fijamos en la Figura 3.14 veremos que para un enlace i y dos uniones n y m , se definen las señales entrantes y salientes como:

$$\begin{aligned} W_i^n(0) &= A_c \cdot S_i^n - P_i^n & W_i^n(L) &= A_c \cdot S_i^m + P_i^m \\ W_i^m(0) &= A_c \cdot S_i^m - P_i^m & W_i^m(L) &= A_c \cdot S_i^n + P_i^n \end{aligned} \quad (3.94)$$

donde S_i^n y S_i^m son las densidades medias de potencia y P_i^n y P_i^m son las potencias disipadas en las uniones n y m . Aplicando sobre el enlace i una potencia incidente P_{inc} se definen las ondas fuente como:

$$\begin{aligned} W_{si}^m &= -A_c \cdot S_{inc} + P_{inc} \\ W_{si}^n &= A_c \cdot S_{inc} + P_{inc} \end{aligned} \quad (3.95)$$

Relacionando las ondas entrantes y salientes con las ondas fuente, como se ha hecho en la ecuación de propagación (3.90), tenemos:

$$\begin{aligned} W_i^n(L_i) &= W_i^n(0) + W_{si}^n \\ W_i^m(L_i) &= W_i^m(0) + W_{si}^m \end{aligned} \quad (3.96)$$

donde podemos ver que el término Γ_i es igual a la unidad. Sin embargo, sí se mantiene la notación de las longitudes de los enlaces para preservar la coherencia con las ecuaciones fundamentales de la topología electromagnética. Debido a la ausencia de pérdidas de propagación en los enlaces, la sección transversal de acoplamiento característica puede ser elegida de forma arbitraria. En este caso se ha escogido el valor:

$$A_c = \frac{\lambda^2}{8\pi} \quad (3.97)$$

que corresponde con la sección transversal de acoplamiento de una antena ideal en recepción.

Los mecanismos de disipación serán representados por uniones terminales, mientras que los mecanismos de transferencia de energía serán representados por uniones de dos enlaces. Los enlaces representan los volúmenes o cavidades que forman el sistema o problema bajo estudio. Si aplicamos la metodología anterior al caso de una unión de dos enlaces, tendríamos la matriz de parámetros S de una unión m , $[S^m]$, entre los enlaces i y j , que relaciona las señales entrantes y salientes en dicha unión. Puesto que cada unión representa un mecanismo de disipación o de transferencia de energía, se puede caracterizar como una matriz de sección transversal de acoplamiento promedio $[\sigma^m]$ donde se relacionan la potencia disipada en la unión con la densidad media de potencia en los enlaces. Operando con la definición de las ondas (3.94), (3.95), la definición de sección transversal de acoplamiento y la matriz de parámetros S , obtenemos:

$$\begin{aligned} [W_i^n(0)] &= [S^m] \cdot [W_i^m(L_i)] \\ [P_i^m] &= [\sigma^m] \cdot [S_i^m] \\ [S^m] &= [A_c - \sigma^m] \cdot [A_c + \sigma^m]^{-1} \end{aligned} \quad (3.98)$$

donde la última ecuación es un tratamiento similar a la transformación de la matriz admitancia $[Y]$ en la matriz $[S]$.

Llegados a este punto, se aplican los mismos conceptos vistos en el caso de baja frecuencia para las señales entrantes y salientes de cada unión de la red $[Wi(0)]$ y $[Wi(L)]$, la supermatriz $[S]$ es la unión de todas las secciones transversales de acoplamiento de la red y $[\Gamma]$ es la supermatriz de propagación de toda la red, que en el caso de alta frecuencia es la matriz identidad. La resolución de la ecuación BLT (3.93) sirve en este modelo para la obtención de los parámetros observables del problema: potencia disipada y densidad media de potencia en cada unión de la red topológica. Con estos observables se pueden calcular varios parámetros interesantes desde el punto de vista de la compatibilidad electromagnética, como el apantallamiento entre cavidades del sistema o, enlazando con las funciones de densidad de probabilidad, los niveles de campo eléctrico medio en el interior de cavidades resonantes o en cámaras reverberantes (3.1.4), que, a su vez, sirven para estimar los niveles de campo eléctrico máximo dentro de la cavidad.

3.4.4. Modelo de propagación de señales electromagnéticas en entornos reverberantes

El modelo de G. B. Tait describe el caso de la Figura 3.15 donde una señal electromagnética se propaga desde la cavidad 1 hasta el espacio libre por un sistema, más o menos, complejo de cavidades acopladas, es decir, existe acoplamiento de energía electromagnética a través de las diferentes aperturas.

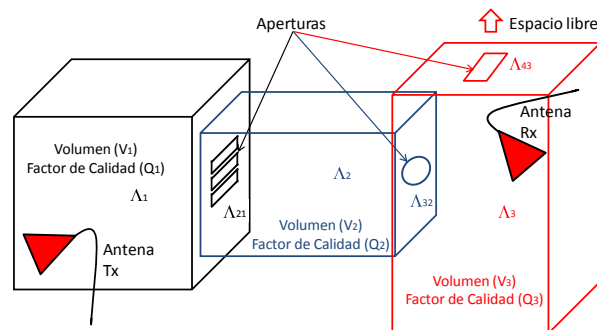


Figura 3.15: Caso general de propagación de señales electromagnéticas en cavidades acopladas.

Este modelo de propagación de señales está basado en la ley de conservación de la energía entre cavidades y en la teoría de las ondas acústicas. Es válido tanto para niveles de acoplamientos altos, como bajos, debidos a pérdidas en aperturas, absorción en materiales y acoplamiento en cables o juntas. Gracias a su versatilidad, se adapta a la resolución de multitud de problemas de EMC, pero nosotros nos centraremos en el cálculo de la efectividad de apantallamiento entre dos cavidades.

El modelo relaciona, bajo la hipótesis del acoplamiento de la cavidad más cercana, la densidad

de energía media de cada cavidad i , U_i , con la potencia transmitida en cada cavidad, según este sistema de ecuaciones:

$$[P_{tx,i}] = [\Lambda] \cdot [U_i] \quad (3.99)$$

donde el vector $[P_{tx,i}]$ es la potencia total transmitida dentro de la cavidad i por cada uno de los emisores independientes a una frecuencia dada, el vector $[U_i]$ es la densidad de energía media en cada cavidad y la matriz $[\Lambda]$ es:

$$\begin{bmatrix} \Lambda_1 + \Lambda_{1,2} & -\Lambda_{2,1} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ -\Lambda_{1,2} & (\Lambda_{2,1} + \Lambda_2 + \Lambda_{2,3}) & -\Lambda_{3,2} & & & \vdots \\ 0 & & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & & -\Lambda_{i-1,i} & (\Lambda_{i,i-1} + \Lambda_i + \Lambda_{i+1,i}) & -\Lambda_{i+1,i} \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & -\Lambda_{M-1,M} & (\Lambda_{M,M-1} + \Lambda_M + \Lambda_{M,M+1}) \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

$$\Lambda_i = \frac{\omega V_i}{Q_{Cav,i}} \quad (3.101)$$

$$\Lambda_{i,j} = \frac{1}{2} c \langle \sigma_{i,j} \rangle \quad (3.102)$$

donde Λ_i y $\Lambda_{i,j}$ son el coeficiente de pérdidas de la cavidad i y el coeficiente de acoplamiento entre la cavidad i y la cavidad j , respectivamente. $Q_{Cav,i}$ es el factor de calidad de la cavidad i incluyendo todas las pérdidas y mecanismos de disipación, las cargas de las antenas, el efecto Joule en las paredes y la absorción en materiales, excepto las pérdidas de energía por fugas a través de las aperturas. V_i es el volumen de la cavidad i , ω es la frecuencia angular y c es la velocidad de la luz. Los coeficientes de acoplamiento entre cavidades se expresan en términos de la sección transversal de transmisión media $\langle \sigma_{i,j} \rangle$ de las aperturas que las unen. El valor de $\langle \sigma_{i,j} \rangle$ determina el valor de la relación entre la potencia acoplada dentro de la cavidad i debida a la densidad de potencia media S_j dentro de la cavidad j como:

$$P_{Fuga,i} = \frac{1}{2} S_j \langle \sigma_{i,j} \rangle \quad (3.103)$$

Hay que destacar la reciprocidad de los coeficientes de acoplamiento entre cavidades en la matriz (3.100), con lo que $\Lambda_{i,j} = \Lambda_{j,i}$. En este ejemplo, la última cavidad tiene una apertura hacia el espacio libre, y, en tal caso, el coeficiente $\Lambda_{M,M+1}$ no es cero. Una vez que el sistema de ecuaciones está resuelto, podríamos calcular la relación entre la densidad de energía media y la potencia radiada total entre cualquier par de cavidades. Podemos expresar la relación entre la densidad de energía u_i y una ganancia genérica entre cavidades, $G_{i,j}$, como:

$$G_{i,j} = \frac{P_{Rx_{media},i}}{P_{inc,j}} = \frac{u_i c (\lambda^2 / 8\pi) \eta_{rx}}{P_{tx,i} / \eta_{tx}} = \frac{c \lambda^2}{8\pi} \eta_{tx} \eta_{rx} \frac{u_i}{P_{tx,j}} \quad (3.104)$$

donde η_{tx} y η_{rx} son las eficiencias de radiación de las antenas transmisora y receptora, respectivamente, $P_{Rx_{media},i}$ es la potencia media recibida en la cavidad i y la $P_{inc,j}$ es la potencia incidente o disponible para la antena transmisora de la cavidad j .

Este método será válido siempre que se cumpla la condición de funcionamiento como cámara reverberante en las cavidades o entornos bajo estudio. G. B. Tait propone un número de modos de transmisión $N_i > 60$, al igual que D.A. Hill en [1], como frecuencia inferior para la aplicación del método utilizando la siguiente ecuación:

$$N_i \cong \frac{8\pi f^3 V_i}{c^3 Q_i} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{\eta_{tx}\eta_{rx}}{G_{i,i}} \quad (3.105)$$

Si aplicamos el modelo para el caso de dos cavidades unidas por una apertura, se puede resolver el sistema de ecuaciones (3.99), para el caso de una potencia transmitida $P_{tx,1}$ en el volumen V_1 :

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}}{(\Lambda_1 + \Lambda_{2,1})(\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}) - \Lambda_{2,1}^2} P_{tx,1} \\ u_2 &= \frac{\Lambda_{2,1}}{(\Lambda_1 + \Lambda_{2,1})(\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}) - \Lambda_{2,1}^2} P_{tx,1} \end{aligned} \quad (3.106)$$

Mientras que para el caso de una potencia transmitida $P_{tx,2}$ en el volumen V_2 tenemos:

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{\Lambda_{2,1}}{(\Lambda_1 + \Lambda_{2,1})(\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}) - \Lambda_{2,1}^2} P_{tx,2} \\ u_2 &= \frac{\Lambda_1 + \Lambda_{2,1}}{(\Lambda_1 + \Lambda_{2,1})(\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}) - \Lambda_{2,1}^2} P_{tx,2} \end{aligned} \quad (3.107)$$

Si aplicamos la definición de la ganancia (3.104):

$$\begin{aligned} G_{1,1} &= \frac{P_{Rx_{media},1}}{P_{inc,1}} = \frac{c\lambda^2}{8\pi} \eta_{tx}\eta_{rx} \frac{\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}}{(\Lambda_1 + \Lambda_{2,1})(\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}) - \Lambda_{2,1}^2} \\ G_{1,2} &= G_{2,1} = \frac{c\lambda^2}{8\pi} \eta_{tx}\eta_{rx} \frac{\Lambda_{2,1}}{(\Lambda_1 + \Lambda_{2,1})(\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}) - \Lambda_{2,1}^2} \\ G_{2,2} &= \frac{c\lambda^2}{8\pi} \eta_{tx}\eta_{rx} \frac{\Lambda_1 + \Lambda_{2,1}}{(\Lambda_1 + \Lambda_{2,1})(\Lambda_2 + \Lambda_{2,1}) - \Lambda_{2,1}^2} \end{aligned} \quad (3.108)$$

Para el caso especial de dos cavidades acopladas, como en los ensayos de apantallamiento de cámaras reverberantes anidadas, la efectividad de apantallamiento entre dichas cavidades puede definirse mediante la siguiente fórmula [35]:

$$SE(dB) \equiv -10 \cdot \log_{10}\left(\frac{u_2}{u_1}\right) = -10 \cdot \log_{10} \frac{\Lambda_{2,1}}{(\Lambda_2 + \Lambda_{2,1})} \quad (3.109)$$

3.4.5. Conclusiones

En este apartado se han analizado los modelos teóricos de tres autores distintos sobre caracterización de entornos reverberantes desde el punto de vista del cálculo de la efectividad de apantallamiento.

D.A. Hill es el más citado en la literatura, sus principales ventajas son su claridad y su sencillez. Sin embargo, cuando el sistema bajo estudio se complica un poco, el modelo no es capaz de ajustarse a todos los fenómenos electromagnéticos que pueden suceder y ser relevantes para el resultado final. Otro inconveniente es que fue desarrollado para el caso de estimación de la efectividad de apantallamiento de una estructura simple, sin prever que la teoría del equilibrio de potencias pudiera ser aplicable a otros aspectos importantes en el mundo de la compatibilidad electromagnética. No obstante, este modelo es muy utilizado en casos sencillos y, junto con el trabajo de C. Holloway [60], es referenciado en los estándares internacionales sobre técnicas y métodos de medidas de la efectividad de apantallamiento en cámaras reverberantes o cavidades resonantes [9] y [61]. Además es el punto de partida de muchos de los nuevos trabajos que podemos encontrar en este ámbito.

I. Junqua, como hemos visto, ha desarrollado o mejorado la definición de varios mecanismos de disipación que son necesarios para representar fielmente todos los fenómenos electromagnéticos de alta frecuencia que podemos encontrar en problemas complejos de compatibilidad electromagnética. Además de la incalculable labor de recopilación y validación de resultados, utiliza una descomposición topológica del problema para, mediante el uso de redes equivalentes, representar casos más complejos de sistemas de cavidades donde podemos encontrar un mayor número de acoplamientos electromagnéticos. El inconveniente del modelo de I. Junqua es la dificultad para establecer las ecuaciones necesarias para la resolución del problema debido a que su trabajo partía del uso de un software específicamente desarrollado para la resolución de redes topológicas en baja frecuencia.

El modelo de propagación en entornos reverberantes de G. B. Tait sirve para la caracterización electromagnética de espacios complejos. Basado en los principios físicos de las ondas acústicas y en la teoría de la conservación de la energía, consigue, de una manera sencilla y estructurada, la representación de los fenómenos electromagnéticos más importantes para la propagación de señales. El ámbito de aplicación de este modelo es mucho mayor que el inicial de D.A. Hill, y su formulación mucho menos compleja que la de I. Junqua.

Finalmente, podemos concluir que la mejor manera de estudiar la efectividad de apantallamiento de un sistema complejo utilizando las teorías del equilibrio de potencias y la propagación en entornos reverberantes es unificando los trabajos de I. Junqua y G. B. Tait. Utilizaremos las definiciones de los mecanismos de disipación y la recopilación de ejemplos de acoplamientos en aperturas de I. Junqua para introducirlos en la formulación matemática desarrollada por G. B. Tait, mucho más sencilla y estructurada, lo cual nos permitirá resolver no sólo problemas de efectividad de apantallamiento, sino también otro tipo de aplicaciones como ya se comentó en la sección 2.2 y 2.3.

3.5. Medida de la efectividad de apantallamiento

3.5.1. Introducción

En los apartados anteriores se han explicado los fundamentos teóricos para la estimación de la efectividad de apantallamiento y los últimos avances publicados sobre la propagación de señales en entornos reverberantes o el acoplamiento de señales de alta frecuencia en estructuras. Los métodos de medida de la efectividad de apantallamiento también se han desarrollado mucho en este tiempo. En este apartado se hablará de la evolución que han sufrido los procedimientos de medida de apantallamiento para materiales, cables, estructuras y recintos apantallados definidos por la normativa internacional. Existen distintos estándares internacionales dependiendo del tipo de aplicación que se quiere medir, como, por ejemplo, materiales, juntas o salas apantalladas. También hay diferencias de procedimiento según el rango de frecuencias de interés, el tamaño de la muestra o del volumen de la estructura a evaluar.

Las normas internacionales más utilizadas son:

- ASTM D4935-10 [62] para medida del apantallamiento de materiales planos bajo condiciones de campo lejano y de incidencia normal.
- IEEE 299-2006 [63] para la medida de la efectividad de apantallamiento de salas apantalladas donde la dimensión más pequeña del recinto es mayor de 2 metros.
- IEC 61000-4-21 [9] para la medida de apantallamiento de materiales, cables, juntas y estructuras mediante el uso de cámaras reverberantes.
- IEEE 299.1-2013 [61] para la medida del apantallamiento de estructuras o salas apantalladas cuyas dimensiones van desde 10 cm hasta 2 metros.

Incluso con esta gran ayuda, la medida de la efectividad de apantallamiento no es una tarea fácil y todavía existen problemas sin resolver que están siendo investigados. Algunos de ellos son, por ejemplo, el tamaño mínimo de la muestra a ensayar, el mejor tipo de antena receptora, su localización dentro de la estructura y cómo influye esto en la medida, o cuál es el mejor ancho de banda para utilizar la técnica de batido de frecuencias o *frequency stirring*.

En este apartado, primero se comentarán las ventajas e inconvenientes de las normativas más antiguas, para después explicar detenidamente los procedimientos más modernos de medida de efectividad de apantallamiento utilizando la técnica de cámaras reverberantes anidadas, que, como se verá, es la más adecuada para una correcta evaluación de las características electromagnéticas de una estructura o fuselaje diseñado para proteger los equipos instalados en su interior.

3.5.2. Caracterización clásica de la efectividad de apantallamiento

La definición más clásica de efectividad de apantallamiento es la proporción entre el nivel de señal recibida de un transmisor determinado sin la protección de apantallamiento y el nivel de señal recibida con la protección de apantallamiento. Dependiendo de la señal medida podemos calcularla como:

$$SE_{CampoH}(dB) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{|H_1|}{|H_2|}\right) \quad (3.110)$$

$$SE_{CampoE}(dB) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{|E_1|}{|E_2|}\right) \quad (3.111)$$

$$SE_{Potencia}(dB) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{|P_1|}{|P_2|}\right) \quad (3.112)$$

Ya hemos explicado en la sección 1.2 la importancia que tiene para la industria el conocimiento de la efectividad de apantallamiento que las estructuras, cajas, fuselajes o materiales de construcción ofrecen frente a las posibles señales electromagnéticas que pudieran ser una amenaza para el correcto funcionamiento del equipo o sistema electrónico. Estas estructuras y cajas pueden estar hechas de metal o de otros materiales y normalmente tienen agujeros o aperturas para el paso de cables, botones o pantallas, o, simplemente, necesitan disipar el calor de los circuitos electrónicos de su interior. Todos estos agujeros son la razón de por qué este tipo de estructuras tiene niveles de apantallamiento medios o bajos.

Tradicionalmente, los procedimientos de medida se han diseñado para, o bien la caracterización de materiales, o bien la caracterización de soluciones completas de apantallamiento como las salas apantalladas donde se necesitan altos niveles de efectividad de apantallamiento para la realización de medidas de compatibilidad electromagnética con seguridad.

El procedimiento habitual de medidas de materiales según la norma ASTM 4935-10 [62] sirve para caracterizar materiales planos bajo condiciones de campo lejano y de incidencia normal en el rango de frecuencias desde 30 MHz hasta 1.5 GHz. Los límites vienen impuestos por las dimensiones de la guía circular donde se instalan las muestras que quieren ser evaluadas. En la Figura 3.16 podemos ver la configuración típica de ensayo.

Con este método se obtiene la efectividad de apantallamiento frente a ondas electromagnéticas, campos E y H, en condiciones de campo lejano y dirección de incidencia normal a la superficie del material. A partir de este valor se puede aproximar la efectividad de apantallamiento en campo cercano si el material es eléctricamente delgado (el espesor de la muestra es mucho menor que la longitud de onda de la señal). Además, mediante el uso de un acoplador bi-direccional podemos separar las contribuciones a la efectividad de apantallamiento debidas a la reflexión y a la absorción de energía en el material. Otra ventaja importante de este método es que el tamaño de la muestra necesaria para la medida es reducido, por lo que se adapta muy bien a estudios de nuevos materiales o prototipos.

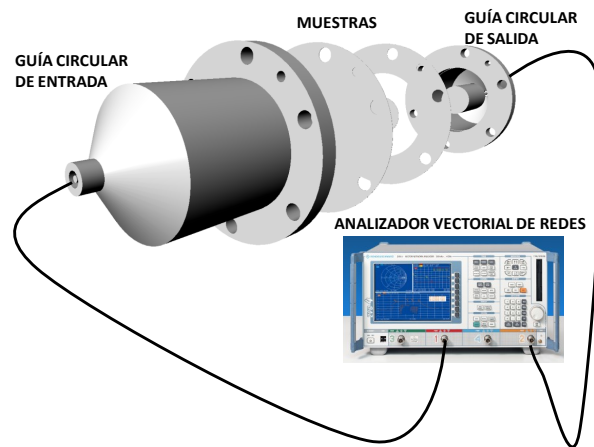


Figura 3.16: Configuración típica de medida de apantallamiento según la ASTM 4935-10.

Como inconvenientes del método podemos citar que el rango de frecuencias válido de medida no cubre el rango completo de aplicación de la normativa de compatibilidad electromagnética. No es aplicable ni a estructuras, ni a cables, ni a juntas. Y, por último, sólo se caracteriza el apantallamiento frente a una dirección de incidencia. Por todo ello, es muy difícil predecir la efectividad de apantallamiento de una estructura o protección de un equipo a partir del resultado de esta medida.

Como ejemplo de norma clásica para la medida de la efectividad de apantallamiento tenemos la IEEE 299 [63] cuya edición en vigor es del año 2006, pero la primera edición es de 1997. Puede parecer que no es una norma muy antigua, pero si vemos que esta norma sustituyó a la MIL-STD-285 de 1956, nos daremos cuenta de que las normas sobre apantallamiento tienen más de 50 años de historia. Estas normas describen el procedimiento estándar de medida de efectividad de apantallamiento electromagnético, tanto campo E como campo H, para salas o recintos diseñados para tener muy buenas prestaciones, es decir, un alto nivel de apantallamiento, como, por ejemplo, cámaras para ensayos de EMC o salas para equipos de comunicaciones. Estos recintos deben tener todas sus dimensiones mayores a 2 metros para que se puedan aplicar todos los pasos del procedimiento sin problemas. El rango de frecuencias de aplicación va desde los 9 kHz hasta 18 GHz, aunque se puede extender hacia abajo a 50 Hz y hacia arriba hasta 100 GHz.

La IEEE 299-2006 detalla las distancias a las que hay que situar las diferentes antenas que hay que utilizar para cubrir todo el rango de frecuencias a medir. Básicamente, se realizan dos medidas, una de referencia enfrentando las dos antenas sin obstáculos entre ellas, y una segunda medida enfrentando las dos antenas y situando una zona del recinto apantallado entre ellas. Esta segunda medida hay que repetirla varias veces, para la polarización vertical y horizontal, y en distintas zonas de la sala como la puerta, las esquinas, los paneles, etcétera. En la Figura 3.17 podemos observar la configuración típica de medida para el rango de frecuencias de 1 a 18 GHz. Una vez terminado el procedimiento, la efectividad de apantallamiento será la envolvente final

de las medidas que ofrezcan el peor caso o mínima atenuación electromagnética.

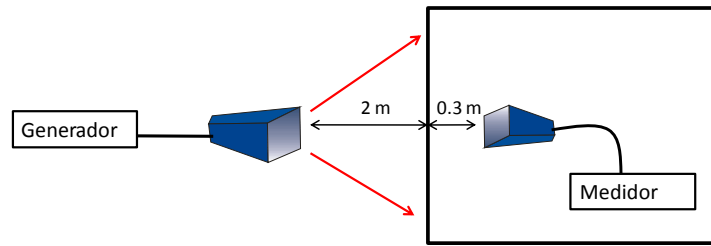


Figura 3.17: Configuración típica de medida de apantallamiento según la IEEE 299-2006.

Los inconvenientes más importantes de esta norma son que sólo es aplicable al caso de estructuras o recintos muy grandes, pues la dimensión mínima debe ser superior a 2 metros, y que establecen el valor de efectividad de apantallamiento frente a señales electromagnéticas que provienen de una única dirección, ya que siempre la antena transmisora y la receptora están enfrentadas.

3.5.3. Caracterización de la efectividad de apantallamiento en entornos reverberantes

Como los materiales que forman parte de la protección electromagnética de un sistema o equipo en la mayoría de aplicaciones están expuestos a entornos electromagnéticos complejos, donde la señal puede incidir sobre el objeto desde cualquier ángulo y con cualquier polarización, se pensó en métodos de medida que sometieran a los dispositivos a ese tipo de entorno, como el que se genera en una cámara reverberante. Fue así como se comenzó a utilizar este tipo de instalación para medidas de efectividad de apantallamiento utilizando el método de las cámaras reverberantes anidadas, es decir, una cámara reverberante dentro de otra cámara reverberante mayor, como se describe en la normativa IEC 61000-4-21 [9]. La primera edición de esta norma es de 2003, y actualmente está en vigor la segunda edición que data de 2011. Aunque el procedimiento descrito en esta norma debe ser actualizado para corregir los efectos causados por el tamaño de la apertura donde se instalan los materiales, los tamaños de las cavidades y los efectos de carga sobre la cámara, que no se tuvieron en cuenta en el método inicial como explica C. Holloway *et al.* en [60]. Esta normativa describe procedimientos de medida de efectividad de apantallamiento, tanto de materiales como de estructuras, cajas, cables o juntas.

Antes de explicar detenidamente el método de medida con cámaras reverberantes anidadas, es muy importante conocer el rango de frecuencias donde este método es válido y por qué. Como ya se ha explicado en la sección 3.1, el número de modos de transmisión que debe existir en una cámara reverberante para cumplir con el requisito de uniformidad de campo es mayor a 60. Este requisito, que depende de la frecuencia de la señal y del volumen de la cámara, impone la frecuencia inicial de validez del método. Esta restricción se conoce, tanto en la normativa como

en la literatura, como que la cámara o el objeto a ensayar debe ser eléctricamente grande. En este sentido, la normativa más reciente sobre efectividad de apantallamiento, la norma IEEE 299.1-2013 [61], hace una clara distinción entre los conceptos grande y pequeño físicamente y eléctricamente, para aplicar los métodos de medida más apropiados a cada caso. Esta norma es una ampliación de la IEEE 299-2006 y tiene dos partes bien diferenciadas. En la primera describe el método de medida para objetos cuyas dimensiones estén entre 0.75 cm y 2 metros. La segunda describe el método de medida para objetos menores de 0.75 cm, que define como físicamente pequeños pero eléctricamente grandes. La primera parte continúa con el método de enfrentamiento de la antena transmisora con la antena receptora, como en la IEEE 299-2006, recomendando otras distancias y equipos de medida. En cambio, en la segunda parte aplica el método de cámaras reverberantes anidadas para el cálculo de la efectividad de apantallamiento describiendo todos los pormenores para la obtención de una medida correcta y precisa. En los anexos I y J de esta norma podemos encontrar métodos de medida para objetos física y eléctricamente pequeños, que todavía están bajo investigación.

Uno de los problemas que hay que solucionar para la medida de la efectividad de apantallamiento en objetos pequeños o en recintos cerrados es el tratamiento de las resonancias y ondas estacionarias propias de la cavidad o del objeto. Una posible solución es medir en varias posiciones para poder realizar algún tipo de promediado o post-proceso de las medidas, pero esta solución no es práctica porque requiere, o bien muchas sondas de medida si las dimensiones del objeto lo permiten, o bien incrementar el tiempo de ensayo. Tanto este problema como otros que surgirán a la hora de detallar el procedimiento de medida los iremos resolviendo con el estudio de la normativa de referencia y las publicaciones relacionadas.

Siguiendo la normativa, podemos encontrar distintos procedimientos según nos interese medir la efectividad de apantallamiento de un material, un cable, una junta o una estructura. La norma IEC 61000-4-21 tiene 3 anexos (F, G y H) donde se explican las diferencias en el procedimiento de medida para cables, materiales y juntas, y recintos o estructuras, respectivamente. En la Figura 3.18 se muestra la configuración típica de una medida de efectividad de apantallamiento mediante cámaras reverberantes anidadas. Cada cámara tiene, por lo menos, una pala o agitador mecánico, una antena transmisora y una antena receptora.

3.5.3.1. Medida de efectividad de apantallamiento de materiales

En el caso de la medida de materiales o juntas la cámara reverberante interior tiene una apertura donde instalaremos la muestra a medir. Partiremos de la expresión general de apantallamiento definida con la siguiente fórmula:

$$SE_1(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\langle P_{oc,s} \rangle}{\langle P_{ic,s} \rangle} \right) \quad (3.113)$$

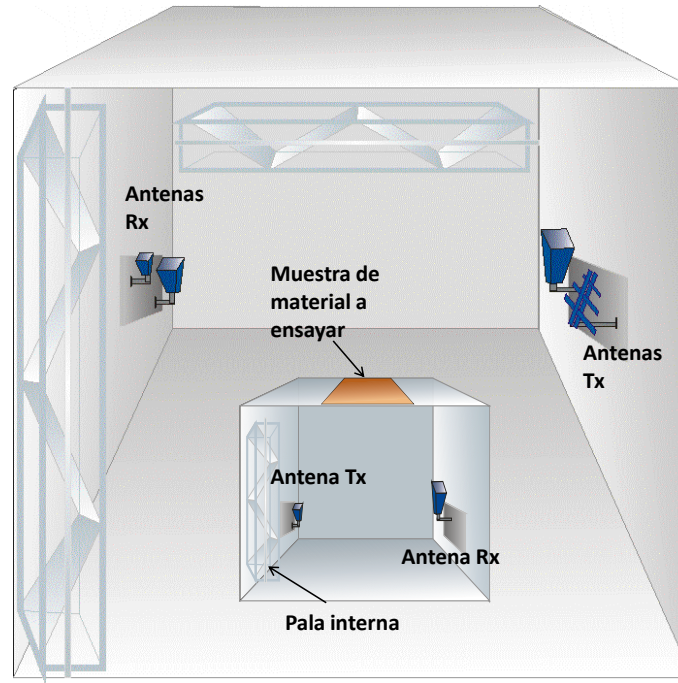


Figura 3.18: Configuración típica de medida de apantallamiento según la IEC 61000-4-21.

donde $\langle P_{oc,s} \rangle$ es la media de la potencia recibida en la cámara de fuera con la muestra instalada y $\langle P_{ic,s} \rangle$ es la media de la potencia recibida en la cámara de dentro con la muestra de material instalada. El promediado se hará batiendo el campo eléctrico, tanto en la cámara grande como en la cámara pequeña, transmitiendo en la cámara de fuera. En toda definición de efectividad de apantallamiento se debería cumplir que $SE(dB) = 0$ en ausencia de material. Sin embargo, en esta primera definición (3.113) esta condición no se cumple. Por eso se introdujo un factor de corrección, CF, que la norma llama TFVF (del inglés *Test Fixture Validation Factor*):

$$SE_2(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\langle P_{oc,s} \rangle}{\langle P_{ic,s} \rangle} \right) + CF \quad (3.114)$$

$$CF = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\langle P_{rQ,ic,s} \rangle}{P_{tx,ic,s}} \right) \quad (3.115)$$

donde $\langle P_{rQ,ic,s} \rangle$ representa la potencia media recibida por la antena receptora de la cámara interior cuando se transmite por la antena transmisora de dicha cámara con una potencia igual a $P_{tx,ic,s}$.

Holloway *et al.* descubrió que con este factor de corrección no era suficiente para conseguir un valor de apantallamiento igual a cero cuando no hay muestra en la apertura, por lo que recomendaba una modificación del método en [64] utilizando la sección transversal de transmisión de la apertura con y sin muestra.

$$SE_3(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\langle \sigma_{t,ns} \rangle}{\langle \sigma_{t,s} \rangle} \right) \quad (3.116)$$

donde $\langle \sigma_{t,s} \rangle$ y $\langle \sigma_{t,ns} \rangle$ son la sección media de transmisión de la apertura con y sin muestra respectivamente. Esta definición de la efectividad de apantallamiento es función únicamente del

material a medir, y, claramente, cumple con el requisito de $SE(dB) = 0$ cuando no hay muestra en la apertura.

Si partimos de la ecuación (3.87), que vimos en la descripción del modelo de equilibrio de potencias de D.A. Hill, obtendremos que la sección transversal de transmisión puede escribirse como:

$$\begin{aligned}\langle\sigma_{t,s}\rangle &= \frac{\langle S_{ic,s}\rangle}{\langle S_{oc,s}\rangle} \frac{2\pi V}{\lambda Q_{ic,s}} \\ \langle\sigma_{t,ns}\rangle &= \frac{\langle S_{ic,ns}\rangle}{\langle S_{oc,ns}\rangle} \frac{2\pi V}{\lambda Q_{ic,ns}}\end{aligned}\quad (3.117)$$

donde $\langle S_{ic,s}\rangle$ y $\langle S_{ic,ns}\rangle$ son la densidad de potencia escalar promedio de la cámara interior con y sin muestra en la apertura, $\langle S_{oc,s}\rangle$ y $\langle S_{oc,ns}\rangle$ ídem pero de la cámara exterior, $Q_{ic,s}$ y $Q_{ic,ns}$ los factores de calidad de la cámara interior con y sin muestra en la apertura, V es el volumen de la cámara pequeña y λ la longitud de onda de la señal. Si aplicamos la ecuación (3.39), que relaciona la potencia recibida por una antena en una cámara reverberante con la densidad de potencia a través del área efectiva, tenemos:

$$\langle S\rangle = \frac{8\pi}{\lambda^2}\langle P\rangle\quad (3.118)$$

Si sustituimos (3.117) y (3.118) en (3.116) obtendremos:

$$SE_3(dB) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{\langle P_{r,ic,ns}\rangle}{\langle P_{r,ic,s}\rangle} \frac{\langle P_{r,oc,s}\rangle}{\langle P_{r,oc,ns}\rangle} \frac{Q_{ic,s}}{Q_{ic,ns}}\right)\quad (3.119)$$

donde $\langle P_{r,ic,s}\rangle$ y $\langle P_{r,ic,ns}\rangle$ son la potencia media recibida de la cámara interior con y sin muestra en la apertura y $\langle P_{r,oc,s}\rangle$ y $\langle P_{r,oc,ns}\rangle$ lo mismo pero de la cámara exterior. Para la medida de estas 4 potencias se transmite desde la cámara exterior.

La diferencia entre la efectividad de apantallamiento en (3.114) y en (3.119) es que en la primera dependía sólo del factor Q de la cámara interior con la muestra instalada, y, en la segunda, la SE depende del ratio de los factores de calidad de la cámara interior con y sin muestra instalada. Si seguimos operando utilizando la definición de factor de calidad para las medidas, ecuación (3.20), tenemos que:

$$\begin{aligned}Q_{ic,s} &= \frac{16\pi^2 V}{\lambda^2} \frac{\langle P_{rQ,ic,s}\rangle}{P_{tx,ic,s}} \\ Q_{ic,ns} &= \frac{16\pi^2 V}{\lambda^2} \frac{\langle P_{rQ,ic,ns}\rangle}{P_{tx,ic,ns}}\end{aligned}\quad (3.120)$$

donde $\langle P_{rQ,ic,s}\rangle$ representa la potencia media recibida por la antena receptora de la cámara interior cuando se transmite por la antena transmisora de dicha cámara con una potencia igual a $P_{tx,ic,s}$, y de forma similar para la segunda ecuación sin la muestra en la apertura. Finalmente, obtenemos:

$$SE_3(dB) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{\langle P_{r,ic,ns}\rangle}{\langle P_{r,ic,s}\rangle} \frac{\langle P_{r,oc,s}\rangle}{\langle P_{r,oc,ns}\rangle} \frac{\langle P_{rQ,ic,s}\rangle}{\langle P_{rQ,ic,ns}\rangle} \frac{P_{tx,ic,ns}}{P_{tx,ic,s}}\right)\quad (3.121)$$

3.5.3.2. Medida de efectividad de apantallamiento de estructuras

En el caso de la medida de estructuras, cajas, fuselajes o recintos apantallados son éstos mismos los que son tratados como la cámara reverberante interior en el método de las cámaras reverberantes anidadas. En este caso la efectividad de apantallamiento se puede definir en términos de densidad de potencia como:

$$SE(dB) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{\langle S_{Fuera} \rangle}{\langle S_{Dentro} \rangle}\right) \quad (3.122)$$

donde $\langle S_{Fuera} \rangle$ es la densidad de potencia en la cámara reverberante de fuera y $\langle S_{Dentro} \rangle$ es la densidad de potencia en el interior de la estructura o recinto que se quiere medir. Al ser la densidad de potencia proporcional a la potencia media recibida por una antena, podemos reescribir la ecuación anterior como:

$$SE(dB) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{\langle P_{Fuera} \rangle}{\langle P_{Dentro} \rangle}\right) \quad (3.123)$$

donde $\langle P_{Fuera} \rangle$ es la potencia media recibida por la antena situada en la cámara reverberante de fuera y $\langle P_{Dentro} \rangle$ es la potencia media recibida por una antena situada en el interior de la estructura o recinto que se quiere medir.

En el anexo H de la IEC 61000-4-21 el procedimiento de medida se queda aquí, recomienda hacer el promediado mediante batido mecánico tanto en la cámara grande como en la pequeña, pero a veces la colocación de un agitador mecánico en una estructura o recinto, que no está pensado para ello, es muy complejo. Además, la norma recomienda el uso de antenas bocina de banda ancha tanto fuera como dentro, pero, cuando tenemos limitaciones de espacio, esta norma no entra a valorar cuál es el mejor tipo de antena receptora que podemos usar. La solución a estos inconvenientes la podemos encontrar en la nueva normativa IEEE 299.1-2013 y en el artículo de Holloway *et al.* [60], donde se detalla un procedimiento de medida mejorado.

En la Figura 3.19 podemos ver la configuración que nos aconsejan en la norma IEEE 299.1-2013. Se trata básicamente de la configuración de las cámaras reverberantes anidadas, pero podemos ver cómo la antena receptora de la estructura o recinto que queremos medir es un pequeño monopolo y no tenemos un agitador o pala mecánica en su interior. Holloway *et al.* en [60] demuestra que, si se cumple la condición de cámara reverberante, la componente normal de campo eléctrico a la superficie del recinto tiene el mismo comportamiento estadístico que en cualquier punto de la cavidad. Por lo tanto, la potencia recibida por un pequeño monopolo instalado en una de las paredes del recinto interior será la misma que la que recibiría una antena situada en el centro del recinto si el campo eléctrico está bien batido, ya sea mediante técnicas de batido en frecuencia o girando unas palas mecánicamente. El límite inferior de frecuencia para usar esta técnica se puede calcular con la siguiente fórmula:

$$f_{min} = c\left(\frac{90}{4\pi V}\right)^{1/3} \quad (3.124)$$

donde c es la velocidad de la luz y V es el volumen del recinto bajo ensayo. Por encima de esta frecuencia se pueden asegurar un mínimo de 60 modos presentes en la cavidad.

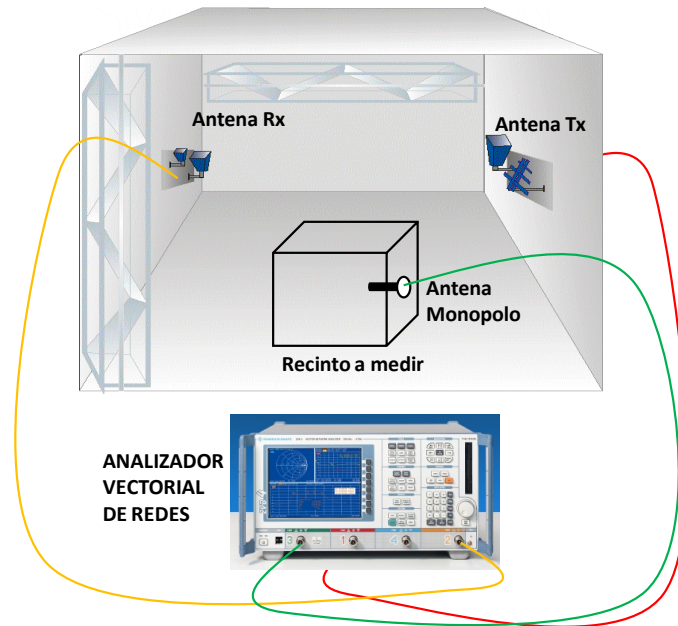


Figura 3.19: Configuración típica de medida de apantallamiento según la IEEE 299.1-2013.

La técnica más recomendada es la utilización de batido mecánico en la cámara exterior combinada con batido en frecuencia sobre las muestras recogidas de la antena monopolo. Mediante el uso de un analizador vectorial conectado a las 3 antenas de la Figura 3.19, la medida del parámetro S entre el puerto 2 y el puerto 1 nos proporcionará la medida de la potencia en la cámara de fuera, mientras que el parámetro S entre el puerto 3 y el puerto 1 nos dará la potencia de la cámara interior. Por lo tanto, la ecuación (3.123) puede escribirse como:

$$SE = \frac{\langle |S_{31}|^2 \rangle}{\langle |S_{21}|^2 \rangle} \cdot \frac{(1 - \langle |S_{22}|^2 \rangle)}{(1 - \langle |S_{33}|^2 \rangle)} \quad (3.125)$$

donde $\langle \rangle$ representa el promedio sobre cierto ancho de banda, combinando las técnicas de batido en frecuencia y batido mecánico en la cámara de fuera. El segundo término en esta expresión sirve para corregir la desadaptación de impedancias de las antenas utilizadas. Cuando la antena receptora está bien adaptada en la banda de frecuencias medida este término se aproxima a uno. El uso de pequeños monopolos como antenas receptoras para el recinto interior hace que esta corrección sea muy necesaria.

Por supuesto, el uso de un analizador de redes vectorial (VNA, del inglés *Vector Network Analyzer*) para realizar la medida necesita de una fase previa de calibración de las pérdidas de los cables para tener la referencia de medida situada en el conector de cada antena utilizada. Aunque la norma recomienda el uso de un VNA multi-puerto para conseguir todas las medidas de forma simultánea, este procedimiento también puede seguirse con un VNA de dos puertos realizando las medidas en dos barridos distintos, conectando el puerto 2, o bien a la antena

receptora situada en la cámara grande, o bien a la antena receptora interior a la estructura que queremos medir.

Los parámetros S obtenidos con el VNA son números complejos que hay que promediar combinando las técnicas de batido en frecuencia y batido mecánico. Los procedimientos de promediado son diferentes para el caso de pérdidas de inserción (S_{21} y S_{31}) que para el caso de pérdidas por reflexión (S_{22} y S_{33}). Para el cálculo correcto de la SE según la ecuación (3.125) tenemos que el promediado para el caso de la pérdidas de inserción es:

$$\langle |S_{21}|^2 \rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |S_{21}(f_i)|^2 \quad (3.126)$$

con

$$N = \frac{BW}{\Delta f} + 1 \quad (3.127)$$

donde BW es el ancho de banda utilizado para el batido en frecuencia (primer promediado) y Δf es el paso en frecuencia utilizado para obtener los datos. Este proceso de promediado conjunto para un valor de frecuencia dado requiere promediar el módulo al cuadrado del parámetro S_{21} de todas las medidas del batido mecánico, para después tener en cuenta la suma de las frecuencias incluidas en un determinado ancho de banda BW .

El promediado necesario para el caso de los parámetros de reflexión es:

$$|\langle S_{22} \rangle|^2 = \left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_{22}(f_i) \right|^2 \quad (3.128)$$

Este promediado consiste en realizar la suma compleja de los valores del parámetro S_{22} en un ancho de banda determinado, para después elevar al cuadrado el módulo del resultado de dicho promediado.

Por último, para una correcta implementación de este procedimiento hay que seguir una guía para la selección de un ancho de banda BW adecuado. En la normativa se determinan dos criterios: el primero para el BW mínimo y el segundo para el BW máximo.

El primer criterio establece que en el recinto bajo ensayo deben existir el suficiente número de modos para que haya muestras independientes en frecuencia en ese BW . Ese número de modos debe ser muy superior a la unidad [60]. Por lo tanto, el BW elegido debe satisfacer:

$$BW \gg \frac{c^3}{8\pi V f^3} \quad (3.129)$$

donde c es la velocidad de la luz, V es el volumen del recinto que queremos medir y f es la frecuencia central.

El segundo criterio establece el máximo BW permitido en base a dos asuntos a tener en cuenta. El primero de ellos está relacionado con el recinto que se quiere medir. La efectividad de apantallamiento de un recinto pequeño debe presentar resonancias. Si el BW escogido es

muy grande, dichas resonancias serían suavizadas. El segundo de los aspectos a tener en cuenta está relacionado con la cámara exterior. Si el BW es muy grande y el factor de calidad de la cámara reverberante exterior cambia significativamente en dicho ancho de banda, el promediado del batido de frecuencias no sería válido. Hay que asegurar que el entorno electromagnético exterior (la cámara reverberante de fuera) no cambia mucho en ese BW para asegurar así que la estadística de las muestras utilizadas en la técnica del batido en frecuencia es la adecuada.

3.5.4. Conclusiones

Como se ha visto en este apartado, las técnicas y procedimientos de medida de la efectividad de apantallamiento han evolucionado mucho en estos últimos años. De un concepto clásico de apantallamiento frente a una onda plana incidente, se ha pasado a la necesidad de evaluación del apantallamiento en una situación más real de entorno multicamino donde la señal puede provenir de cualquier dirección. Con este fin, las cámaras reverberantes y su teoría estadística han resultado ser la herramienta apropiada.

En este apartado hemos visto cómo la normativa internacional ha estandarizado los procedimientos de medida de efectividad de apantallamiento utilizando muchos de los conceptos teóricos sobre cámaras reverberantes. Esto nos proporciona la capacidad de validar con medidas el uso de los modelos predictivos de efectividad de apantallamiento explicados en apartados previos. Aunque, como hemos ido viendo en este análisis, todos los métodos de medida tienen limitaciones en su aplicación y ofrecen resultados, más o menos, parciales ya que no existe un único método capaz de cubrir todo el rango de frecuencias necesario para una certificación de EMC. Para resolver estas limitaciones y avanzar en el cálculo y medida de la efectividad de apantallamiento los métodos híbridos entre simulaciones y medidas presentan grandes oportunidades.

Capítulo 4

Implementación y resultados

4.1. Resultados de la implementación de la teoría estadística de las cámaras reverberantes

4.1.1. Modelo estadístico básico

Para la comprobación del modelo estadístico que describe el comportamiento del campo eléctrico en una cámara reverberante, explicado en la sección 3.1.3, se van a utilizar los datos obtenidos mediante el proceso de validación de una de las cámaras reverberantes del INTA según la norma IEC 61000-4-21 [9]. Se trata de una cámara reverberante de acero galvanizado, cuyas dimensiones son 7,5 m de largo, 5,6 m de ancho y 4,6 m de alto, y que tiene dos palas o agitadores. Esta cámara ha sido validada varias veces en sus más de diez años de uso, la última de ellas desde 100 MHz hasta 40 GHz.

En el transcurso de la validación se miden las componentes del campo eléctrico, la potencia incidente y reflejada de la antena transmisora y la potencia recibida en la antena receptora en 9 posiciones distintas durante una rotación completa de las palas. El procedimiento de validación está descrito en la norma IEC 61000-4-21 [9] y se utiliza para asegurar el cumplimiento de los requisitos para la realización de ensayos de compatibilidad electromagnética en este tipo de instalaciones. Los 9 puntos de medida son los vértices del cubo que delimita el volumen de trabajo más el punto central de la cámara. Mediante una largo proceso de medida y recogida de datos y su posterior post-proceso se obtienen los datos de uniformidad de campo eléctrico en el volumen de trabajo, el factor de calidad de la cámara, el campo eléctrico máximo normalizado a la potencia inyectada, la constante de tiempo y las pérdidas de inserción de la cámara. En la Figura 4.1 se puede ver una fotografía de la cámara durante el proceso de validación.



Figura 4.1: Validación de la cámara reverberante del INTA.

Para el caso de las funciones básicas de densidad de probabilidad se han analizado las muestras obtenidas entre 100 MHz y 1 GHz. En la Tabla 4.1 se detallan el número de muestras utilizadas en el análisis estadístico de cada frecuencia y el número de modos presentes en la cavidad según la siguiente ecuación para cavidades rectangulares:

$$N_{Modos} = \frac{8\pi}{3}abd\frac{f^3}{c} - (a + b + d)\frac{f}{c} + \frac{1}{2} \quad (4.1)$$

donde a, b y d son las dimensiones de la cámara, f la frecuencia y c es la velocidad de la luz.

Tabla 4.1: Número de muestras utilizadas para el análisis estadístico.

Frec. (MHz)	Número de Modos	Número de Muestras
100	54	729 (9x81)
150	193	729 (9x81)
300	1601	450 (9x50)
500	7464	324 (9x36)
750	25246	324 (9x36)
1000	59887	324 (9x36)

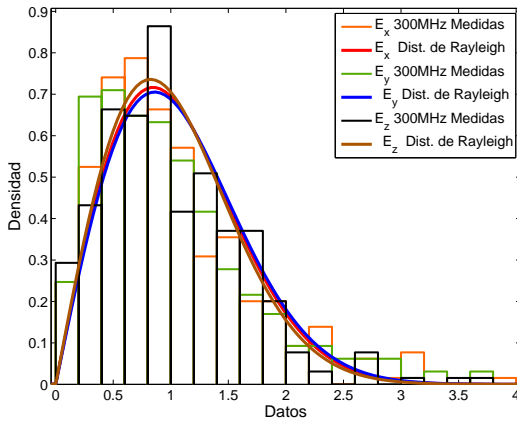
El número de modos presentes en la cámara para 100 MHz es 54. Como ya hemos dicho, tradicionalmente, el mínimo número de modos para considerar que una cavidad es reverberante es 60. Para esta cámara, esto sucede alrededor de 117 MHz. El número de muestras disponibles es el resultado de multiplicar los 9 puntos de validación por el número de posiciones de palas empleadas en cada frecuencia para cumplir con los requisitos de uniformidad de campo. Como se ve en la tabla 4.1 al aumentar la frecuencia, aumenta el número de modos y son necesarias menos posiciones de pala para conseguir la uniformidad.

Para hacer el análisis estadístico de los datos de validación se ha seguido el siguiente proceso:

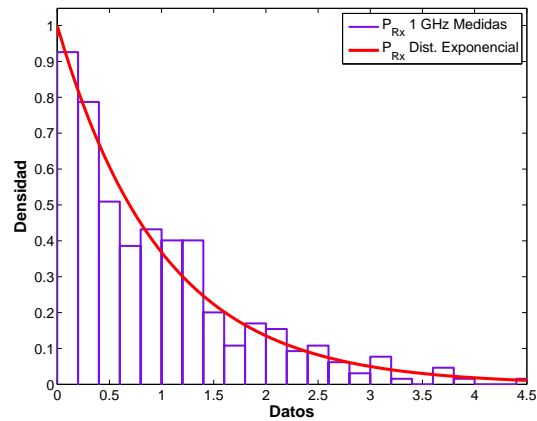
1. Todas las medidas de campo eléctrico han sido normalizadas por la raíz cuadrada de la potencia inyectada a la cámara, como se recomienda en el procedimiento de validación.
2. Se ha evaluado la independencia estadística de los datos obtenidos mediante la función de autocorrelación, quitando la media de los datos antes de hacer la comprobación.
3. Se dividen las muestras, tanto la potencia recibida como el campo eléctrico, por su valor medio para poder comparar resultados a distintas frecuencias.

En las siguientes figuras veremos los ajustes de los datos medidos con las distribuciones teóricas. En la Figura 4.2(a) vemos la función densidad de probabilidad de las 3 componentes

cartesianas del campo eléctrico a 300 MHz comparadas con la distribución de Rayleigh según la ecuación (3.5). Mientras que, en la Figura 4.2(b) podemos ver la función densidad de probabilidad de la potencia recibida por la antena a la frecuencia de 1 GHz comparada con la distribución Exponencial según la ecuación (3.6).



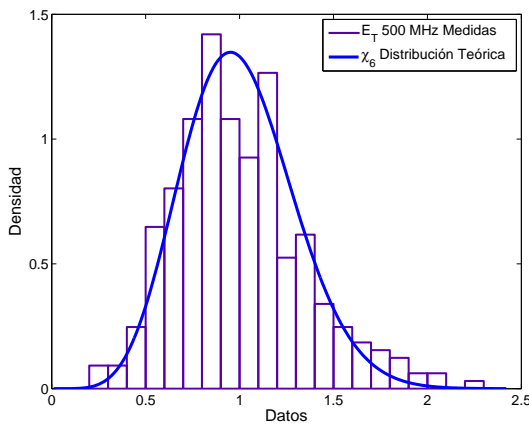
(a) Distribución de Rayleigh.



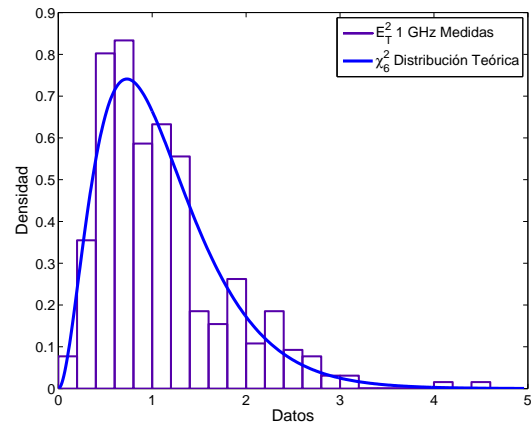
(b) Distribución Exponencial.

Figura 4.2: Función densidad de probabilidad de las componentes del campo eléctrico a 300 MHz y de la potencia recibida a 1 GHz comparadas con su distribución teórica.

Por último, en la Figura 4.3(a) podemos ver la función densidad de probabilidad del campo total a 500 MHz comparada con la distribución Chi con 6 grados de libertad (χ_6) según la ecuación (3.7). Y en la Figura 4.3(b) vemos la función densidad de probabilidad del módulo del campo total al cuadrado a 1 GHz comparada con la distribución Chi-cuadrado con 6 grados de libertad (χ_6^2) según la ecuación (3.8).



(a) Distribución χ_6 .

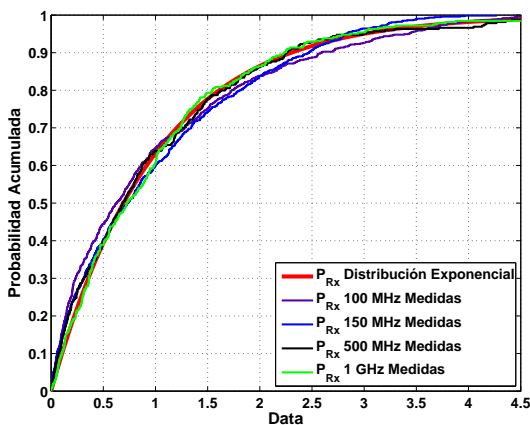


(b) Distribución χ_6^2 .

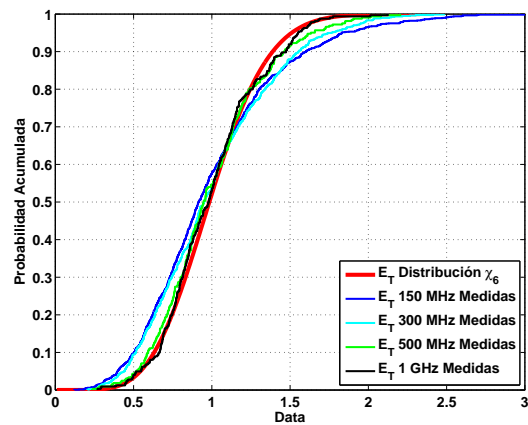
Figura 4.3: Función densidad de probabilidad del campo eléctrico total a 500 MHz y del campo eléctrico al cuadrado a 1 GHz comparadas con su distribución teórica.

Este post-proceso se ha realizado con MATLAB[®] que tiene varias herramientas muy útiles en su *toolbox* de estadística como, por ejemplo, la *distribution fitting tool* que se ejecuta con el comando *dfittool* y permite analizar conjuntos de datos para compararlos con las distribuciones más utilizadas. En nuestro caso, la distribución Exponencial y la de Rayleigh están disponibles en esta herramienta. Para el caso especial de las distribuciones χ_6 y χ_6^2 hay que generarse la función *.m* que calcule los valores según las ecuaciones (3.7) y (3.8) respectivamente.

Para el estudio del comportamiento estadístico del campo eléctrico dentro de una cavidad, además de la función densidad de probabilidad, se puede estudiar la función de distribución acumulativa para facilitar la comparación de los datos medidos con la distribución teórica en distintas frecuencias. Por ejemplo, en la Figura 4.4(a) podemos comparar la función de distribución acumulativa de la potencia recibida para las frecuencias de 100, 150, 500 MHz y 1 GHz comparada con la distribución Exponencial. Y en la Figura 4.4(b) podemos ver la distribución acumulativa del campo eléctrico total para las frecuencias de 150, 300, 500 MHz y 1 GHz comparada con la distribución χ_6 . En estas gráficas se puede observar el mismo comportamiento, cuanto mayor es el número de modos en la cavidad mejor es la convergencia con la distribución teórica, incluso teniendo menos número de muestras para realizar el análisis. La función de distribución acumulativa se puede visualizar con la misma herramienta *dfittool* de MATLAB[®] para el caso de las funciones más comunes. Mientras que, para el caso las distribuciones de χ_6 y χ_6^2 hay que realizar la integral de la función densidad de probabilidad generada anteriormente.



(a) Distribución Exponencial.



(b) Distribución de Rayleigh.

Figura 4.4: Función de distribución acumulada de la potencia recibida y del campo eléctrico total a varias frecuencias comparadas con la distribución teórica.

4.1.2. Modelo estadístico avanzado

Utilizando los datos de la validación comentados anteriormente, podemos estudiar el comportamiento de los niveles máximos de potencia recibida respecto a la potencia media calculada

para las distintas posiciones de pala realizadas durante el proceso de validación. Este estudio se ha realizado para todo el rango de frecuencias en el que la cámara fue validada, desde 100 MHz hasta 40 GHz, utilizando distinto número de muestras independientes ya que durante el proceso se va reduciendo el número de medidas necesarias para la comprobación de uniformidad de campo. En la Figura 4.5 se representan los resultados de la comparación de las potencias máximas medidas con los niveles teóricos expresados en decibelios. La mayor diferencia entre las medias y las estimaciones es de 0.66 dB.

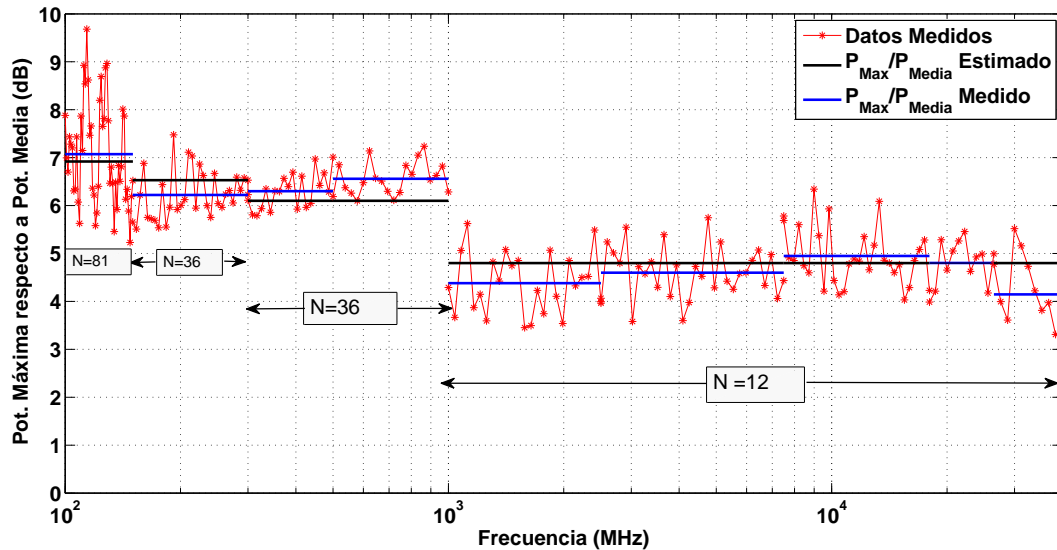


Figura 4.5: Potencia máxima recibida con respecto potencia media en dB.

Una vez comprobado el modelo estadístico del campo electromagnético en entornos reverberantes, podemos utilizar las herramientas que nos proporciona la estadística para resolver o valorar problemas más complejos de compatibilidad electromagnética. Existen en la literatura varios ejemplos prácticos muy útiles para comprender cómo nos pueden ayudar las ecuaciones (3.1.4) para conocer, por ejemplo, el nivel de campo máximo que se puede dar en una cavidad debido a una transmisión accidental de un equipo instalado en su interior [32], [12] y [5]. En todos estos ejemplos podemos encontrar expresiones cerradas de los parámetros estadísticos necesarios para la realización de estimaciones o cálculos de la incertidumbre de un resultado, intervalos de confianza de las distribuciones más utilizadas, desviaciones típicas y cálculos de niveles máximos y promedios de las magnitudes estudiadas.

El primer paso en estos ejemplos es el cálculo del número de muestras independientes N para una frecuencia dada de un conjunto de n muestras. Este número N puede ser obtenido, o bien del propio conjunto de medidas que queremos analizar, o bien puede ser fijado por los requisitos de incertidumbre o desviación típica que queremos obtener con el análisis estadístico. Existen distintas técnicas para el cálculo del número de muestras independientes de un conjunto de medidas. Una de las más utilizadas es el cálculo de los coeficientes de la función autocorrelación

de los datos [9]. Los datos son considerados como no correlacionados cuando la magnitud del coeficiente de correlación es menor que $1/e \approx 0,37$. Debido a la naturaleza estadística de los coeficientes de correlación, este valor umbral es válido sólo para el caso de infinitas muestras. Para un valor finito de N y un valor de confianza determinado, el límite tiene que ser rebajado [65]. Por ejemplo, para un nivel de confianza del 95% y valores de n no menores de 100, el umbral del coeficiente de correlación puede aproximarse por la ecuación:

$$r \approx 0,37 \cdot \left(1 - \frac{7,22}{n^{0,64}}\right) \quad (4.2)$$

Para conocer el número de muestras independientes N de un conjunto de n medidas hay que dividir n por el número de pasos necesarios para reducir el coeficiente de la función autocorrelación por debajo de 0,37 como regla general, o por debajo del valor obtenido en la ecuación (4.2) para una aplicación determinada. En la Figura 4.6 podemos ver el resultado de aplicar la función de MATLAB[®] `xcorr(Nombre, n, 'coeff')`, que calcula los coeficientes de autocorrelación sobre las muestras de las componentes de campo eléctrico. En la gráfica se puede ver cómo todas las muestras serían independientes ya que en el primer paso de los coeficientes de correlación el valor de r es mucho menor que el límite.

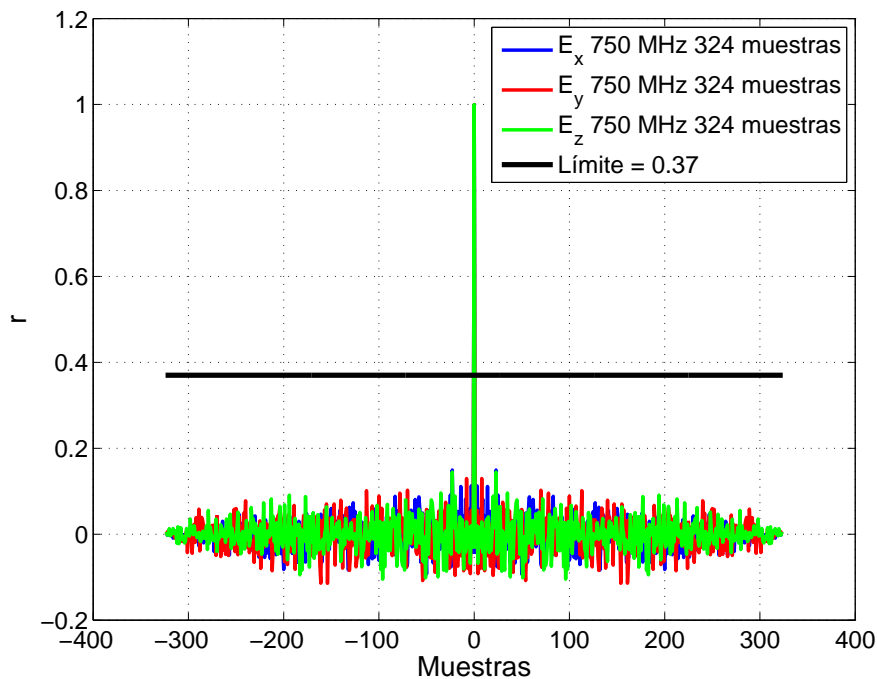


Figura 4.6: Coeficientes de autocorrelación de las 324 muestras de las 3 componentes de campo eléctrico medidas a 750 MHz.

4.2. Estimación del factor de calidad Q y el nivel de campo máximo dentro de una cámara reverberante

4.2.1. Estimación del factor de calidad de una cavidad

En el apartado 3.2 se han explicado de manera teórica el factor de calidad de una cavidad resonante y los mecanismos de disipación de energía más importantes. Como en la sección anterior, utilizaremos los datos experimentales obtenidos de los procesos de validación de las cámaras reverberantes del INTA para comprobar la precisión de los modelos teóricos.

Como primer objetivo, vamos a estimar el factor de calidad de una cámara reverberante mediante el modelo del equilibrio de potencias de D.A. Hill, considerándola una cavidad rectangular, donde todas las paredes son del mismo material, completamente cerrada y con varias antenas en su interior actuando como transmisoras y receptoras. Por lo tanto, los mecanismos a tener en cuenta serán: las pérdidas por efecto Joule y la disipación de energía en las antenas. Estudiaremos cómo afecta cada uno de los mecanismos de disipación al factor de calidad global de la cámara a lo largo de todo el rango de frecuencias de funcionamiento. Este rango de frecuencias es diferente para cada cámara ya que depende del volumen de la misma.

Partiendo de la ecuación (3.21) podemos escribir que el factor de calidad de una cámara reverberante es:

$$\frac{1}{Q_{Estimado}} = \frac{1}{Q_{Joule}} + \frac{1}{Q_{Rx}} + \frac{1}{Q_{Tx}} \quad (4.3)$$

donde se han definido las 3 contribuciones más importantes al factor de calidad estimado de la cámara, $Q_{Estimado}$, como:

- Q_{Joule} es la contribución debida a las pérdidas por efecto Joule en las paredes de la cámara según la ecuación (3.37).
- Q_{Rx} es la contribución debida a la disipación de energía en las antenas receptoras de la cámara según la ecuación (3.42).
- Q_{Tx} es la contribución al factor de calidad de las antenas transmisoras instaladas en la cámara según la ecuación (3.43).

Las cámaras reverberantes analizadas han sido dos, la cámara más grande de 7,5 m de largo, 5,6 m de ancho y 4,6 m de alto, de acero galvanizado, y una cámara más pequeña de 3,8 m de largo, 2,3 m de ancho y 1,5 m de alto, fabricada en aluminio. El rango de frecuencias de funcionamiento de la cámara grande es desde 100 MHz hasta 40 GHz, mientras que el de la cámara pequeña es desde 500 MHz hasta 40 GHz. Las antenas utilizadas en estas medidas son antenas logo-periódicas y antenas bocina de banda ancha. Para el rango de frecuencias desde 100 MHz hasta 1 GHz las antenas utilizadas tanto para recibir como para transmitir fueron antenas

logo-periódicas específicamente diseñadas para su uso en cámaras reverberantes [66]. Desde 1 GHz hasta 40 GHz se han utilizado varias antenas bocina de banda ancha. En el apartado anterior, 4.1, se describe el procedimiento seguido para obtener las medidas con las que vamos a comparar el factor de calidad estimado. A partir de las medidas de la potencia recibida y la potencia inyectada a la cámara obtenemos el factor de calidad con la ecuación (3.20).

Para calcular la contribución al factor de calidad debida al efecto Joule, lo más importante es conocer el material o materiales con los que están fabricadas las paredes de la cámara, ya que necesitamos los parámetros electromagnéticos del material (permitividad, permeabilidad y conductividad). En este caso hemos utilizado los datos de permeabilidad relativa $\mu_w = 1V/s(Am)$, y $\sigma_w = 1,1 \cdot 10^6 S/m$ para el acero galvanizado y $\sigma_w = 5 \cdot 10^6 S/m$ para el aluminio según el estudio realizado por C. Bruns [24]. Estos valores tienen en cuenta factores reales de envejecimiento de los materiales, suciedad, discontinuidades o juntas y posibles efectos de oxidación puntuales.

En el caso de las contribuciones debidas a las antenas instaladas en la cámara, el factor de corrección más importante que hay que conocer es el parámetro S11 de las antenas utilizadas, ya sean transmisoras o receptoras, para corregir la posible desadaptación de impedancias en el rango de frecuencias donde se utiliza cada antena. Para medir el coeficiente de reflexión de todas las antenas empleadas se ha utilizado un analizador vectorial calibrado para medir el parámetro S11 en la cámara semianecoica del INTA, como se puede ver en la Figura 4.7.

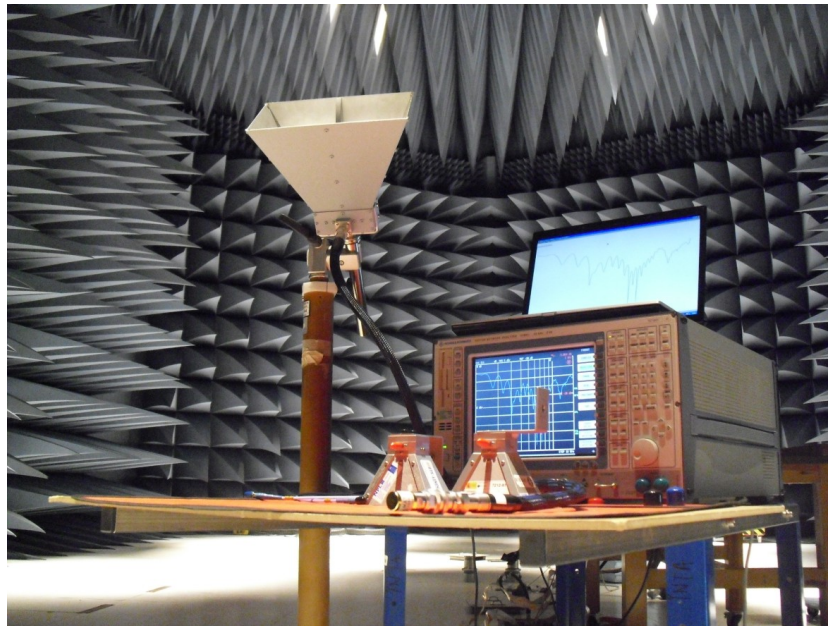


Figura 4.7: Medida del parámetro S11 en la cámara semianecoica del INTA.

En la Figura 4.8 y en la Figura 4.9 podemos ver los resultados del estudio teórico del factor de calidad comparados con las medidas realizadas durante el proceso de validación de la cámara grande y de la cámara pequeña, respectivamente.

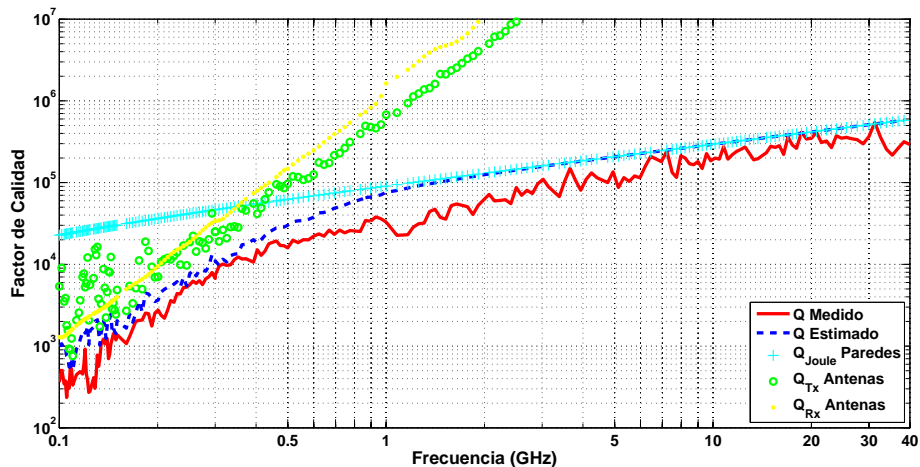


Figura 4.8: Factor de calidad medido y estimado para la cámara reverberante grande del INTA.

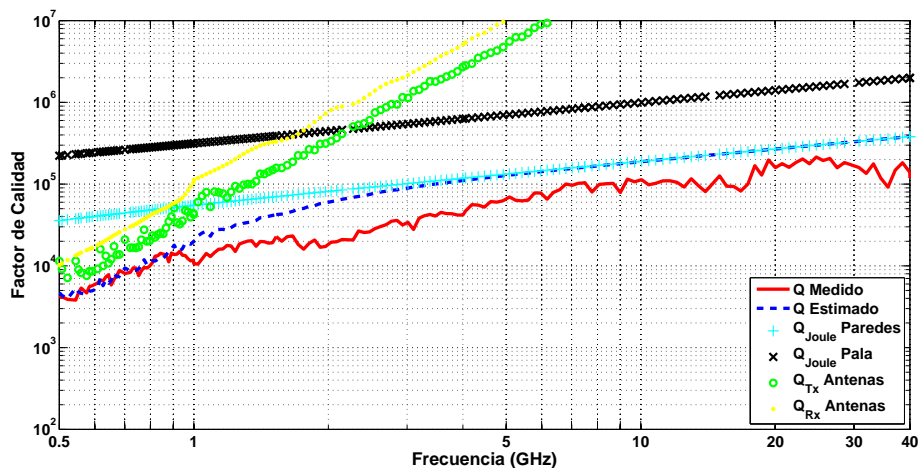


Figura 4.9: Factor de calidad medido y estimado para la cámara reverberante pequeña del INTA.

Durante las medidas del factor de calidad en el proceso de validación, las antenas transmisoras no deben apuntar al volumen de trabajo, ni a las antenas receptoras, ni a la sonda de campo eléctrico. En la ecuación (3.20), la norma IEC 61000-4-21 recomienda el uso de eficiencias de antena aproximadas, 0,75 para antenas log-periódicas y 0,9 para antenas bocina de banda ancha. Recientemente, se ha publicado un trabajo de C. Holloway [13] donde explica diferentes técnicas para el cálculo de la eficiencia de antena mediante cámaras reverberantes utilizando precisamente el impacto sobre la medida del factor de calidad de la cámara. En este trabajo se muestran discrepancias entre medidas reales de la eficiencia global, que tiene en cuenta las pérdidas óhmicas y las pérdidas de radiación, de una antena bocina y el valor de eficiencia típico. Para un rango de frecuencias entre 1 y 6 GHz los valores de la eficiencia de antena varían entre 0,65 y 0,95. El uso de los valores de eficiencia de antena aproximados puede ser la razón de las pequeñas diferencias y discontinuidades entre el factor de calidad medido y el estimado. Como puede verse

en la Figura 4.8 a 1 GHz este efecto es más evidente debido a que, como ya hemos comentado, en las medidas hay un cambio en el tipo de antenas utilizadas.

Como hemos visto en el apartado 3.2.3, el factor de calidad no depende del diagrama de radiación de las antenas, sino únicamente del promediado del área efectiva y del número de antenas instaladas dentro de la cavidad. No hay requisitos específicos de la directividad o del diagrama de radiación de una antena para la generación de un entorno reverberante. El parámetro más importante para el uso de la antena en una cámara reverberante es la relación de onda estacionaria o las pérdidas de retorno. La mejor elección para transmitir o recibir potencia dentro de una cámara reverberante es una antena bien adaptada para el rango de frecuencias de interés.

En las Figuras 4.8 y 4.9 podemos observar cómo la contribución de Q_{Tx} y Q_{Rx} al factor de calidad total es importante a baja frecuencia, mientras que, a alta frecuencia es Q_{Joule} la contribución principal. La correspondencia entre el factor de calidad medido y estimado es excelente a baja frecuencia donde la estimación se corrige con el parámetro S_{11} de desadaptación de impedancias de las antenas. En cambio, la correspondencia entre la medida y la estimación es buena en el rango de frecuencias donde el parámetro más importante es el valor teórico de la conductividad de las paredes de la cámara. Las diferencias podrían deberse a la dificultad de conocer exactamente todas las pérdidas por efecto Joule dentro de la cámara. En la cámara pequeña, la contribución del efecto Joule debido a la pala sería más importante, pero puede verse en la Figura 4.9 cómo su contribución al factor de calidad total es despreciable en comparación con las pérdidas debidas a las paredes. Las diferencias de la conductividad de materiales debidas al envejecimiento o a su dependencia con la frecuencia están fuera del alcance de esta tesis, pero podrían ser una razón de las diferencias en alta frecuencia. Además, se ha demostrado que la precisión de la medida del factor de calidad en el dominio de la frecuencia con la ecuación (3.20) puede mejorarse con el uso de técnicas de medida en el dominio del tiempo [13, 15, 16]. Este método es más preciso cuando las pérdidas por efecto Joule en las paredes son la contribución más importante al factor de calidad, no necesita la corrección de la eficiencia de antena (que ya hemos visto que puede ser una fuente de error) y, normalmente, proporciona valores mayores de factor de calidad que el método de medida en el dominio de la frecuencia.

El factor de calidad de una cámara reverberante está íntimamente ligado a la constante de tiempo de la cámara, τ , según la ecuación:

$$\tau = \frac{Q}{2\pi f} \quad (4.4)$$

donde Q es el factor de calidad de la cámara para una frecuencia f determinada.

Esta característica de la cavidad es importante para la reproducción de señales moduladas en un entorno reverberante, ya que, dependiendo del valor del factor de calidad del entorno las señales temporales, se podrían ver afectadas. En la normativa IEC 61000-4-21, se determina que la constante de tiempo de la cámara no debería ser mayor de 0,4 veces el ancho de pulso de

cualquier forma de onda de ensayo. Si eso sucede, se tiene que añadir absorbente a la cámara para reducir su Q o aumentar la anchura del pulso utilizado. En la Figura 4.10 podemos ver cómo, utilizando el mismo método de estimación del factor de calidad de una cavidad, podemos obtener la estimación de τ . Por ejemplo, para una constante de tiempo de $7 \mu s$ el ancho de pulso mínimo de una señal en un ensayo sería de $17,5 \mu s$.

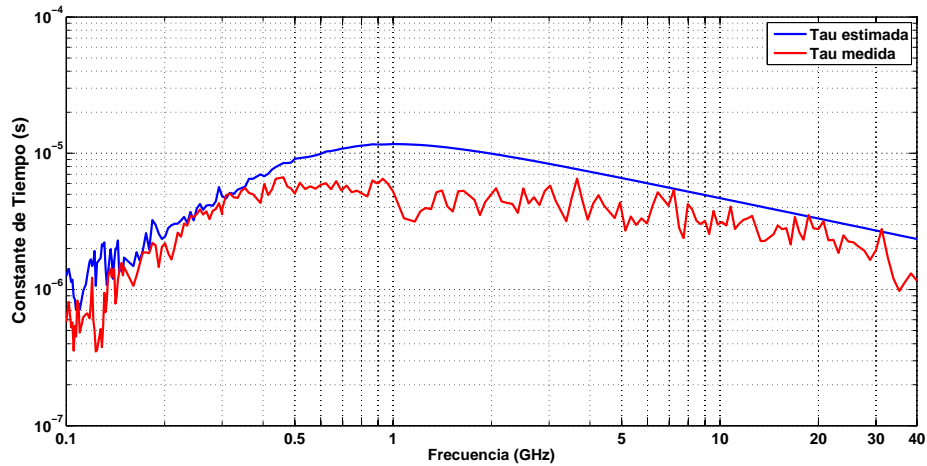


Figura 4.10: Constante de tiempo medida y estimada para la RC grande del INTA.

4.2.2. Estimación del máximo nivel de campo eléctrico dentro de una cavidad

Durante el proceso de validación, la medida del campo eléctrico se realiza con una sonda de campo isotrópica que es capaz de dar la lectura del nivel de campo eléctrico de cada eje por separado. Estas medidas serán post-procesadas para analizar la uniformidad de campo dentro del volumen de trabajo en términos de desviación estándar, y, una vez comprobada dicha uniformidad, se calculará el factor de calibración de la cámara a partir de la siguiente fórmula:

$$\langle E \rangle_{27} = \frac{\sum E_{x,y,z}}{27} \tag{4.5}$$

donde $E_{x,y,z} = E_{Max(x,y,z)} / \sqrt{P_{Inyectada}}$ es el máximo de las componentes de campo eléctrico normalizado, es decir, dividido por la raíz cuadrada de la potencia media incidente para una rotación completa de las palas. El promediado entre 27 es porque se mide el campo eléctrico en 3 ejes por 9 puntos del volumen.

J. Ladbury en [5] presentó resultados sobre el nivel de campo máximo que podemos encontrar en una cámara reverberante según la potencia media recibida por una antena. Posteriormente, L. Arnaut en [12] establece ecuaciones más precisas de parámetros estadísticos como la desviación estándar, la media y el valor máximo de la potencia o del nivel de campo basados en magnitudes medibles del entorno electromagnético. La desviación típica para la potencia recibida por una

antena linealmente polarizada (distribución Exponencial) sería:

$$\sigma_{P_{Rec}} = \langle P_{Rec} \rangle = \frac{\lambda^3 \eta_{tx} Q}{16\pi^2 V} \langle P_T \rangle \quad (4.6)$$

donde η_{tx} es la eficiencia de la antena transmisora, Q el factor de calidad de la cámara, V el volumen y $\langle P_T \rangle$ es la potencia media inyectada a la cámara durante una rotación completa de las palas.

Si aplicamos la condición de uniformidad espacial e isotropía de la densidad de energía en una cámara reverberante, tenemos que $\langle P_{Rec,t} \rangle = 3\langle P_{Rec} \rangle = 3\langle |E_x|^2 \rangle \lambda^2 / (8\pi\eta_0)$ y $\langle |E_x|^2 \rangle = (4/\pi)\langle |E_x|^2 \rangle$, con lo que podemos escribir la desviación típica y la media de una componente de campo eléctrico como:

$$\langle |E_x| \rangle = \sqrt{\frac{\lambda\eta_0\eta_{tx}Q}{16\pi^2 V} \langle P_T \rangle} \quad (4.7)$$

$$\sigma_{|E_x|} = \sqrt{\frac{(4-\pi)\lambda\eta_0\eta_{tx}Q}{24\pi^2 V} \langle P_T \rangle} \quad (4.8)$$

donde $\eta_0 = 120\pi$.

Gracias a estos resultados podemos inferir los valores esperados, tanto de la potencia máxima recibida, como del nivel de campo máximo, para un número N de posiciones de pala independientes:

$$\langle Max(P_{Rec}) \rangle = \frac{\lambda^3 \eta_{tx} Q}{16\pi^2 V} \langle P_T \rangle \sum_{i=1}^N i^{-1} \simeq \frac{\lambda^3 \eta_{tx} Q}{16\pi^2 V} \langle P_T \rangle [0,5772 + \ln(N+1) - \frac{1}{2(N+1)}] \quad (4.9)$$

$$\langle Max(|E_x|) \rangle \simeq \sqrt{\frac{\lambda\eta_0\eta_{tx}Q}{6\pi V} \langle P_T \rangle [0,5772 + \ln(N+1) - \frac{1}{2(N+1)}]} \quad (4.10)$$

Parte del trabajo de L. Arnaut se puede encontrar en los anexos de la norma IEC 61000-4-21 [9], pero, en el caso de querer profundizar en la teoría estadística y la incertidumbre asociada a las medidas en cámaras reverberantes, se recomienda la referencia [12].

En las Figuras 4.11 y 4.12 podemos ver la comparación de los campos máximos normalizados calculados con la ecuación (4.9) y los medidos durante los procesos de validación de las cámaras.

En ambas Figuras 4.11 y 4.12 se observa cómo el campo eléctrico máximo normalizado se encuentra entre los valores estimados con la ecuación (4.9) para el caso de $N = 1$ en todo el rango de frecuencias y el valor real de N durante el proceso de validación de las cámaras que según indica la normativa IEC 61000-4-21 va disminuyendo con la frecuencia. En escala logarítmica, una diferencia aproximadamente constante de unos pocos dBs separa los dos casos anteriores en todo el ancho de banda. Para el caso de la cámara grande las medidas se ajustan de forma satisfactoria en alta y baja frecuencia teniendo en cuenta la incertidumbre de medida del campo eléctrico en este tipo de instalación. En el caso de la cámara pequeña se observa claramente que

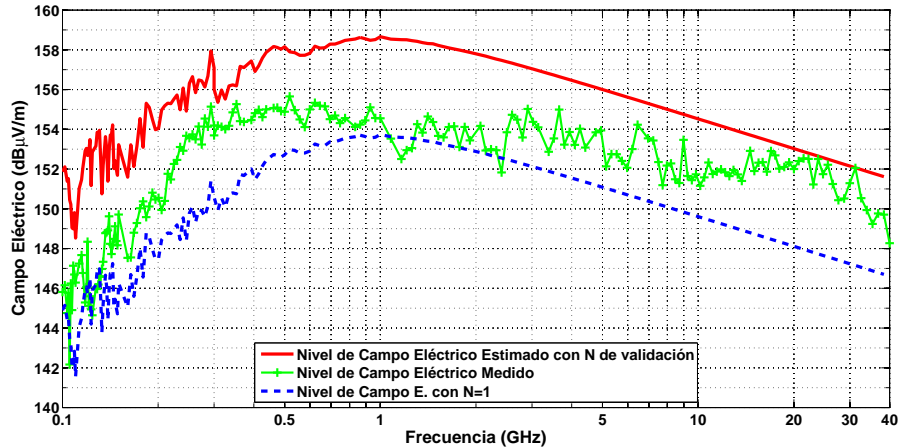


Figura 4.11: Campo eléctrico máximo normalizado medido y estimado para la RC grande del INTA.

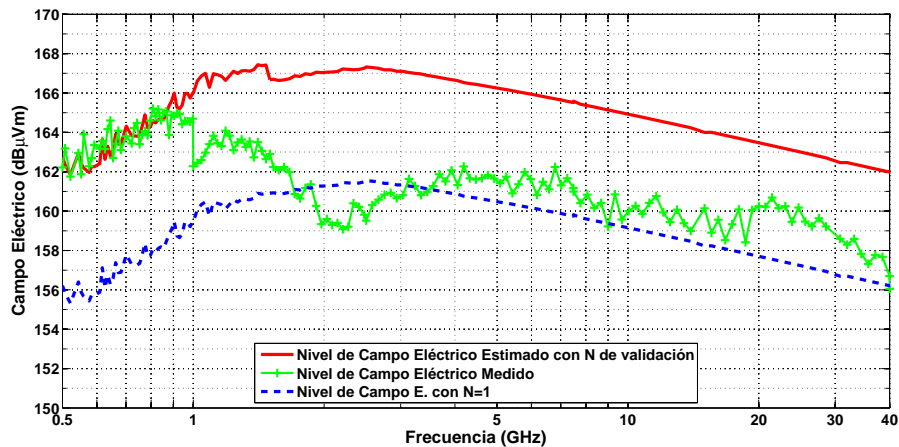


Figura 4.12: Campo eléctrico máximo normalizado medido y estimado para la RC pequeña del INTA.

las medidas se ajustan peor a las predicciones en aquellas frecuencias donde la estimación del factor de calidad está más alejado de las medidas.

Los modelos utilizados para el cálculo del factor Q en un primer paso y el campo eléctrico máximo dentro de la cavidad sobreestiman ligeramente los valores de esas cantidades que podemos medir mediante los métodos descritos en la normativa actual. Los nuevos métodos de medida en el dominio del tiempo para el factor de calidad podrían mejorar el ajuste de estas predicciones, ya sea al medir el factor Q de la cavidad en el dominio del tiempo directamente, o al emplear la técnica descrita por C. Holloway en [13] para medir la eficiencia de las antenas empleadas y no utilizar los valores teóricos recomendados por la normativa en la medida de Q en el dominio de la frecuencia.

4.3. Resultados de la implementación del cálculo de la efectividad de apantallamiento en un caso simple

4.3.1. Descripción de las medidas

Para el estudio de una aplicación sencilla se ha escogido el cálculo de la efectividad de apantallamiento de un recinto metálico de forma rectangular con aperturas. Se trata de un cajón construido con paneles del mismo material que la cámara reverberante grande del INTA, es decir de acero galvanizado, cuyas dimensiones son 1,08 m de largo, 0,48 m de ancho y 0,65 m de alto, y en el que se ha instalado en una de sus caras un panel de acceso de $40 \times 40 \text{ cm}^2$ para poder realizar los ensayos descritos en los apartados 3.5.3.1 y 3.5.3.2 utilizando la técnica de cámaras reverberantes anidadas. En la Figura 4.13 puede verse la estructura rectangular dentro de la cámara reverberante grande del INTA. Dentro de la estructura se pueden instalar una o varias antenas y una pala giratoria con su motor alimentado a batería para batir el campo electromagnético.

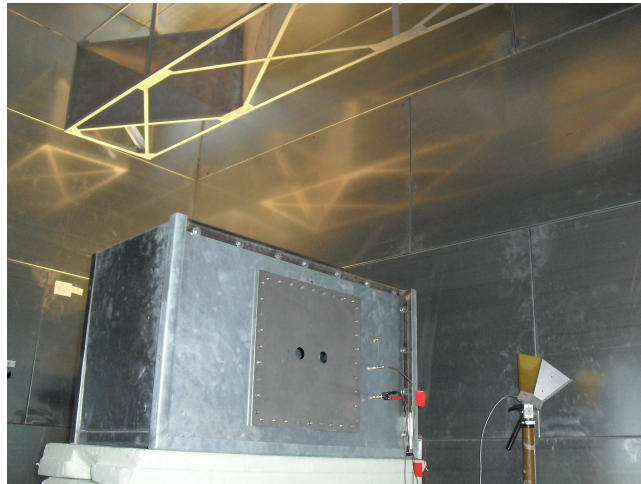


Figura 4.13: Estructura fabricada para el cálculo de SE en la cámara reverberante grande del INTA.

Se ha medido y calculado la efectividad de apantallamiento para los siguientes casos:

- 1 apertura circular de 17 mm de diámetro.
- 1 apertura circular de 38 mm de diámetro.
- 2 aperturas circulares de 38 mm de diámetro.

La Figura 4.13 muestra uno de los paneles utilizados para la comprobación del método, concretamente el panel de 2 aperturas circulares de 38 mm de diámetro.

Como se ha explicado anteriormente, la frecuencia inferior de aplicación de este método viene determinada por el número de modos de transmisión de campo electromagnético dentro de la cavidad. En la Figura 4.14 se muestra el número de modos existentes en el cajón en función de la frecuencia según la ecuación (4.1). Como podemos ver, los 100 modos se consiguen a partir de 1 GHz y los 60 modos desde 850 MHz. No obstante, las medidas y los cálculos se van a realizar desde 500 MHz hasta 18 GHz para comprobar la validez del modelo con baja densidad de modos en la cavidad.

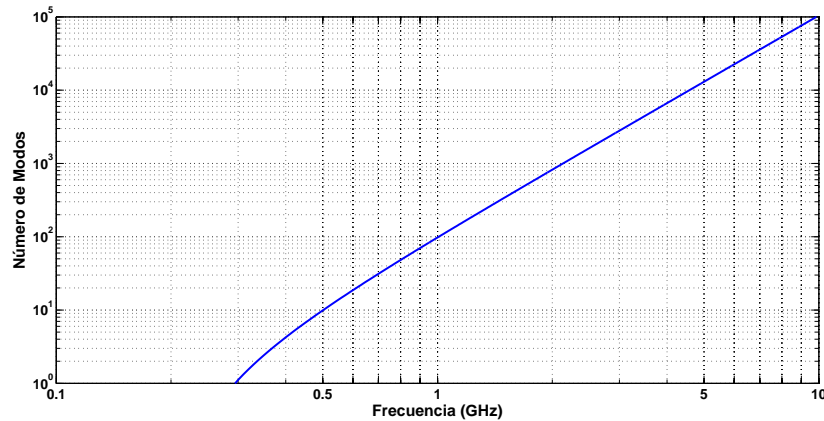


Figura 4.14: Número de modos existentes en la estructura metálica de dimensiones $(1,08 \times 0,48 \times 0,65 \text{ m}^3)$.

Para la realización de las medidas se sigue el siguiente procedimiento:

1. Se calibra el analizador de redes vectorial para compensar las pérdidas de los cables hasta las antenas que se vayan a utilizar en el rango de frecuencias de medida.
2. Se coloca la antena receptora y transmisora dentro de la cámara reverberante grande, apuntando cada una de ellas a esquinas o paredes distintas, nunca enfrentadas.
3. Se realiza la medida de las pérdidas de inserción entre las antenas ($|S_{21}|$) para las posiciones que aseguren una buena captura de los máximos habiendo realizado una rotación completa de las palas.
4. Se realiza la medida de las pérdidas por reflexión de la antena receptora (S_{22}) para las mismas posiciones que el punto anterior, excepto cuando se va a utilizar la misma antena para la medida de referencia y la medida en el interior del cajón, o cuando las antenas que se van a utilizar están muy bien adaptadas en todo el rango de medida.
5. Se repiten los pasos 3 y 4 colocando la antena receptora dentro del cajón y batiendo el campo tanto dentro como fuera, aplicando la técnica de cámaras reverberantes anidadas.

6. Se post-procesan los datos de $(|S_{21}|)$ y (S_{22}) según las ecuaciones (3.126) y (3.128) respectivamente, para poder calcular la SE definitiva según la fórmula (3.125).

En este caso se han utilizado 3 antenas, una antena logo-periódica para la transmisión de la señal desde 500 MHz hasta 1 GHz, una antena bocina para la transmisión de la señal desde 1 GHz hasta 18 GHz, y como antena receptora una antena bicónica de pequeñas dimensiones para todo el rango de frecuencias. Por sencillez en el proceso no se ha introducido ningún amplificador para aumentar el margen dinámico de la medida, esto es necesario en el caso de aperturas muy pequeñas que presentan una efectividad de apantallamiento muy alta a baja frecuencia. La potencia transmitida ha sido únicamente la aportada por el analizador vectorial de redes (VNA). En la Figura 4.15 se muestran los resultados de la medida de la efectividad de apantallamiento para los 3 casos medidos.

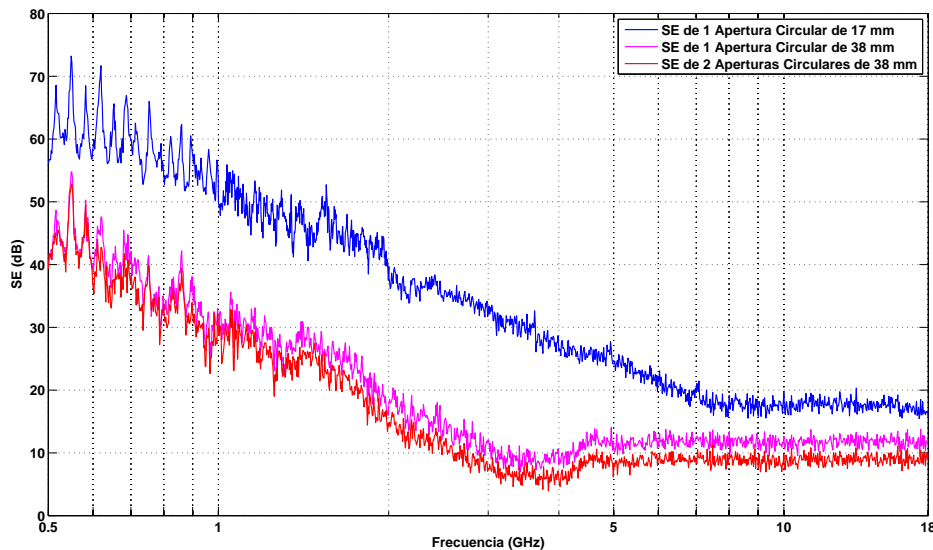


Figura 4.15: Medida de la SE de 3 casos diferentes de aperturas circulares.

4.3.2. Aplicación de la teoría a la predicción de la SE

Para la estimación de la SE utilizaremos el modelo de propagación de señales electromagnéticas en entornos reverberantes de G. Tait explicado en el apartado 3.4.4. Como primer paso necesitamos calcular los coeficientes de pérdidas de cada cavidad que forma el sistema de cámaras reverberantes anidadas Λ_1 y Λ_2 , es decir, la cámara reverberante grande y el cajón. Para ello debemos utilizar la ecuación (3.101), donde el parámetro más importante es $Q_{Cav,i}$, que es el factor de calidad de la cavidad i incluyendo todas las pérdidas y mecanismos de disipación, las cargas de las antenas, el efecto Joule en las paredes, y la absorción en materiales, pero no hay que incluir las pérdidas de energía por fugas a través de las aperturas. Al no haber ningún material

absorbente en las cámaras, los factores de calidad se calcularán siguiendo el procedimiento del apartado 4.2.1 y la ecuación 4.3.

$$\Lambda_1 = \frac{\omega V_1}{Q_1} = \frac{\omega V_{CamaraRev}}{Q_{CamaraRev}} \quad (4.11)$$

$$\Lambda_2 = \frac{\omega V_2}{Q_2} = \frac{\omega V_{Cajon}}{Q_{Cajon}} \quad (4.12)$$

Para la cámara reverberante grande se han calculado las pérdidas de las antenas transmisoras utilizadas en este caso teniendo en cuenta su coeficiente de reflexión y las pérdidas por efecto Joule con los mismos parámetros electromagnéticos que los descritos en el apartado 4.2.1.

Para el cajón se han calculado las pérdidas debidas a la antena receptora utilizada teniendo en cuenta su coeficiente de reflexión, al igual que en el caso de las transmisoras, y las pérdidas por efecto Joule de las paredes del cajón utilizándose los mismos parámetros electromagnéticos que en el caso anterior al estar fabricado del mismo material.

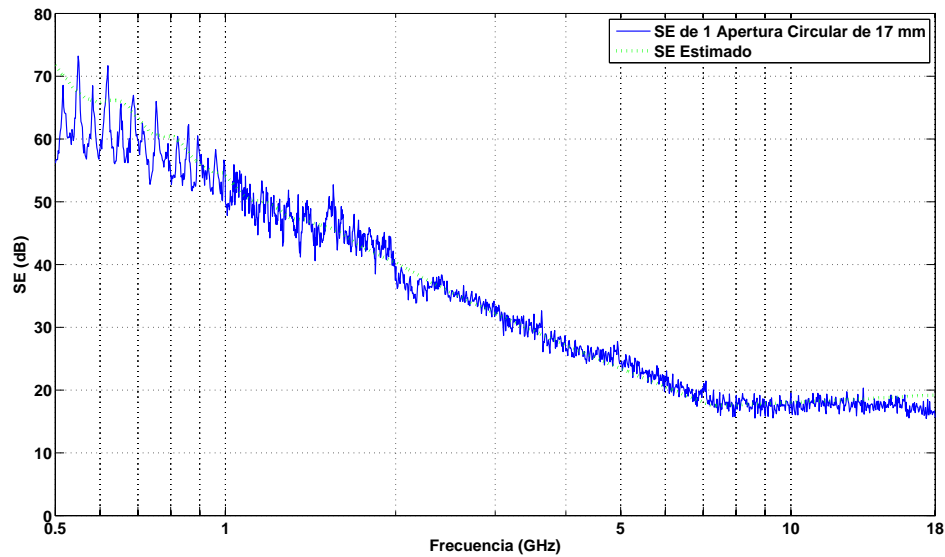


Figura 4.16: Comparación de la estimación y la medida de la SE de una apertura circular de 17 mm de diámetro.

El segundo paso es el cálculo de los coeficientes de acoplamiento entre cavidades $\Lambda_{1,2} = \Lambda_{2,1}$. Para ello debemos utilizar la ecuación (3.102), donde el parámetro más importante es $\langle \sigma_{i,j} \rangle$, que es la sección transversal de transmisión media de las aperturas que unen la cavidad i con la cavidad j . En este ejemplo siempre se tratará de aperturas circulares por lo que habrá que utilizar la fórmula para este tipo de apertura escrita en la Tabla 3.1. Por lo tanto el coeficiente de acoplamiento será:

$$\Lambda_{1,2} = \Lambda_{2,1} = \frac{1}{2}c\langle\sigma_{1,2}\rangle \quad (4.13)$$

donde c es la velocidad de la luz y $\langle\sigma_{1,2}\rangle$ es la sección transversal de transmisión promedio de una apertura circular que se calcula como sigue:

$$\langle\sigma_{1,2}\rangle = \frac{8}{9\pi}\kappa_c^4 a^6 \quad f \leq f_c \quad (4.14)$$

$$\langle\sigma_{1,2}\rangle = \frac{\pi a^2}{4} \quad f \geq f_c \quad (4.15)$$

$$f_c \simeq (61,6e^6) \cdot \frac{1}{a} \quad (4.16)$$

donde a es el radio de la apertura circular, κ_c es el número de onda y f_c sería la frecuencia a partir de la cual aplicamos la aproximación de óptica geométrica, mientras que por debajo aplicaríamos la aproximación de los momentos dipolares equivalentes.

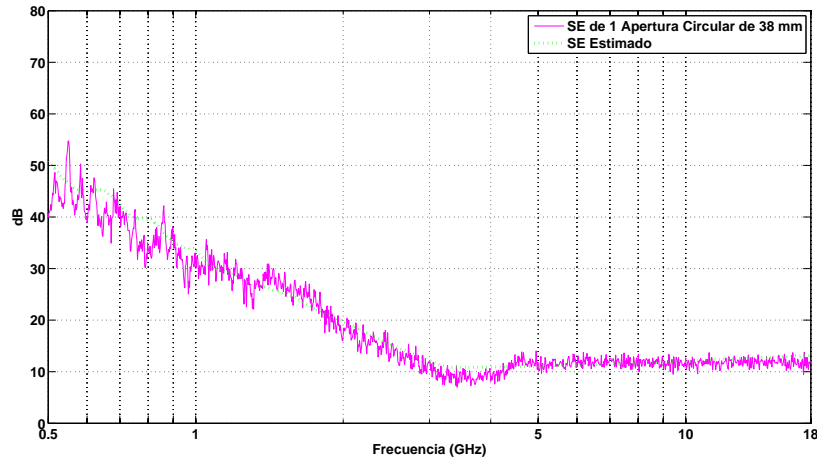


Figura 4.17: Comparación de la estimación y la medida de la SE de una apertura circular de 38 mm de diámetro.

En la Figura 4.16 podemos ver los resultados para la apertura circular de 17 mm de diámetro. Como podemos observar es la que mayor eficiencia de apantallamiento ofrece en todo el rango de frecuencias de medida. La SE teórica va desde 70 dB a la frecuencia de 500 MHz a algo menos de 20 dB hasta $f_c \simeq 7,2GHz$, y se mantiene prácticamente plana hasta la frecuencia de 18 GHz.

En las Figuras 4.17 y 4.18 podemos ver los resultados para la apertura circular de 38 mm de diámetro y para el caso de dos aperturas de 38 mm. La eficiencia de apantallamiento es menor cuanto mayor es el tamaño total de las aperturas que tiene nuestro problema bajo estudio. En el caso de 1 apertura de 38 mm, la SE va desde 50 dB a la frecuencia de 500 MHz a algo más de 10 dB hasta $f_c \simeq 3,2GHz$, frecuencia a partir de la cual se mantiene prácticamente plana hasta 18 GHz. El hecho de tener dos aperturas iguales juntas provoca un descenso en la SE de unos 3 dB aproximadamente en todo el rango de frecuencias.

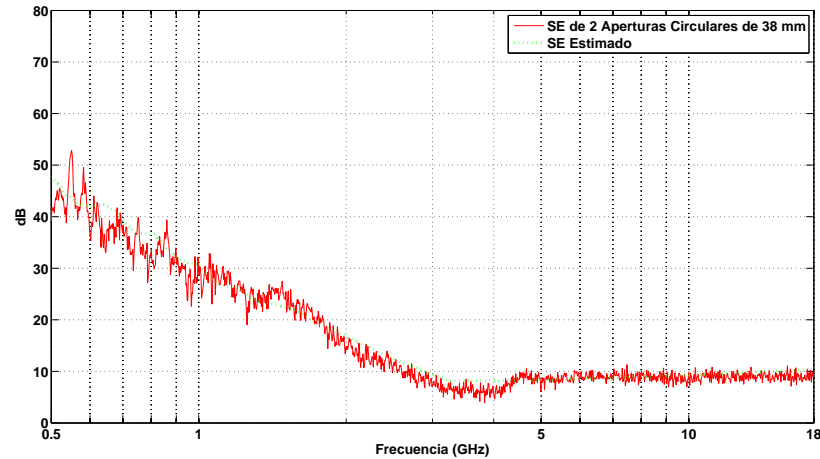


Figura 4.18: Comparación de la estimación y la medida de la SE de dos aperturas circulares de 38 mm de diámetro.

En todos los casos se ve un ajuste excelente en alta frecuencia donde las pérdidas por efecto Joule en las paredes son el mecanismo de disipación dominante, y un ajuste bastante bueno desde 500 MHz hasta 2 GHz, donde las pérdidas en las antenas, sobre todo la receptora, son más importantes, y, además, sabemos que la condición de la transmisión de más de 60 modos se cumple sólo a partir de 850 MHz.

4.4. Resultados de la implementación del cálculo de la efectividad de apantallamiento en un caso complejo

4.4.1. Introducción

En este apartado se describe el estudio del cálculo de la efectividad de apantallamiento de un objeto real formado por cavidades o estructuras complejas. La metodología aplicada es la combinación de gran parte de los conocimientos teóricos explicados en los apartados anteriores. Concretamente, el modelo de propagación de señales en entornos reverberantes y las ecuaciones actualizadas de los mecanismos de disipación de energía. Los resultados de la estimación se han validado con las medidas realizadas utilizando el método de las cámaras reverberantes anidadas. Se ha analizado la efectividad de apantallamiento desde 500 MHz hasta 40 GHz, pudiéndose identificar los mecanismos dominantes en cada banda de frecuencias. Y, además, se ha realizado un estudio paramétrico teniendo en cuenta la tolerancia de los parámetros más importantes: el volumen de la cavidad, la conductividad de las paredes, y la forma y tamaño de las aperturas.

4.4.2. Descripción de las medidas

El objeto utilizado para realizar las medidas de efectividad de apantallamiento electromagnético fue un misil inerte mecánicamente representativo de la estructura externa de un misil operativo comandado por telemetría, es decir, con todas las características requeridas para este tipo de ensayo, como juntas de apantallamiento o *gaskets* normalmente de materiales metálicos o conductores que mejoran el apantallamiento, y las antenas *dummy* instaladas. No obstante, de la cavidad principal del misil se quitaron todas las estructuras internas y equipos no necesarios a fin de maximizar en lo posible el volumen interno para los equipos de medida. La cavidad principal puede aproximarse a un cilindro de unos 10 cm de radio por 1,5 m de longitud.

Las medidas fueron realizadas en la cámara reverberante grande del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial, que ya hemos descrito en apartados anteriores. El misil fue colocado en el centro de la cámara y elevado mediante bloques de poliestireno. En la Figura 4.19 puede verse un diagrama general de la configuración del ensayo.

La medida de la eficiencia de apantallamiento se dividió en dos rangos de frecuencias: el primero desde 150 MHz hasta 3 GHz y el segundo desde 2 GHz hasta 40 GHz. Para cada rango de frecuencias se utilizó un procedimiento de medida distinto. Para poder comparar los resultados de los dos métodos se solaparon los rangos de frecuencias entre 2 y 3 GHz. Si aplicamos la fórmula (3.124) a la cavidad principal del misil obtendremos que se puede utilizar el método de cámaras reverberantes anidadas desde aproximadamente 2,5 GHz. Se construyó una pequeña pala para el interior de la cavidad siguiendo las normas básicas de diseño: la dimensión más pequeña de la pala debe ser superior a $\lambda/3$ de la frecuencia más baja de medida y la dimensión mayor de la

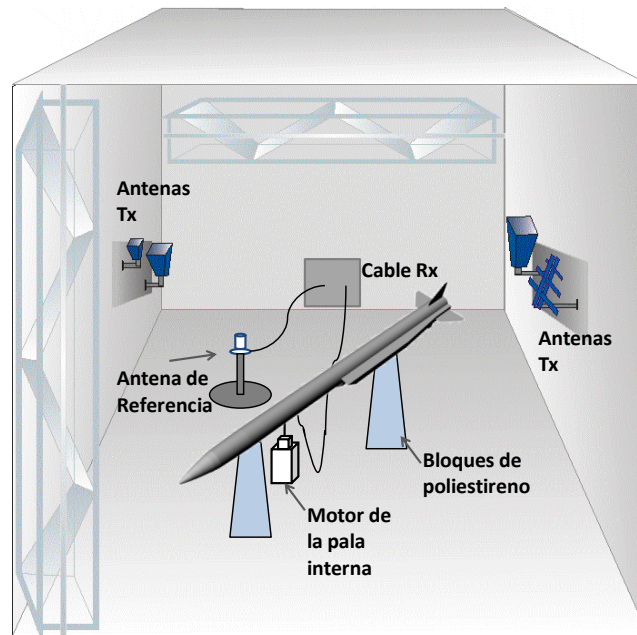


Figura 4.19: Configuración del ensayo de medida de eficiencia de apantallamiento.

pala debería ser aproximadamente 75 % de la dimensión más pequeña de la cavidad.

El procedimiento del primer rango de frecuencias, desde 150 MHz hasta 3 GHz, consistió en:

- Se realizó una medida de referencia colocando la antena receptora fuera del misil pero dentro del volumen de uniformidad de la cámara reverberante.
- Utilizando la misma antena receptora, se midió la potencia recibida en tres posiciones diferentes dentro de la cavidad principal de misil (Posiciones A, B y C separadas aproximadamente 20 cm entre sí) como puede verse en la Figura 4.20.

El procedimiento del segundo rango de frecuencias, desde 2 hasta 40 GHz, consistió en:

- Realizar los mismos dos pasos que el procedimiento anterior, pero sólo para una localización de la antena receptora, la Posición B.
- Además, durante la medida de la potencia recibida se batía el campo de la cavidad principal del misil mediante la pequeña pala instalada en su interior como puede verse en la Figura 4.20.

En ambos procedimientos el campo en la cámara reverberante grande se batía mediante las dos palas de las que dispone. Las antenas transmisoras fueron, como en los casos anteriores, antenas logo-periódicas para el rango de 150 MHz hasta 1 GHz y antenas bocina para el rango desde 1 GHz hasta 40 GHz. La misma antena receptora fue utilizada para todo el rango de frecuencias. Para la conexión de la antena receptora al puerto 2 del analizador vectorial, un

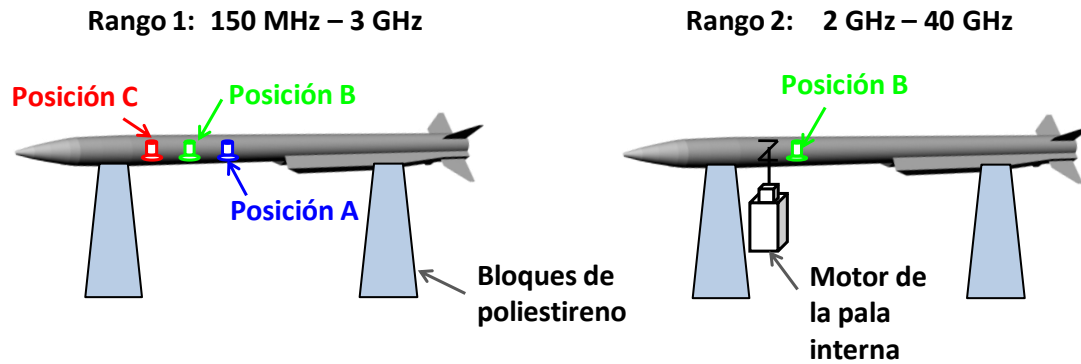


Figura 4.20: Posiciones de la antena receptora en los dos rangos de frecuencia.

pasamuros de 2.92 mm (tipo K) se instaló en una zona adecuada de la estructura del misil. La antena utilizada fue una pequeña antena bicónica, diseñada por ERA Technologies, muy utilizada en ensayos de apantallamiento por sus pequeñas dimensiones. Esa antena mide unos 6 cm de largo por 3 cm de diámetro, como puede verse en la Figura 4.21 y está diseñada para un rango de medida desde 1 hasta 18 GHz. Sin embargo, en este ensayo se alargó su rango de funcionamiento tanto por encima de 18 GHz como por debajo de 1 GHz, teniendo en cuenta que su eficiencia sería muy baja. Se consideró buena la medida de la efectividad de apantallamiento teniendo en cuenta que la potencia recibida es relativa y exigiendo una diferencia mayor de 6 dB sobre el nivel de ruido del receptor. Los buenos resultados obtenidos, que presentaremos a continuación, justifican esta aproximación.



Figura 4.21: Antena receptora utilizada en las medidas.

Para todas las medidas, se utilizó como generador y receptor un analizador de redes vectorial y diversos amplificadores necesarios para cubrir todo el rango de frecuencias. El nivel de señal de salida se seleccionó para obtener el margen dinámico necesario para cada rango de frecuencias.

También, los parámetros de barrido del analizador, como el ancho de banda de resolución y el tiempo de barrido, se ajustaron para obtener una medida de la potencia recibida precisa y estable. En el primer procedimiento de medida las palas de la cámara reverberante se movían continuamente, la pala horizontal a 12 revoluciones por minuto (rpm) y la pala vertical a 1.2 rpm. Para el segundo procedimiento, además, la pala interna se movía a 15 rpm. Se pudo comprobar la eficiencia de la pala interior durante los ensayos observando cómo convergía la medida de la potencia recibida a su máximo de forma estable y rápida.

La ecuación final para el cálculo de la SE fue:

$$SE = \frac{\langle |S_{21Dentro}|^2 \rangle}{\langle |S_{21Ref}|^2 \rangle} \frac{(1 - \langle |S_{22Ref}|^2 \rangle)}{(1 - \langle |S_{22Dentro}|^2 \rangle)} \quad (4.17)$$

donde el primer término es la función de transferencia entre el promedio de las pérdidas de inserción medidas cuando la antena receptora está fuera y dentro de la cavidad principal del misil, y el segundo término es la corrección de cómo afectan las diferentes cavidades al coeficiente de reflexión de la antena receptora. En este caso se hizo la aproximación $\langle |S_{22Ref}|^2 \rangle \approx \langle |S_{22Dentro}|^2 \rangle$, considerando que la antena estaba suficientemente adaptada en el rango de frecuencias de medida.

Estas medidas fueron realizadas en el INTA en el año 2009, cuando las versiones más recientes de las normativas sobre las medidas de apantallamiento que hemos visto en el apartado 3.5 no se habían publicado todavía y las publicaciones científicas sobre el método de medida de la SE con cámaras reverberantes anidadas eran muy limitadas. La Figura 4.22 muestra los resultados de la medida de la efectividad de apantallamiento para las tres posiciones de antena receptora y su media. Se puede observar cómo al aumentar la frecuencia la SE de las distintas posiciones converge. Los valores de la escala vertical se han cambiado a valores relativos por confidencialidad de las medidas, con un espaciado lineal de 10 dB por división.

Los promediados de las pérdidas de inserción se realizaron únicamente con los datos obtenidos para diferentes posiciones de las palas. Como hemos visto en el apartado 3.5.3.2 los procedimientos de medida más recientes y algunas publicaciones sobre el método de cámaras reverberantes anidadas recomiendan realizar la corrección de la desadaptación de la antena receptora y aplicar técnicas de *frequency stirring* para mejorar la precisión de la medida y suavizar los resultados.

4.4.3. Aplicación de la teoría para la predicción de la SE

Al igual que en el caso del apartado 4.3.2, para la estimación de la SE utilizaremos el modelo de propagación de señales electromagnéticas en entornos reverberantes de G. Tait explicado en el apartado 3.4.4. Como primer paso necesitamos calcular los coeficientes de pérdidas de cada cavidad que forman el sistema de cámaras reverberantes anidadas, Λ_1 y Λ_2 , es decir, la cámara reverberante grande y la cavidad principal del misil. Para ello debemos utilizar la

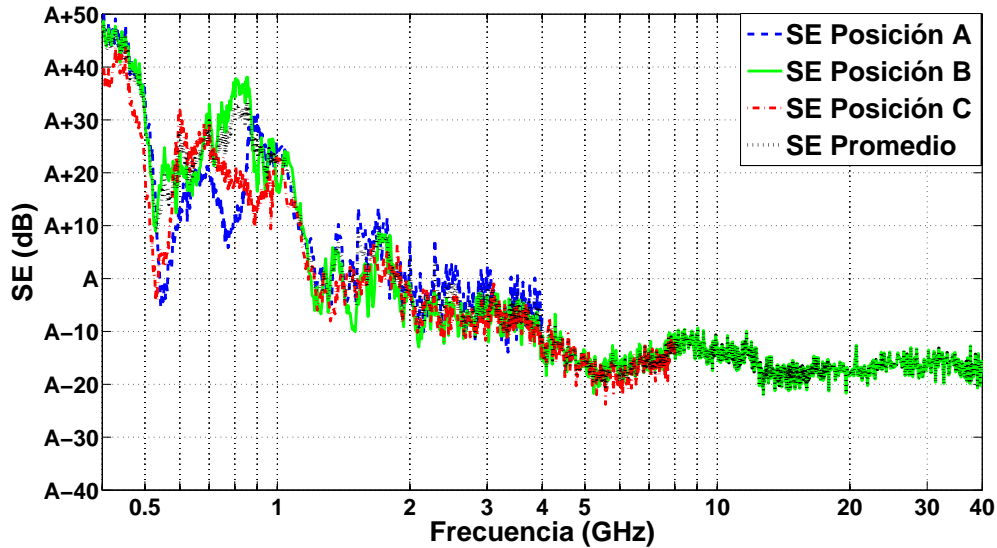


Figura 4.22: Resultados de las medidas de la SE.

ecuación (3.101), donde el parámetro más importante es $Q_{Cav,i}$, que es el factor de calidad de la cavidad i incluyendo todas las pérdidas y mecanismos de disipación, las cargas de las antenas, el efecto Joule en las paredes y la absorción en materiales, sin incluir las pérdidas de energía por fugas a través de las aperturas. Como primera aproximación supondremos que no hay ningún material absorbente en las cavidades, por lo que los factores de calidad se calcularán siguiendo el procedimiento del apartado 4.2.1 y la ecuación 4.3.

$$\Lambda_1 = \frac{\omega V_1}{Q_1} = \frac{\omega V_{CamaraRev}}{Q_{CamaraRev}} \quad (4.18)$$

$$\Lambda_2 = \frac{\omega V_2}{Q_2} = \frac{\omega V_{CavidadMisil}}{Q_{CavidadMisil}} \quad (4.19)$$

Como en el apartado 4.3, se han calculado las pérdidas de las antenas transmisoras utilizadas en este caso teniendo en cuenta su coeficiente de reflexión y las pérdidas por efecto Joule siguiendo la ecuación (3.37) para la cámara reverberante grande del INTA. En este caso, con los valores típicos de $\mu_w = 1Vs/(Am)$ y $\sigma_w = 1,1 \cdot 10^6 S/m$ para el acero galvanizado.

Para la cavidad principal del misil se han calculado las pérdidas debidas a la antenna receptora utilizada teniendo en cuenta su coeficiente de reflexión y las pérdidas por efecto Joule de las paredes de la cavidad. Al tener forma cilíndrica, seguiremos la ecuación (3.34) con los valores típicos de $\mu_w = 1Vs/(Am)$ y $\sigma_w = 15 \cdot 10^6 S/m$ para el aluminio. Los valores de las características electromagnéticas de los materiales se han escogido según los valores de otros estudios científicos publicados [67].

El segundo paso es el cálculo de los coeficientes de acoplamiento entre cavidades $\Lambda_{1,2} = \Lambda_{2,1}$. Para ello debemos utilizar la ecuación (3.102), donde el parámetro más importante es $\langle \sigma_{i,j} \rangle$, que

es la sección transversal de transmisión media de las aperturas que unen la cavidad i con la cavidad j . En este caso, al tratarse de un caso real más complejo, existen varias aperturas con distintas formas, por lo que habrá que utilizar las fórmulas para cada tipo de apertura descritas en las Tablas 3.1 y 3.3. Siendo, por lo tanto, el coeficiente de acoplamiento:

$$\Lambda_{1,2} = \Lambda_{2,1} = \frac{1}{2}c\langle\sigma_{1,2}\rangle \quad (4.20)$$

donde c es la velocidad de la luz y $\langle\sigma_{1,2}\rangle$ es la sección transversal de transmisión media de todas las aperturas de la cavidad principal del misil.

Para una primera aproximación a la solución de este caso, propondremos 4 aperturas diferentes: un agujero circular de 0,9 mm de diámetro y tres aperturas en forma de anillo con junta rectangular. El diámetro del anillo es aproximadamente 25 mm, el grosor es de 0,8 mm, y la unión rectangular tiene una base de 0,8 mm y una altura de 5 mm. Se puede ver tanto la imagen como los coeficientes de polarizabilidad en la última fila de la Tabla 3.3.

En la Figura 4.23 podemos ver la medida de la SE promedio y el cálculo de la SE utilizando el modelo de propagación en entornos reverberantes, ecuación (3.109), con los datos mencionados anteriormente. La correlación entre las curvas es bastante buena a baja frecuencia, donde la SE depende más del tamaño y la forma de las aperturas, y la caracterización de la antenna receptora. En cambio, por encima de unos pocos GHz, la SE estimada está ligeramente por debajo de las medidas debido, principalmente, a la falta de caracterización de los materiales reales en el modelo, los cuales contribuyen al principal mecanismo de disipación en alta frecuencia, que es la pérdida por efecto Joule.

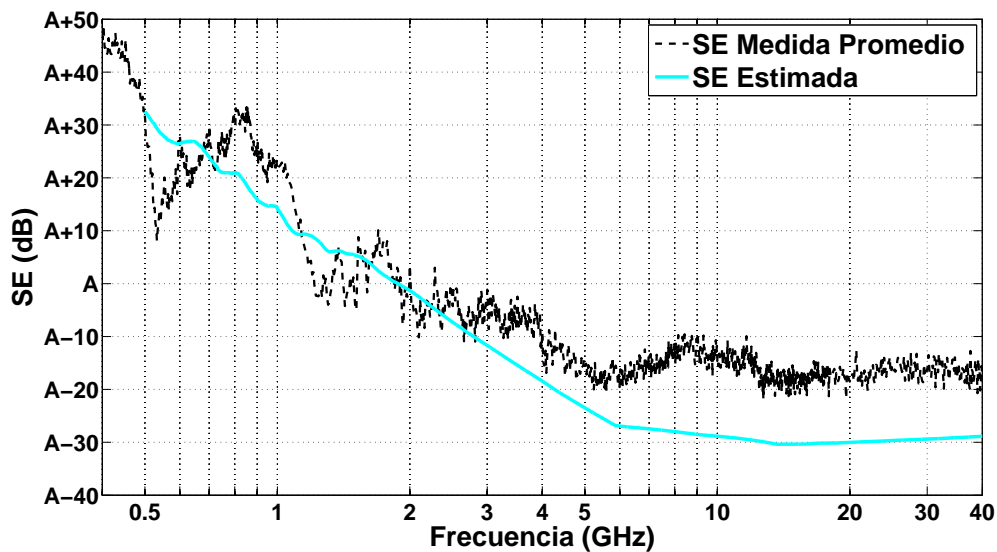


Figura 4.23: Resultados de las medidas de la SE comparada con la estimación utilizando los datos de la primera aproximación.

Para calcular la efectividad de apantallamiento de una estructura compleja, en un primer paso hay que predecir su factor de calidad Q . Lógicamente, cuanto mejor sea la estimación del factor de calidad, mejor será la predicción de la SE. Para este estudio no hemos utilizado más mecanismos de disipación o de acoplamiento de energía en esta primera aproximación. Sin embargo, se ha conseguido una mejor predicción de la SE realizando un estudio paramétrico que veremos en el siguiente apartado.

4.4.4. Estudio paramétrico

En los siguientes subapartados se presentan los resultados del estudio paramétrico realizado sobre los principales parámetros del modelo. Es decir, se ha variado el valor de ciertos parámetros que intervienen en el cálculo de la SE según la ecuación (3.109), mientras que el resto de parámetros de la ecuación han permanecido constantes según su valor asignado en la primera aproximación. Se han clasificado los parámetros en dos grupos, el primero trata sobre la forma de las aperturas y el segundo sobre las características de la cavidad principal de misil.

También se han estudiado los parámetros principales de la cámara reverberante exterior, llegando a la conclusión de que no intervienen en el cálculo final de la SE de la estructura.

4.4.4.1. Forma de las aperturas

Por supuesto, la forma real de las aperturas del misil no es exactamente una figura canónica. Para resolver este caso, se han identificado las principales aperturas del misil y se han aproximado a la figura teórica más parecida de las Tablas 3.1, 3.2 y 3.3, como hemos dicho anteriormente. Para comprobar el impacto sobre el resultado final de la correcta elección de la forma de la apertura se han realizado dos estudios diferentes: uno teniendo en cuenta diferencias en el tamaño de la apertura y otro cambiando la forma de la apertura. El primer estudio consiste en variar el diámetro de la apertura con forma de anillo entre el -50 % y el +50 %. En la Figura 4.24 podemos ver el efecto sobre la SE estimada. Como ya hemos dicho, la forma real de la apertura, que puede verse en la Figura 4.25, no es un anillo con una unión rectangular, por lo que el segundo estudio paramétrico intenta ver el efecto de incluir en el modelo 3 pequeñas aperturas con forma de elipse, cuyos radio mayor y menor inicialmente son 2,5 y 2 mm respectivamente. Además, los radios de las elipses también han sido aumentados y disminuidos entre el -50 % y el +50 % de su valor inicial. Los resultados de este segundo estudio se presentan en la Figura 4.26.

De este análisis podemos concluir, la SE estimada está muy condicionada a la forma y al número de las aperturas de la estructura. Para obtener una buena correlación entre medidas y simulaciones cada pequeño agujero es importante. En la Figura 4.24 se puede observar cómo a baja frecuencia la efectividad de apantallamiento aumenta cuando el diámetro de la apertura en forma de anillo disminuye. En cambio, en la Figura 4.26 podemos ver cómo la contribución

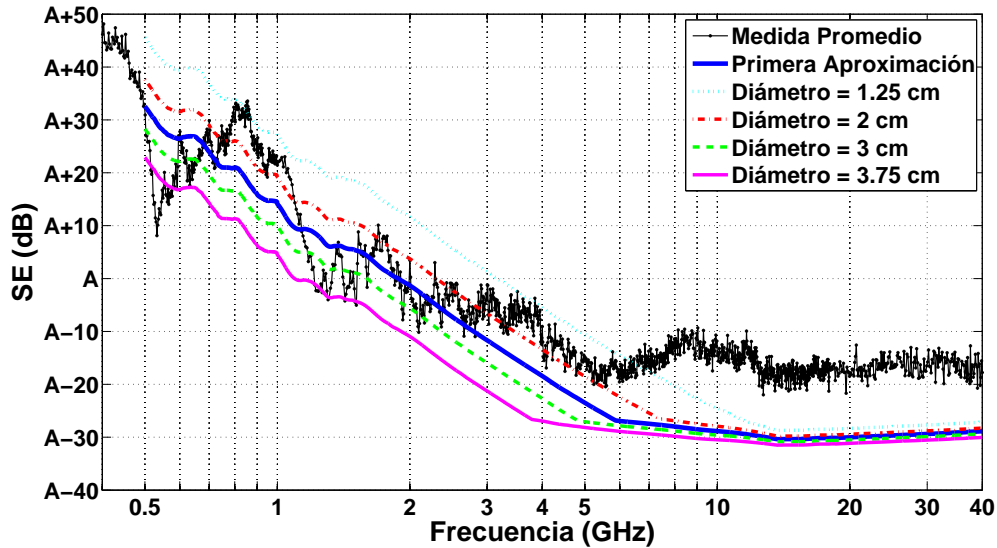


Figura 4.24: Resultados de la SE estimada variando el diámetro de la apertura con forma de anillo unido.

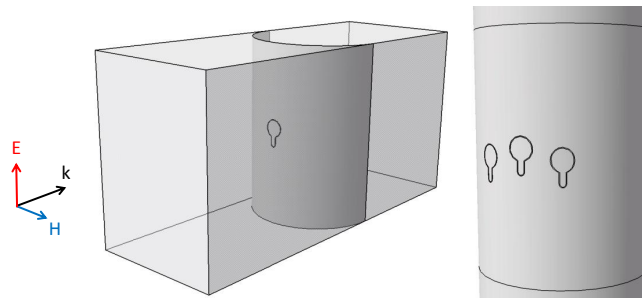


Figura 4.25: Modelo de la apertura con forma arbitraria.

de tres nuevas aperturas con forma elíptica no mejora los resultados de la estimación de la SE. Podemos explicar esto teniendo en cuenta que una elipse no es una figura canónica que represente bien la forma arbitraria presente en nuestro problema.

Obviamente, si el tamaño de las tres elipses crece, la efectividad de apantallamiento disminuye en todo el rango de frecuencias. De este estudio también podemos destacar que la forma y tamaño de las aperturas determinan puntos de inflexión en la curva de la efectividad de apantallamiento, por lo cual, intervienen de forma determinante en la función de transferencia final.

El hecho de tener disponibles solamente la sección transversal de transmisión de algunas figuras canónicas es una limitación muy grande para la precisión de este método. La estimación de la SE será mejor si disponemos de la sección transversal de transmisión de las aperturas reales del objeto. Ésta es la razón por la que se ha estudiado en la sección 3.3.3 cómo calcular la sección transversal de transmisión de una apertura con forma arbitraria mediante el uso de códigos de simulación electromagnética.

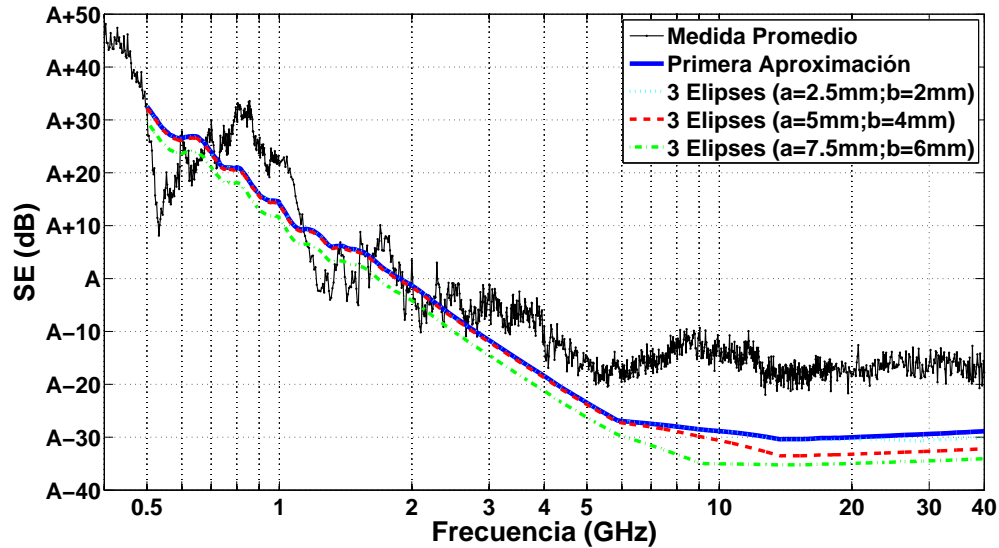


Figura 4.26: Resultados de la SE estimada incluyendo 3 aperturas de forma elíptica.

4.4.4.2. Volumen y conductividad de la cavidad del misil

En este subapartado vamos a estudiar cómo afectan a la estimación de la SE las variaciones de los parámetros de la cavidad principal del misil. Primero, hemos variado entre 0.8 y 1.2 veces los valores originales del radio y de la altura del cilindro por el que aproximamos la cavidad principal del misil. Esta variación supone una variación del volumen de la cavidad entre el -50 % y el +50 % aproximadamente. En la Figura 4.27 podemos ver el efecto de esta variación sobre la SE.

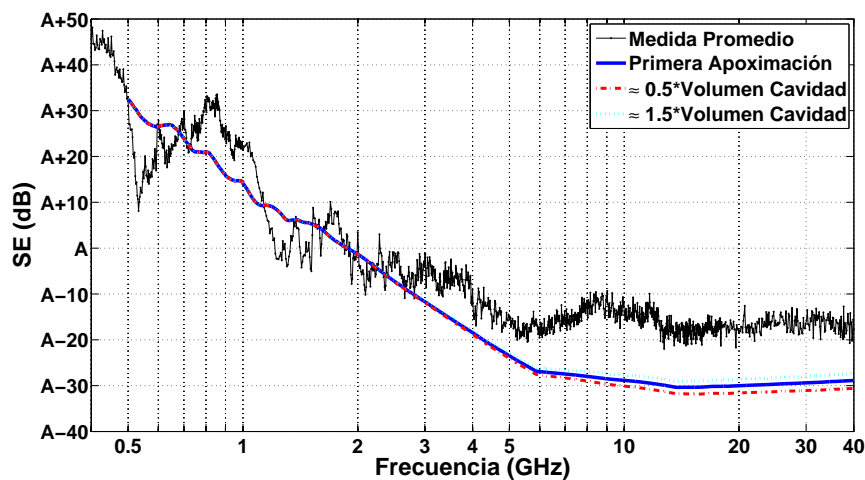


Figura 4.27: Resultados de la SE estimada variando el volumen de la cavidad principal del misil.

Otro de los parámetros importantes de la cavidad es el valor de la conductividad de las paredes. El siguiente estudio muestra cómo cambia la SE del misil si multiplicamos el valor de

la conductividad por un factor que varía entre 0.001 y 2 veces el valor tomado en la primera aproximación. En la Figura 4.28 podemos ver los resultados de este estudio.

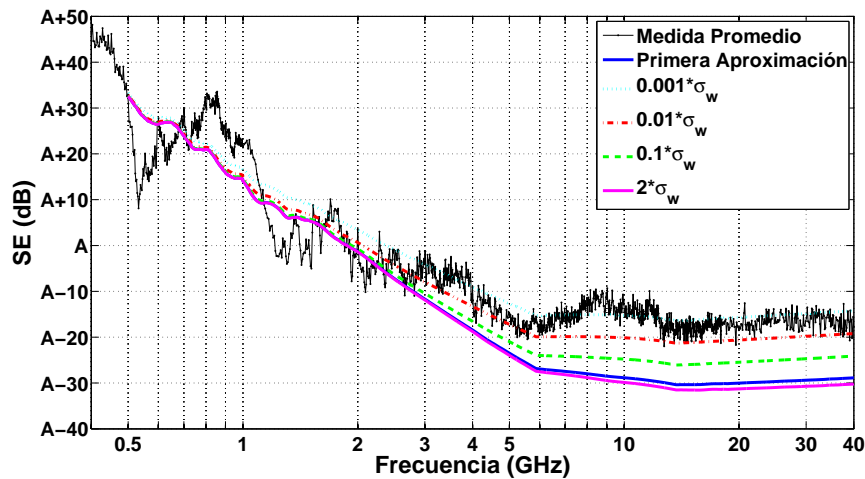


Figura 4.28: Resultados de la SE estimada variando el valor de conductividad de las paredes de la cavidad principal del misil.

El gran margen de valores representado en estos estudios nos permite extraer conclusiones sobre cómo influyen estos dos parámetros sobre el resultado final de la estimación de la efectividad de apantallamiento de una estructura. En la Figura 4.27 podemos observar cómo la SE aumenta ligeramente en alta frecuencia cuando el volumen de la cavidad aumenta, y viceversa, la SE disminuye cuando reducimos el volumen de la cavidad principal del misil. En nuestro caso, el volumen se puede calcular de forma precisa realizando un modelo 3D del objeto o estructura. Los programas de diseño asistido por ordenador (CAD, del inglés *Computer Aided Design*) tienen herramientas específicas de cálculo de superficies y volúmenes que pueden ayudarnos a encontrar los valores necesarios para resolver la ecuación (4.18).

La Figura 4.28 muestra cómo en alta frecuencia la SE aumenta moderadamente cuando la conductividad de las paredes disminuye. Sin embargo, el valor de σ_w necesario para un ajuste bueno entre medidas y simulaciones no es un valor realista para una cavidad construida en su mayor parte de metal. Este efecto provocó la realización del estudio de la variación de la conductividad del misil con un enfoque diferente: considerando un porcentaje de superficie como metálico y otro porcentaje de superficie con otra conductividad diferente para representar los materiales internos de la cavidad. En la Figura 4.29 podemos observar cómo la estimación de la efectividad de apantallamiento se aproxima a las medidas cuando el porcentaje de superficie de aluminio es del 90 %, y hay un 10 % de otros materiales dentro de la cavidad que podrían tener una conductividad media aproximada de $\sigma_w = 2 \times 10^3 S/m$, como por ejemplo materiales cerámicos o de fibra de carbono [68, 69]. Esta situación es muy común en estructuras reales donde podemos encontrar materiales con diferentes propiedades electromagnéticas en el interior de sistemas de cavidades complejos y recintos con diferentes funciones.

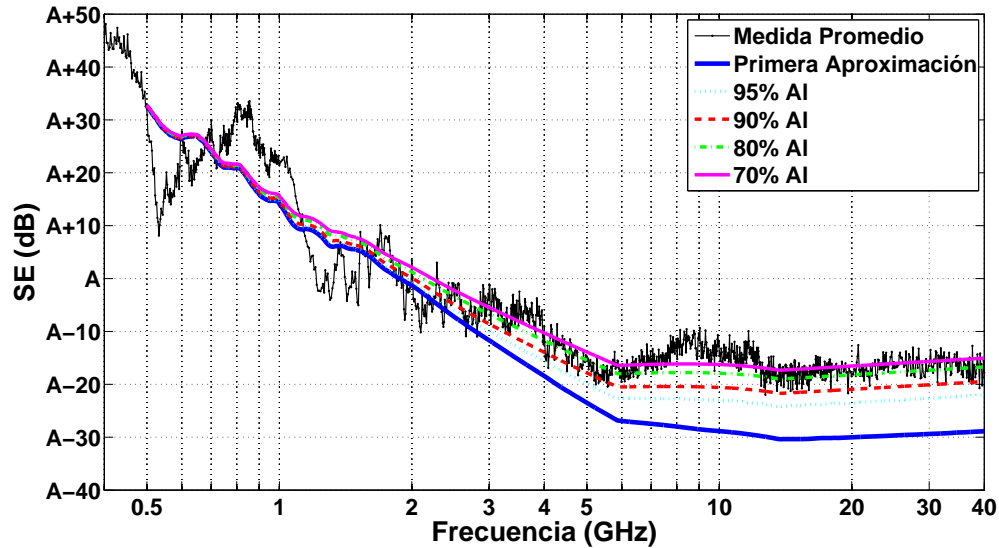


Figura 4.29: Resultados de la SE estimada variando el porcentaje de aluminio de las superficies de la cavidad principal del misil.

4.4.5. Conclusiones

El método utilizado para la estimación de la efectividad de apantallamiento de una estructura compleja es la combinación del modelo simplificado de propagación de señales de RF en entornos reverberantes de G. Tait junto con la formulación, más precisa y actualizada, de los mecanismos de disipación y acoplamiento de energía para el cálculo del factor Q de la cavidad de I. Junqua. Esta estimación de la SE se ha validado con las medidas de un objeto real mediante el método de cámaras reverberantes anidadas. Se ha analizado un amplio rango de frecuencias, desde 500 MHz hasta 40 GHz, lo que nos ha permitido averiguar cómo afecta a la SE final cada parámetro necesario para su cálculo. Y, además, se ha realizado un estudio paramétrico de la forma y tamaño de las aperturas, del volumen de la cavidad y de los parámetros electromagnéticos de los materiales que forman la cavidad, principalmente la conductividad, consiguiendo información sobre las relaciones entre el factor de calidad de la cavidad y los principales mecanismos de disipación, lo cual nos ha permitido ajustar mejor la estimación a los resultados de medida.

En este caso, el estudio paramétrico revela que la variación de la forma y tamaño de las aperturas modifican la estimación de la SE en todo el rango de frecuencias. Mientras que, el volumen de la cavidad y las propiedades electromagnéticas de los materiales del objeto modifican la SE en alta frecuencia, donde el mecanismo de disipación dominante es el efecto Joule sobre las paredes de la cavidad. La mejor correlación entre medidas y simulaciones se obtuvo cuando se tuvieron en cuenta distintos materiales en la composición de las paredes del misil. Por lo tanto, para obtener una buena estimación de la SE en alta frecuencia es necesario una lista detallada de los materiales que componen el objeto real.

Para obtener una estimación fiable de la SE para una estructura real y compleja habría que investigar más profundamente los siguientes temas:

- Calcular la sección transversal de transmisión de una apertura de forma arbitraria.
- Conseguir una base de datos con las propiedades electromagnéticas de los materiales más comunes.
- Implementar modelos teóricos sencillos que cuantifiquen las pérdidas producidas por acoplamiento en cables y absorción de energía, en el caso de existir estos elementos en el objeto bajo estudio.

En esta tesis se ha investigado sobre el cálculo de la sección transversal de transmisión de una apertura de forma arbitraria. Cuando la forma de la apertura no puede aproximarse a una figura canónica, el uso de las simulaciones electromagnéticas puede ayudarnos a calcular su valor. En el apartado 3.3.3 se ha descrito el método que ha sido desarrollado utilizando el código MONURBS basado en MoM de la Universidad de Alcalá [70, 71], y nos permite conocer el valor aproximado de la sección transversal de transmisión promedio de una apertura cualquiera. Mediante el uso de herramientas CAD podemos modelar la forma de cualquier apertura. Como hemos visto en la Figura 4.25, en este caso hemos aproximado una de las aperturas del misil a una apertura de junta circular con una unión rectangular. En el siguiente apartado 4.5 calcularemos la sección transversal de transmisión promedio de una apertura más aproximada a la real como ejemplo de aplicación de la metodología desarrollada.

4.5. Resultados de la implementación del cálculo de la sección transversal de transmisión de una apertura de forma arbitraria

4.5.1. Introducción

En las secciones anteriores ha quedado de manifiesto que el conocimiento sobre la sección transversal de transmisión de las aperturas es un aspecto fundamental en la predicción y el análisis de la efectividad de apantallamiento de estructuras. El uso de las simulaciones electromagnéticas para el cálculo de las características principales de apantallamiento está avanzando continuamente, como se ha visto en la revisión del estado del arte. En la sección 3.3 se ha hecho un resumen de la teoría sobre este parámetro. Dependiendo de la frecuencia de la señal y de las dimensiones de la apertura, la teoría clásica divide el comportamiento del acoplamiento electromagnético a través de una apertura en tres zonas:

- Zona de baja frecuencia: se considera la apertura pequeña cuando sus dimensiones son pequeñas en términos de la longitud de onda de la señal. En esta zona se puede calcular la sección transversal de transmisión con la aproximación de los momentos dipolares equivalentes.
- Zona resonante: cuando las dimensiones de la apertura son parecidas a la longitud de onda de la señal. En esta zona no sirve ninguna de las dos aproximaciones anteriores.
- Zona de alta frecuencia: se considera la apertura grande cuando sus dimensiones son varias veces la longitud de onda de la señal. En esta zona se puede calcular la sección transversal de transmisión con la aproximación de óptica geométrica.

De forma general la definición de la sección transversal de transmisión de una apertura, σ_t , es:

$$\sigma_t(\theta_{inc}, \phi_{inc}, p, f) = \frac{P_{out}}{S_{inc}} \quad (4.21)$$

donde P_{out} es la potencia (real) transmitida a través de la apertura y S_{inc} la densidad de potencia de la señal incidente. La sección de transmisión dependerá de los ángulos (θ_{inc} y ϕ_{inc}), la polarización y la frecuencia de la señal. Sus unidades serán m^2 y proporcionará una información parecida a la conocida sección transversal radar (RCS, del inglés *Radar Cross Section*) dando una idea de la cantidad de energía que es capaz de atravesar la apertura para cada frecuencia.

Utilizando el software de simulación electromagnética MONURBS para resolver el problema descrito en la sección 3.3.3 se puede obtener la sección transversal de transmisión para todo el rango de frecuencias en el que sirva nuestra simulación. Además se podrá aplicar a cualquier forma de apertura ya que no estaremos condicionados a las soluciones de las aproximaciones

para figuras canónicas. En este apartado se va a ver la solución propuesta para resolver primero formas de aperturas conocidas como el círculo y el cuadrado, para, una vez comprobada su validez, aplicarlo a una forma de apertura arbitraria (utilizaremos la del apartado 4.4).

En el caso de la apertura circular y cuadrada, la zona de resonancia no presenta grandes variaciones porque se trata de formas suaves con fuertes simetrías. Sin embargo, en el caso de aperturas que no tengan simetrías y sus dimensiones varíen de forma brusca, el comportamiento de la sección de transmisión en las frecuencias de la zona de resonancia puede ser determinante para conseguir una buena aproximación de la efectividad de apantallamiento del problema que estemos analizando.

No hay que olvidar que el objetivo es conocer la sección transversal de transmisión promedio, $\langle \sigma_t \rangle$, por lo que serán necesarias varias simulaciones de la misma apertura variando la polarización y la dirección de incidencia para promediar los resultados.

4.5.2. Cálculo de la sección transversal de transmisión promedio

4.5.2.1. Método de simulación

El problema concreto que queremos simular es exactamente el descrito en el apartado 3.3.3. Por lo tanto, tendremos un plano que separa dos medios homogéneos semi-infinitos con una apertura. El plano será infinitamente delgado y conductor perfecto. Se excitará el problema con una onda plana con amplitud y polarización conocida, y una dirección de incidencia específica. Para conocer la potencia transmitida al otro lado de la apertura se calculará el vector de Poynting de los campos electromagnéticos sobre una superficie que rodee la apertura. Se define el vector de Poynting como:

$$\mathcal{S} = E \times H \quad (4.22)$$

donde \mathcal{S} tiene unidades de densidad de potencia (W/m^2) [72]. Teniendo en cuenta las dependencias temporales de E y H con $e^{j\omega t}$ podemos escribir la densidad de potencia media como:

$$\mathcal{S} = \frac{1}{2} Re[E \times H^*] \quad (4.23)$$

donde $*$ representa el complejo conjugado, y $Re[E \times H^*]$ representa la parte real de la densidad de potencia, ya que $E \times H^*$ suele ser complejo [72].

Por lo tanto, la potencia transmitida al otro lado de la apertura se puede calcular como:

$$P_{out} = \frac{1}{2} \iint_S Re[(E \times H^*) \cdot \hat{n}] dS \approx \frac{1}{2} \sum_i \sum_j Re[E_{ij} \times H_{ij}^*] \cdot \hat{n} \Delta S \quad (4.24)$$

donde S es la superficie de integración y \hat{n} el vector normal a esa superficie. Los índices i y j representan a cada uno de los puntos seleccionados para el cálculo numérico de la integral que se puede aproximar por la suma de las contribuciones de la potencia en cada uno de ellos.

En la Figura 4.30 podemos ver el ejemplo de una apertura circular colocada en el plano YZ junto con las superficies de integración en el semi-espacio derecho y sus vectores normales.

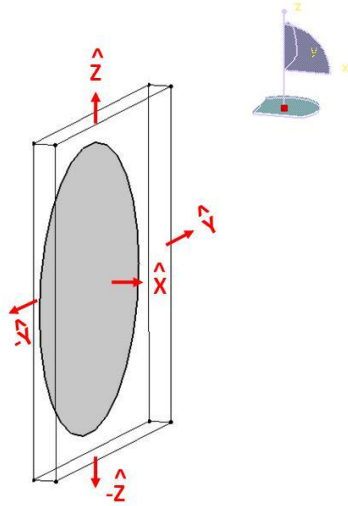


Figura 4.30: Ejemplo de las superficies de integración necesarias para el cálculo de la potencia transmitida.

Para el cálculo de la ecuación 4.24 necesitamos desarrollar las componentes vectoriales de \mathcal{S} como:

$$\mathcal{S} = \begin{bmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ E_x & E_y & E_z \\ H_x^* & H_y^* & H_z^* \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

por lo tanto, la potencia transmitida para la cara \hat{x} será:

$$P_x = \frac{1}{2} \iint_S \text{Re}[E_y H_z^* - E_z H_y^*] dS \approx \frac{1}{2} \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^P \text{Re}[E_{y(j,k)} H_{z(j,k)}^* - E_{z(j,k)} H_{y(j,k)}^*] \Delta y \Delta z \quad (4.26)$$

para la cara \hat{y} :

$$P_{+y} = \frac{1}{2} \iint_S \text{Re}[E_z H_x^* - E_x H_z^*] dS \approx \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^P \text{Re}[E_{z(i,k)} H_{x(i,k)}^* - E_{x(i,k)} H_{z(i,k)}^*] \Delta x \Delta z \quad (4.27)$$

para la cara $-\hat{y}$:

$$P_{-y} = \frac{1}{2} \iint_S \text{Re}[-E_z H_x^* + E_x H_z^*] dS \approx \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^P \text{Re}[-E_{z(i,k)} H_{x(i,k)}^* + E_{x(i,k)} H_{z(i,k)}^*] \Delta x \Delta z \quad (4.28)$$

para la cara \hat{z} :

$$P_{+z} = \frac{1}{2} \iint_S \text{Re}[E_x H_y^* - E_y H_x^*] dS \approx \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \text{Re}[E_{x(i,j)} H_{y(i,j)}^* - E_{y(i,j)} H_{x(i,j)}^*] \Delta x \Delta y \quad (4.29)$$

y para la cara $-\hat{z}$:

$$P_{-z} = \frac{1}{2} \iint_S \text{Re}[-E_x H_y^* + E_y H_x^*] dS \approx \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \text{Re}[-E_{x(i,j)} H_{y(i,j)}^* + E_{y(i,j)} H_{x(i,j)}^*] \Delta x \Delta y \quad (4.30)$$

donde i, j y k son los índices en los ejes \hat{x} , \hat{y} y \hat{z} , que sirven para recorrer los puntos de la superficie donde se evalúan los campos electromagnéticos para hacer la integración del vector de Poynting, y van desde el 1 hasta los valores N , M y P , respectivamente. Δx , Δy y Δz son las distancias entre los puntos de los ejes \hat{x} , \hat{y} y \hat{z} , que nos sirven para calcular el área de integración.

Para obtener el valor total de la potencia transmitida al otro lado de la apertura por una onda incidente se sumará las contribuciones de cada eje y se calculará su módulo, al tratarse de una magnitud vectorial, como:

$$P_{out} = \sqrt{P_x^2 + (P_{+y} + P_{-y})^2 + (P_{+z} + P_{-z})^2} \quad (4.31)$$

Por último, si la onda plana utilizada tiene amplitud 1 en una determinada polarización y ángulo de llegada, la sección transversal de transmisión de la apertura en esa dirección será:

$$\sigma_t = \frac{P_{out}}{S_{inc}} = 2 \cdot P_{out} \cdot 120\pi \quad (4.32)$$

siendo $S_{inc} = \frac{1}{2} \frac{E_o^2}{\eta_o}$, donde el factor $1/2$ se debe a considerar la energía de un semi-espacio, $E_o = 1V/m$, y $\eta = 120\pi$ es la impedancia intrínseca del medio.

Como se ha dicho en la introducción, el objetivo es encontrar la sección transversal de transmisión promedio, por lo que se repetirá este mismo procedimiento para distintas direcciones y polarizaciones de la onda plana que incide sobre la apertura. En la Figura 4.31 se muestra la definición clásica de los ángulos θ y ϕ en coordenadas esféricas.

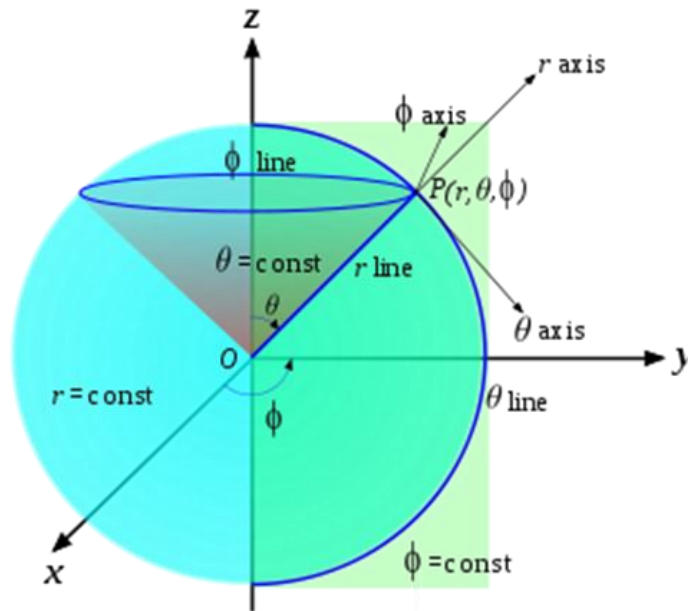


Figura 4.31: Definición de los ángulos θ y ϕ en coordenadas esféricas.

En la Tabla 4.2 se definen las direcciones y polarizaciones de las ondas planas utilizadas en los ejemplos de la apertura circular y de la apertura cuadrada que se verán en los siguientes apartados. En los casos simulados las aperturas están situadas en el plano YZ, α_i es el ángulo que forman la dirección de propagación y el vector normal a la superficie de la apertura.

Tabla 4.2: Polarización y dirección de la señal incidente.

Número PW	$\alpha_i(^{\circ})$	\vec{k}		\vec{E}_i		Polarización
		$\theta(^{\circ})$	$\phi(^{\circ})$	E_{θ}	E_{ϕ}	
1	0	90	180	0	1	Horizontal
2	10	80	180	0	1	Horizontal
3	20	70	180	0	1	Horizontal
4	30	60	180	0	1	Horizontal
5	40	50	180	0	1	Horizontal
6	50	40	180	0	1	Horizontal
7	60	30	180	0	1	Horizontal
8	70	20	180	0	1	Horizontal
9	80	10	180	0	1	Horizontal
10	89	1	180	0	1	Horizontal
11	0	90	180	1	0	Vertical
12	10	80	180	1	0	Vertical
13	20	70	180	1	0	Vertical
14	30	60	180	1	0	Vertical
15	40	50	180	1	0	Vertical
16	50	40	180	1	0	Vertical
17	60	30	180	1	0	Vertical
18	70	20	180	1	0	Vertical
19	80	10	180	1	0	Vertical
20	89	1	180	1	0	Vertical
21	0	90	180	0	1	Horizontal
22	10	90	170	0	1	Horizontal
23	20	90	160	0	1	Horizontal
24	30	90	150	0	1	Horizontal
25	40	90	140	0	1	Horizontal
26	50	90	130	0	1	Horizontal
27	60	90	120	0	1	Horizontal
28	70	90	110	0	1	Horizontal

Continúa en la página siguiente

Tabla 4.2 – continúa en la página anterior

Número PW	$\alpha_i(^{\circ})$	\vec{k}		\vec{E}_i		Polarización
		$\theta(^{\circ})$	$\phi(^{\circ})$	E_{θ}	E_{ϕ}	
29	80	90	100	0	1	Horizontal
30	89	90	91	0	1	Horizontal
31	0	90	180	1	0	Vertical
32	10	90	170	1	0	Vertical
33	20	90	160	1	0	Vertical
34	30	90	150	1	0	Vertical
35	40	90	140	1	0	Vertical
36	50	90	130	1	0	Vertical
37	60	90	120	1	0	Vertical
38	70	90	110	1	0	Vertical
39	80	90	100	1	0	Vertical
40	89	90	91	1	0	Vertical

4.5.2.2. Aplicación a la apertura circular

La apertura circular es el ejemplo más utilizado porque tiene solución analítica con la que poder comparar los resultados de simulación. En la Figura 4.30 ya hemos visto cómo las superficies de integración donde calculamos el vector de Poynting deben contener completamente a la apertura. En este caso se trata de una apertura circular de 12.5 mm de radio, y las superficies de integración están discretizadas con puntos separados 1 mm, es decir, $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 1mm$, como puede verse en la Figura 4.32. En número de puntos en el eje \hat{x} es $N = 3$, en el eje \hat{y} es $M = 31$ y en el eje \hat{z} es $P = 31$, lo que hace un total de 1333 puntos.

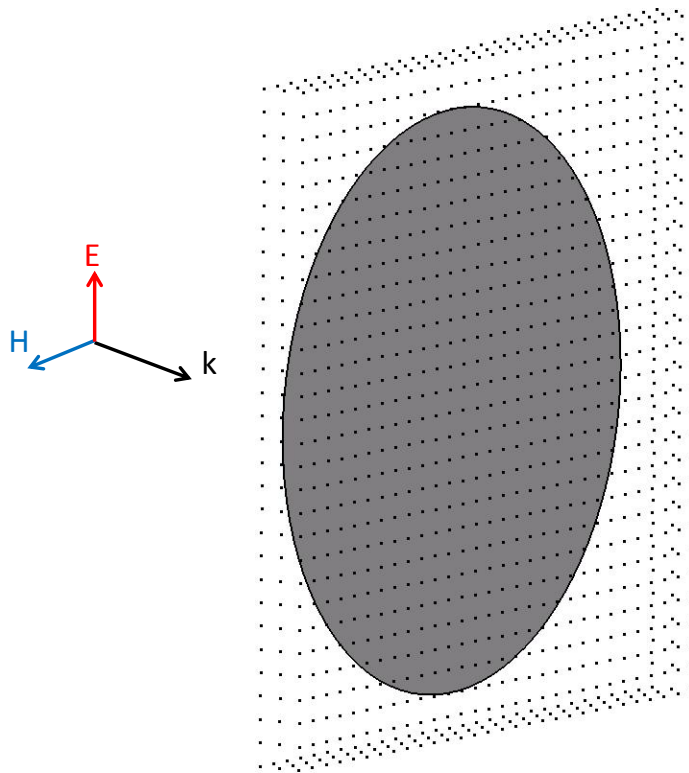


Figura 4.32: Apertura circular con los puntos donde se calculan los campos electromagnéticos.

Se ha utilizado el SW MONURBS de simulación electromagnética de la Universidad de Alcalá de Henares basado en el MoM aplicando el procedimiento explicado en la sección 3.3.3, siendo, por tanto, el objeto a discretizar la apertura, no el plano [70, 71]. En la Figura 4.33 se muestra la malla utilizada para las simulaciones. Dicha malla está realizada a 10 divisiones por longitud de onda (div/λ) para una frecuencia de 20 GHz que era el objetivo inicial. Posteriormente se amplió el rango de frecuencias de simulación hasta 40 GHz con la misma malla ya que no existían grandes diferencias entre la malla de 40 GHz y 20 GHz por ser un objeto plano y regular. En la Tabla 4.3 se detallan las características principales del mallado utilizado desde el punto de vista de la simulación.

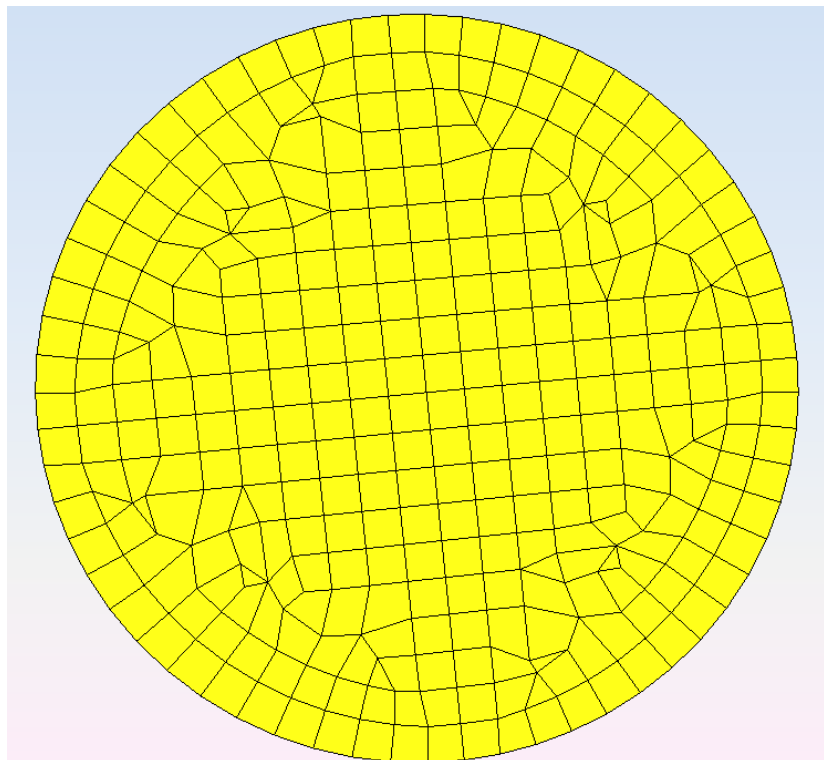


Figura 4.33: Malla utilizada para las simulaciones de la apertura circular.

Nº de Nodos	Nº de Elementos (Subparches)	Nº de Incógnitas (Subdominios)
1369	332	634

Tabla 4.3: Parámetros de la malla utilizada para la apertura circular.

Las simulaciones se han realizado en la Universidad de Alcalá en una máquina de 32 *cores* Sun Fire X4600 M2 con 8 procesadores Quad Core AMD Opteron 8356 2,3GHz y 256 GB RAM. Se ha simulado desde 100 MHz hasta 40 GHz en saltos de 100 MHz, es decir, 400 frecuencias. El SW MONURBS utiliza un *core* para calcular todas las frecuencias de una determinada PW. En la Tabla 4.4 se detallan los tiempos necesarios para realizar la simulación de la frecuencia más baja 100 MHz, la más alta 40 GHz, el tiempo total necesario para todas las frecuencias y el coste total para la obtención de la sección transversal de transmisión promedio calculando las 40 PWs de la Tabla 4.2. El tiempo de cálculo necesario para cada frecuencia es distinto. Esto es debido a que según vamos aumentando la frecuencia el SW utiliza diferentes técnicas de aceleración, (como MLFMM, del inglés *Multi-Level Fast Multiple Method*). El tiempo del coste total para 40 PWs se ha calculado utilizando un único *core* de la máquina. En el caso de utilizar toda la capacidad de la máquina para simular las 40 PWs el tiempo necesario sería 14 horas con 40 minutos, dos tandas de 440 minutos.

1 ^a Frec. (s)	Última Frec. (s)	Tiempo Total 1 PW (min)	Tiempo Total 40 PWs (días)
212	42	440	12,2

Tabla 4.4: Costes de CPU para la apertura circular.

Con los ficheros de salida del SW MONURBS se ha obtenido para cada frecuencia y para cada punto el módulo y la fase de las componentes de cada eje de los campos eléctrico y magnético para calcular el valor complejo como:

$$\begin{aligned}
 E_x &= |E_x| \exp^{i\angle E_x} \\
 E_y &= |E_y| \exp^{i\angle E_y} \\
 E_z &= |E_z| \exp^{i\angle E_z} \\
 H_x &= |H_x| \exp^{i\angle H_x} \\
 H_y &= |H_y| \exp^{i\angle H_y} \\
 H_z &= |H_z| \exp^{i\angle H_z}
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

Una vez obtenido el valor complejo de los campos electromagnéticos en cada punto se han programado en MATLAB[®] las funciones necesarias para calcular el vector de Poynting en cada punto y posteriormente hacer la integración numérica de cada superficie según las ecuaciones del apartado anterior.

En las Figuras 4.34 y 4.35 podemos ver el módulo del campo total eléctrico y magnético de todos los puntos de la superficie de integración más grande. En la Figura 4.36 podemos observar el comportamiento en frecuencia de los campos electromagnéticos del punto situado enfrente del centro de la apertura para la iluminación de la *PW1*, que corresponde a la dirección perpendicular a la apertura con polarización horizontal.

En las Figuras 4.34 y 4.35 podemos observar cómo, de forma general, el campo total, eléctrico o magnético, sigue la misma tendencia con la frecuencia en todos los puntos con diferencias en la amplitud. Esto es debido a que la apertura circular no tiene resonancias bruscas ya que se trata de una geometría con cambios suaves y simétricos. Con respecto a la Figura 4.36 podemos destacar cómo casi toda la energía de la señal está concentrada en la componente E_y del campo eléctrico y en H_z del campo magnético. En cambio, el contenido de energía de las componentes E_x y H_x es casi nulo. Se puede realizar este mismo estudio para diferentes polarizaciones y direcciones de iluminación para observar cómo varían las contribuciones de energía de cada componente dependiendo de los parámetros de la onda plana incidente.

Si se calcula la sección transversal de transmisión para las ondas planas de la Tabla 4.2 se obtienen las Figuras 4.37, 4.38, 4.39 donde se puede ver el resultado de la σ_t para los diferentes

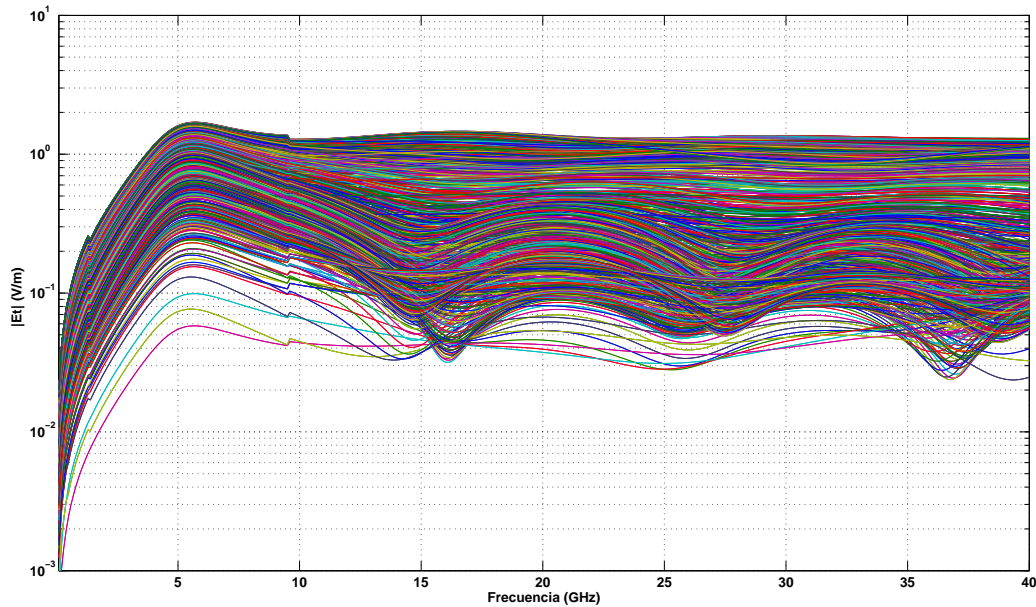


Figura 4.34: Módulo del campo total eléctrico de todos los puntos de la superficie de integración para la PW1.

ángulos de incidencia y polarizaciones, el promedio de todas ellas $\langle \sigma_t \rangle$ y la aproximación teórica descrita en el apartado 3.3.2.

En la Figura 4.37 se analizan los casos de ondas planas desde la PW1 a la PW10, cuya dirección de incidencia varía en θ y tienen polarización horizontal. En este caso se observa cómo la sección transversal de transmisión de la apertura circular varía básicamente en función del ángulo que forma la señal incidente con la apertura, disminuyendo la potencia de transmisión al otro lado en todo el rango de frecuencias. La forma general de las trazas es suave debido a que la geometría de la apertura no tiene grandes variaciones y tiene simetría. Las ondas planas desde PW31 hasta la PW40 cuya dirección de incidencia varía en ϕ con polarización vertical presentan los mismos resultados.

En la Figura 4.38 se analizan los casos de las ondas planas desde la PW11 hasta la PW20, cuya dirección de incidencia varía en θ , pero con polarización vertical. En este caso se observa cómo la sección transversal de transmisión de la apertura circular varía únicamente en función del ángulo que forma la señal incidente con la apertura en alta frecuencia, mientras que en baja frecuencia, la potencia transmitida al otro lado de la apertura es siempre la misma. Este comportamiento se repite para las ondas planas desde la PW21 hasta la PW30 cuya dirección de incidencia varía en ϕ con polarización horizontal.

Por último, en la Figura 4.39 se puede ver el resultado final de este estudio, la sección transversal promedio de las 40 ondas planas simuladas, comparada con la curva teórica que

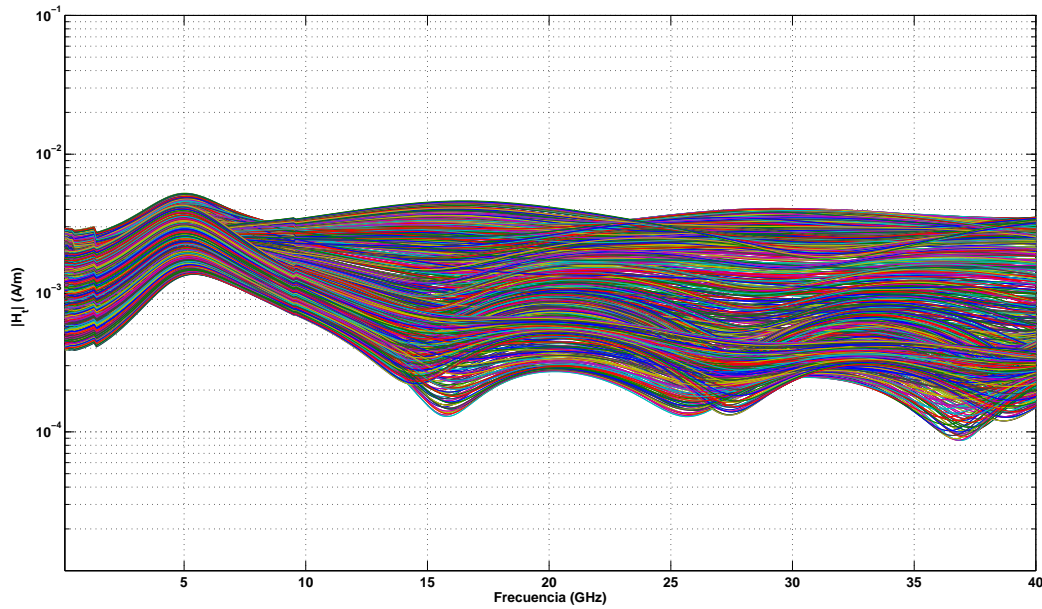


Figura 4.35: Módulo del campo total magnético de todos los puntos de la superficie de integración para la PW1.

unifica la aproximación de los momentos dipolares equivalentes para baja frecuencia con la aproximación de óptica geométrica para alta según la ecuación 3.74. En esta gráfica puede observarse que la correspondencia entre la $\langle \sigma_t \rangle$ calculada con este método de simulación y la curva teórica es excelente para gran parte del rango de frecuencia simulado. En baja frecuencia el ajuste es excelente, en alta frecuencia las diferencias con respecto al valor teórico son mínimas, y la zona de resonancia está claramente identificada en la simulación, mientras que en las curvas teóricas no aparecía.

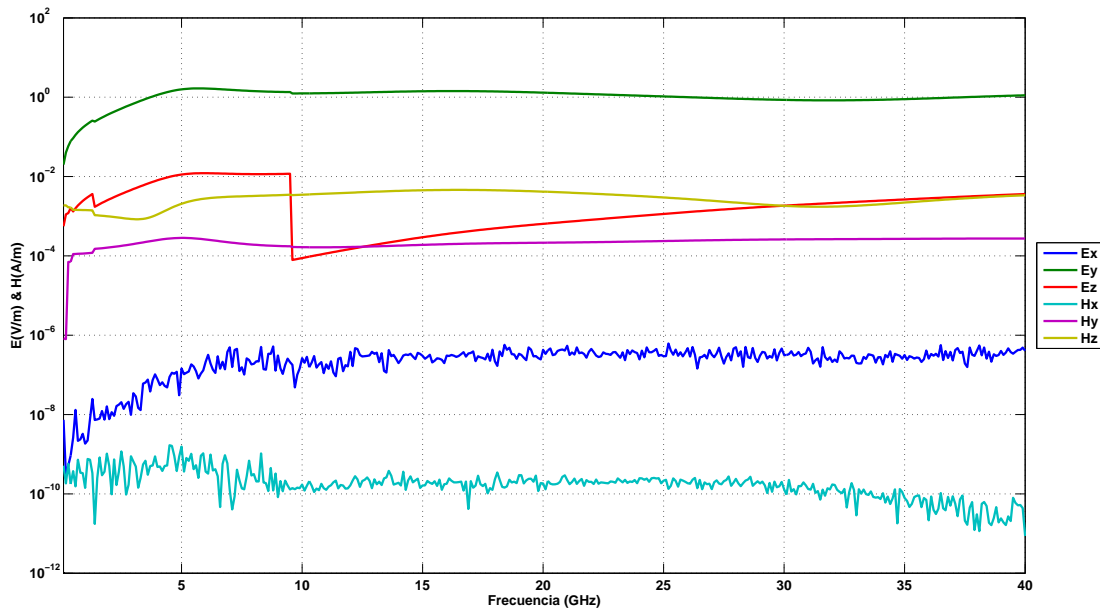


Figura 4.36: Módulo de las componentes de campo eléctrico y magnético en el punto central de la apertura para la PW1.

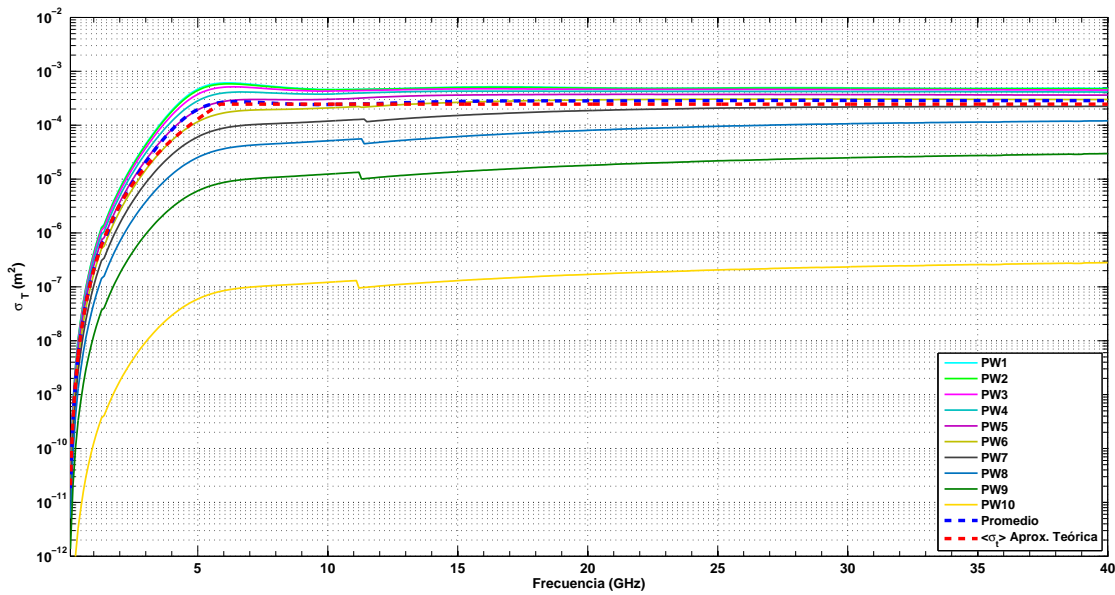


Figura 4.37: Sección transversal de transmisión de la apertura circular para las ondas planas de la 1 a la 10.

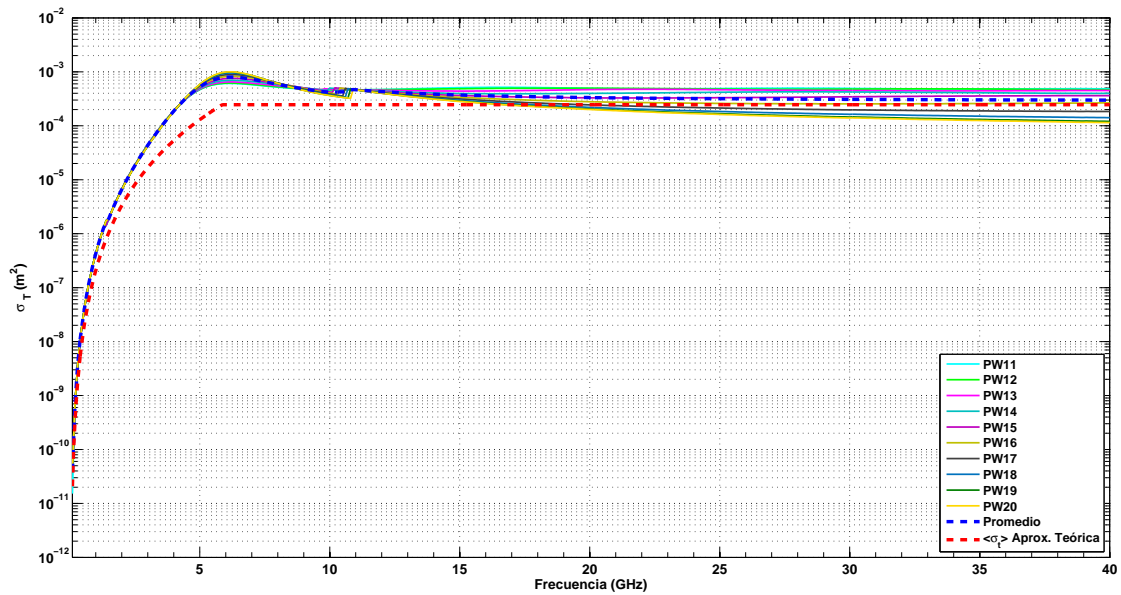


Figura 4.38: Sección transversal de transmisión de la apertura circular para las ondas planas de la 11 a la 20.

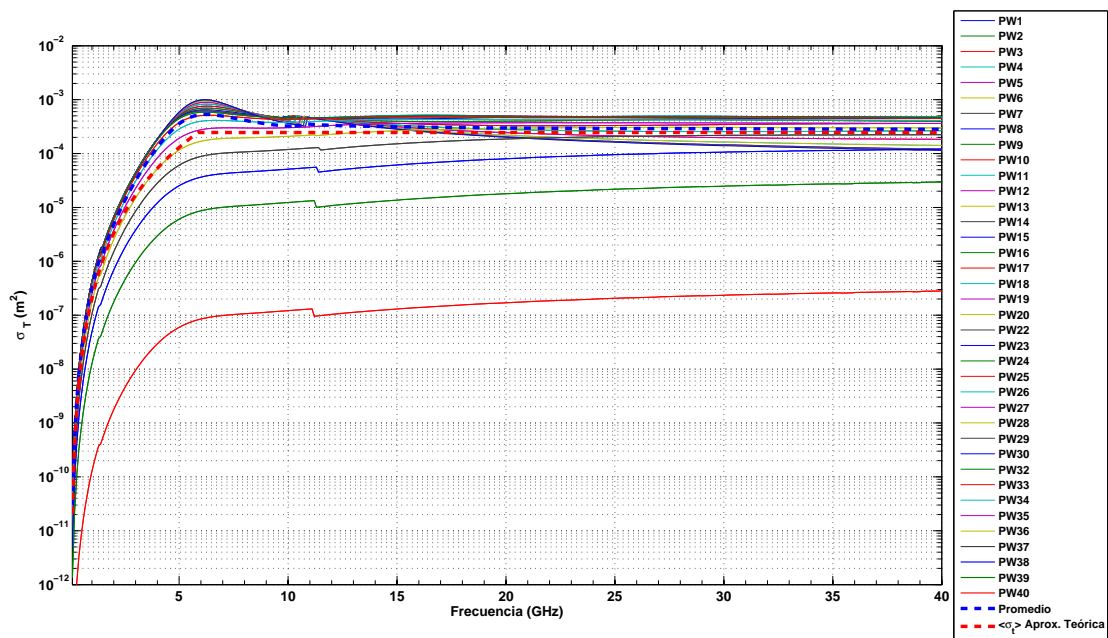


Figura 4.39: Sección transversal de transmisión de la apertura circular para todos los ángulos de incidencia y polarizaciones.

4.5.2.3. Aplicación a la apertura cuadrada

La segunda forma geométrica con la que vamos a comprobar el método implementado es la apertura cuadrada. En la Figura 4.40 se puede ver cómo las superficies de integración donde calculamos el vector de Poynting deben contener completamente a la apertura. Se trata de una apertura cuadrada de 25 mm de lado, y en este caso se ha comprobado la precisión en el cálculo del vector de Poynting repitiendo el cálculo en dos superficies de integración, ambas discretizadas con puntos separados 1 mm. Todas las caras de las superficies de integración están separadas al doble de distancia del centro de la apertura, por ejemplo, en el primer cálculo la distancia de la cara \hat{x} es 3 mm y en el segundo 6 mm, como puede verse en la Figura 4.40. En el primer caso, el número de puntos en el eje \hat{x} es $N = 3$, en el eje \hat{y} es $M = 31$ y en el eje \hat{z} es $P = 31$, lo que hace un total de 1333 puntos, igual que en el caso de la apertura circular. En el segundo caso, el número de puntos en el eje \hat{x} es $N = 6$, en el eje \hat{y} es $M = 61$ y en el eje \hat{z} es $P = 61$, lo que hace un total de 5185 puntos.

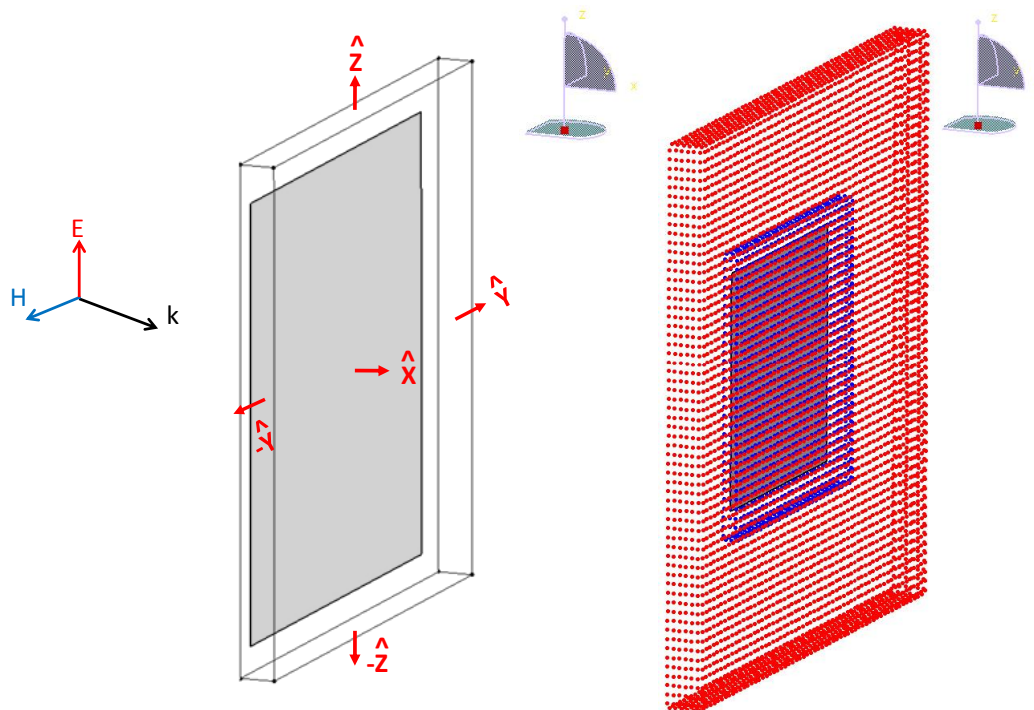


Figura 4.40: Apertura cuadrada con los puntos donde se calculan los campos electromagnéticos y las superficies de integración.

Se ha seguido el mismo procedimiento de simulación que para el caso de la apertura circular. En la Figura 4.41 se muestra la malla utilizada para las simulaciones. Dicha malla está realizada a 10 divisiones por longitud de onda (div/λ) para una frecuencia de 20 GHz que era el objetivo inicial. En la Tabla 4.5 se detallan las características principales del mallado utilizado desde el punto de vista de la simulación.

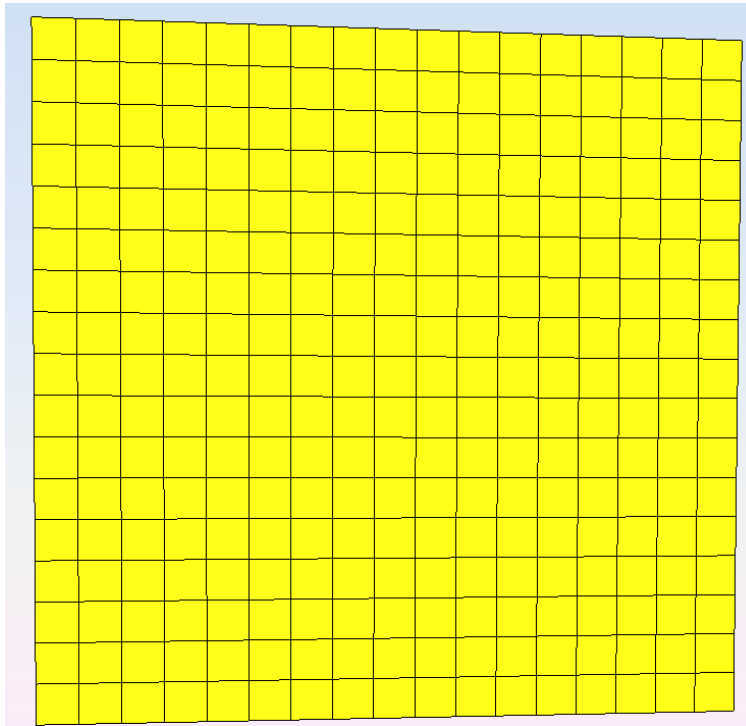


Figura 4.41: Malla utilizada para las simulaciones de la apertura cuadrada.

Nº de Nodos	Nº de Elementos (Subparches)	Nº de Incógnitas (Subdominios)
1225	289	544

Tabla 4.5: Parámetros de la malla utilizada para la apertura cuadrada.

La máquina utilizada en las simulaciones es la misma que para el caso de la apertura circular. En la Tabla 4.6 se detallan los tiempos necesarios para realizar la simulación de la frecuencia más baja 100 MHz, la más alta 40 GHz, el tiempo total necesario para todas las frecuencias y el coste total para la obtención de la sección transversal de transmisión promedio calculando las 40 PWs de la Tabla 4.2. El tiempo del coste total para 40 PWs se ha calculado utilizando un único *core* de la máquina. En el caso de utilizar toda la capacidad de la máquina para simular las 40 PWs el tiempo necesario sería 11 horas con 40 minutos, dos tandas de 350 minutos.

1ª Frec. (s)	Última Frec. (s)	Tiempo Total 1 PW (min)	Tiempo Total 40 PWs (días)
166	37	350	9,7

Tabla 4.6: Costes de CPU para la apertura cuadrada.

La comprobación de la precisión en el cálculo del vector de Poynting se ha hecho para las ondas planas PW1, PW4, PW7, PW11, PW14 y PW17. En la Figura 4.42 se pueden ver las diferencias encontradas en el cálculo de la sección transversal de transmisión con 5185 puntos de integración a 6 mm de la apertura y 1333 puntos a 3 mm. La máxima diferencia se encuentra en 4,9 GHz donde en las PW7 y PW17 hay $4,5e^{-5}mm^2$ entre la sección calculada a 6 mm y la calculada a 3 mm. Si comparamos las secciones transversales de transmisión se puede concluir que el error cometido es aproximadamente de un 3,2% atribuible a la precisión del cálculo por integración de la potencia transmitida a distintas distancias de la apertura.

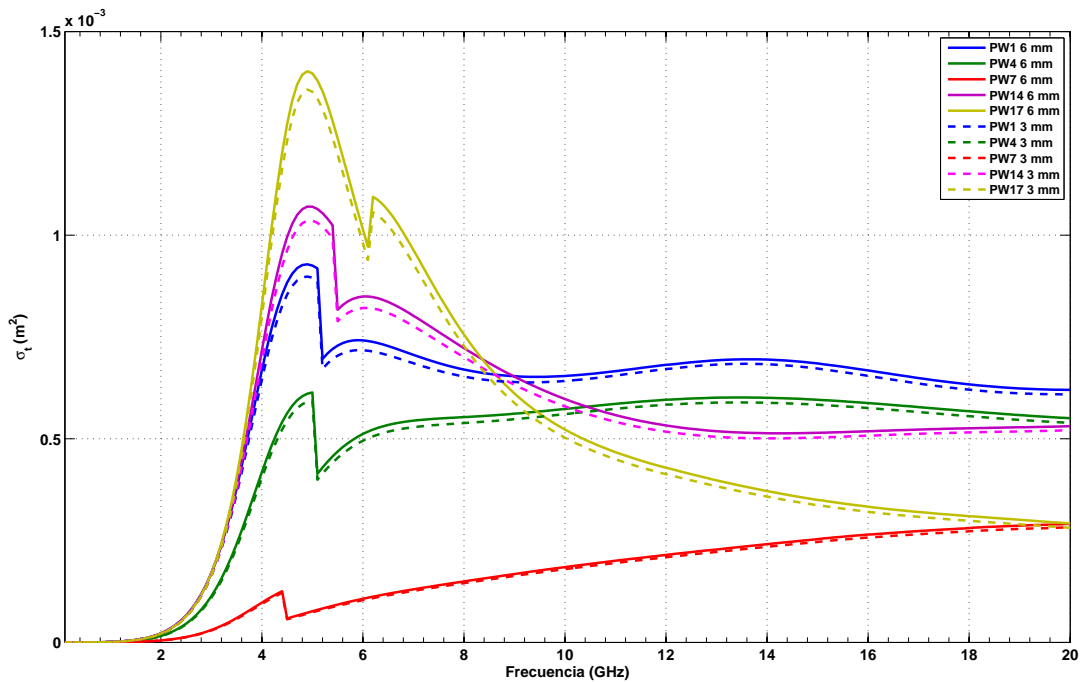


Figura 4.42: Comparación de la sección transversal de transmisión calculada para la superficie de integración a 3 y a 6 mm.

A continuación vamos a realizar el mismo estudio que para la apertura circular observando el módulo del campo total eléctrico y magnético en las Figuras 4.43 y 4.44, el comportamiento en frecuencia de las tres componentes de los campos electromagnéticos para un punto situado en el centro de la apertura en la Figura 4.45, y el análisis de la sección transversal de transmisión calculada para las diferentes configuraciones de onda plana en las Figuras 4.46, 4.47, 4.48.

En las Figuras 4.43 y 4.44 podemos observar cómo, de forma general, el campo total, eléctrico o magnético, sigue la misma tendencia con la frecuencia en todos los puntos con diferencias en la amplitud. Al igual que en el caso de la apertura circular no presenta ni grandes variaciones ni resonancias muy estrechas debido a la forma suave de la apertura y a sus simetrías. Con respecto a la Figura 4.45, al igual que en la Figura 4.36, podemos destacar cómo casi toda la energía de la

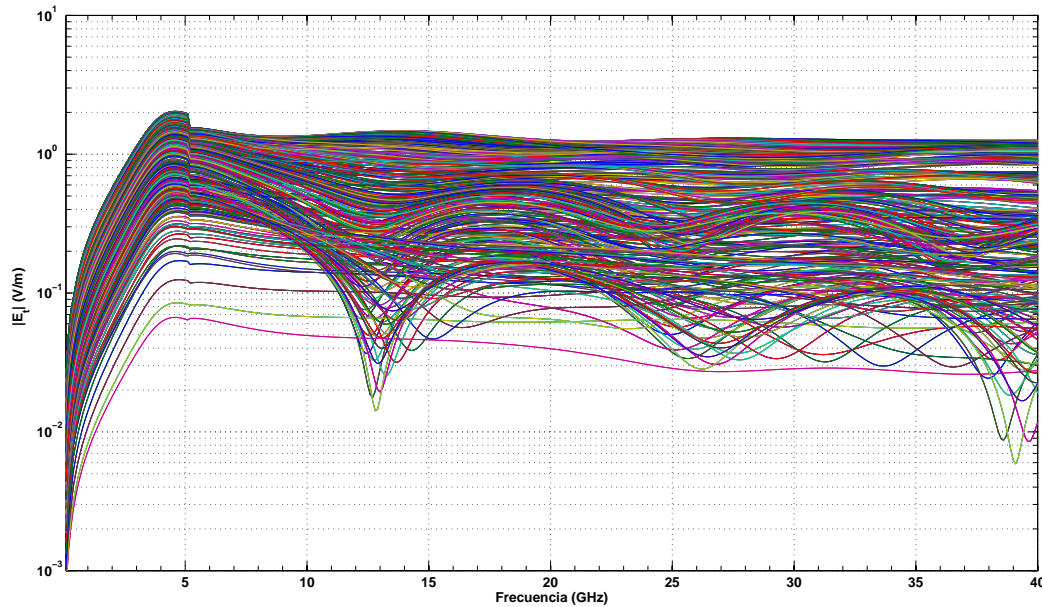


Figura 4.43: Módulo del campo total eléctrico de todos los puntos de la superficie de integración para la PW1.

señal está concentrada en la componente E_y del campo eléctrico y en H_z del campo magnético. En cambio, el contenido de energía de las componentes E_x , E_z , H_x y H_y es casi nulo.

En la Figura 4.46 se analizan los casos de ondas planas desde la PW1 a la PW10, cuya dirección de incidencia varía en θ y tienen polarización horizontal. Al igual que en la apertura circular se observa cómo la sección transversal de transmisión de la apertura cuadrada varía básicamente en función del ángulo que forma la señal incidente con la apertura, disminuyendo la potencia de transmisión al otro lado en todo el rango de frecuencias. La forma general de las trazas es suave debido a que la geometría de la apertura no tiene grandes variaciones y tiene simetría. Las ondas planas desde PW31 hasta la PW40 cuya dirección de incidencia varía en ϕ con polarización vertical presentan los mismos resultados. Se puede apreciar en este caso como la sección transversal de transmisión promedio de las ondas planas con variación en θ con polarización horizontal se ajusta perfectamente a la curva teórica descrita por el método de aproximación.

En la Figura 4.47 se analizan los casos de las ondas planas desde la PW11 hasta la PW20, cuya dirección de incidencia varía en θ , pero con polarización vertical. En este caso se observa cómo la sección transversal de transmisión de la apertura cuadrada varía únicamente en función del ángulo que forma la señal incidente con la apertura en alta frecuencia, mientras que en baja frecuencia, la potencia transmitida al otro lado de la apertura es siempre la misma, al igual que en el caso de la apertura circular. Este comportamiento también se repite para las ondas planas desde la PW21 hasta la PW30 cuya dirección de incidencia varía en ϕ con polarización

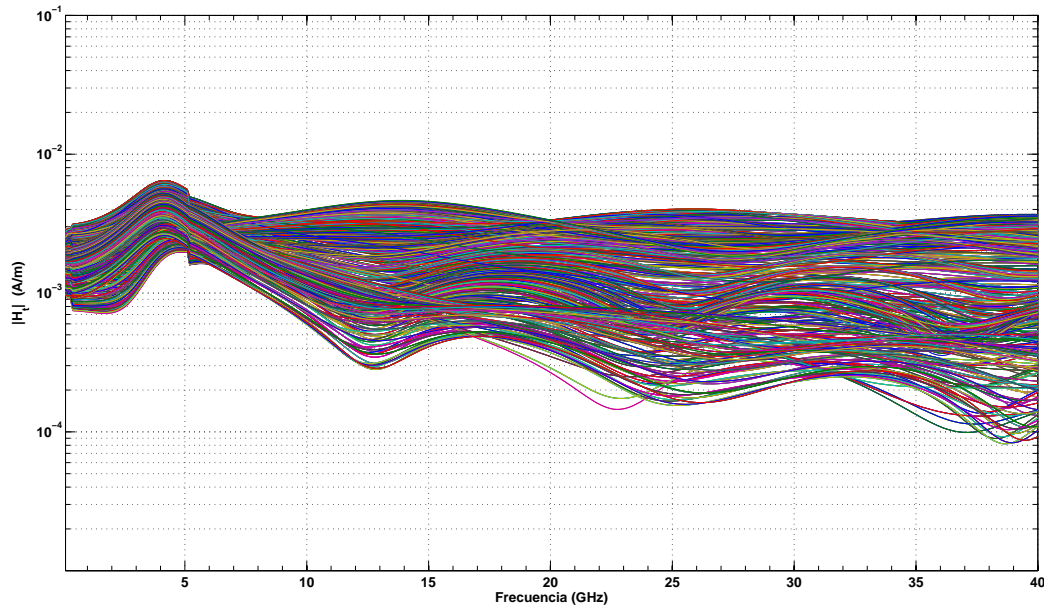


Figura 4.44: Módulo del campo total magnético de todos los puntos de la superficie de integración para la PW1.

horizontal. Este conjunto de ondas planas incidentes se ajusta perfectamente a la teoría de la aproximación de alta frecuencia pero no se ajusta tan bien a la aproximación de los momentos dipolares de baja frecuencia.

Por último, en la Figura 4.48 se puede ver el resultado final de este estudio, la sección transversal promedio de las 40 ondas planas simuladas, comparada con la curva teórica que unifica la aproximación de los momentos dipolares equivalentes para baja frecuencia con la aproximación de óptica geométrica para alta según la ecuación 3.74. Al igual que en el caso de la apertura circular, en esta gráfica puede observarse la correspondencia entre la $\langle \sigma_t \rangle$ calculada con este método de simulación y la curva teórica es excelente para gran parte del ancho de banda simulado. En baja frecuencia el ajuste es excelente, en alta frecuencia las diferencias con respecto al valor teórico son mínimas, y la zona de resonancia está claramente identificada en la simulación, mientras que en las curvas teóricas no aparecía.

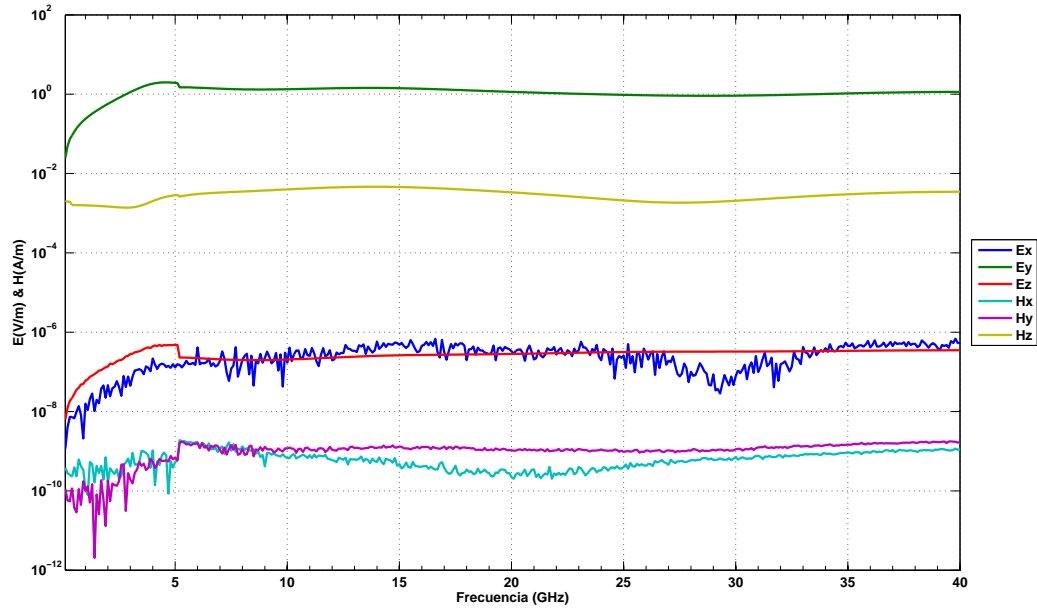


Figura 4.45: Módulo de las componentes de campo eléctrico y magnético en el punto central de la apertura para la PW1.

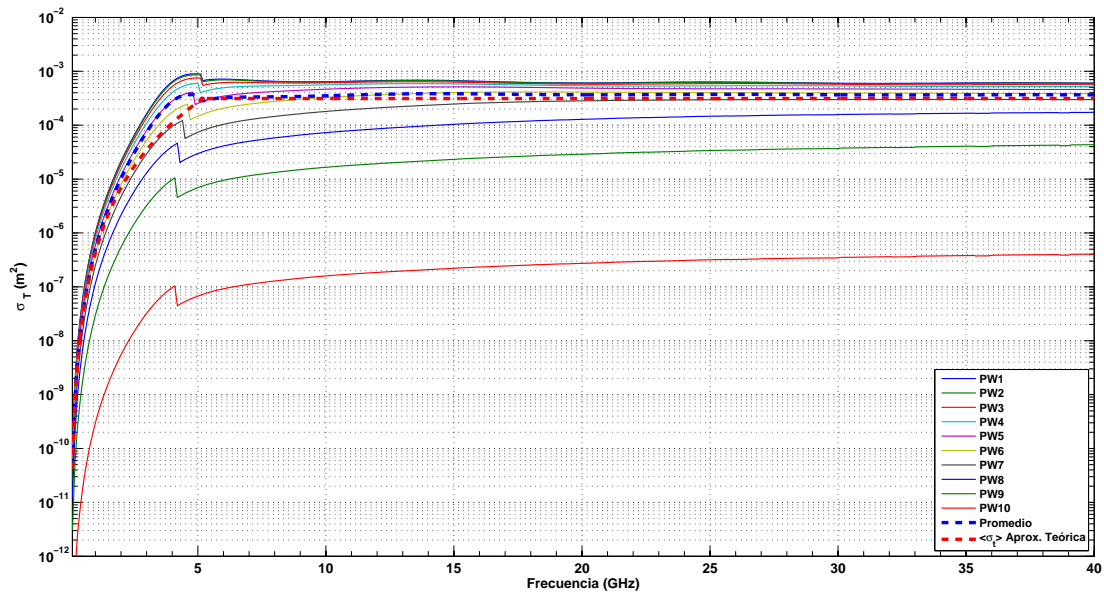


Figura 4.46: Sección transversal de transmisión de la apertura cuadrada para las ondas planas de la 1 a la 10.

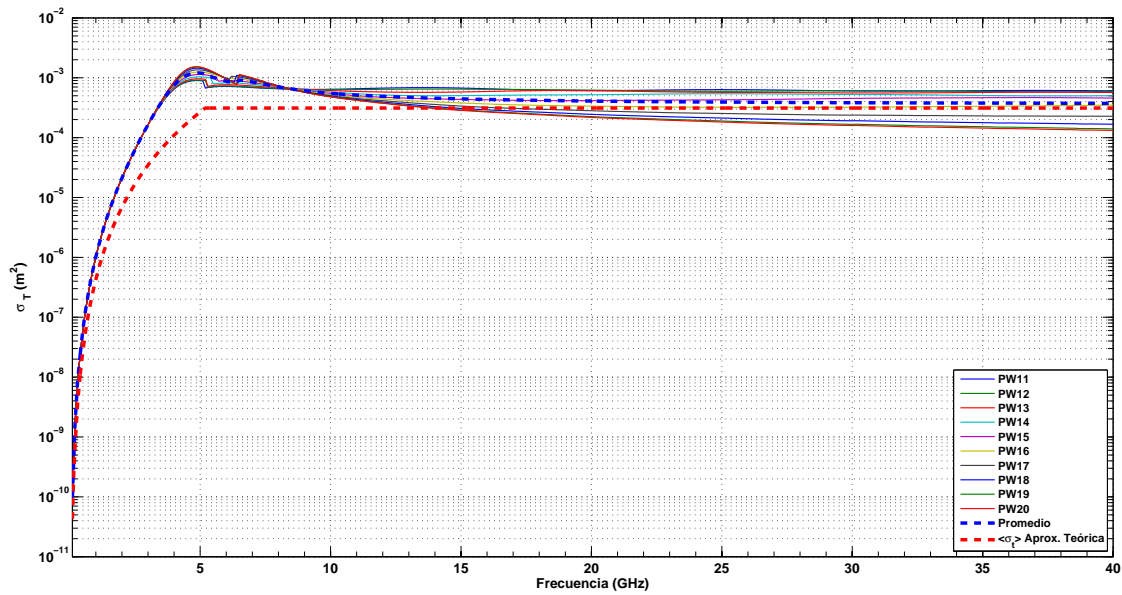


Figura 4.47: Sección transversal de transmisión de la apertura cuadrada para las ondas planas de la 11 a la 20.

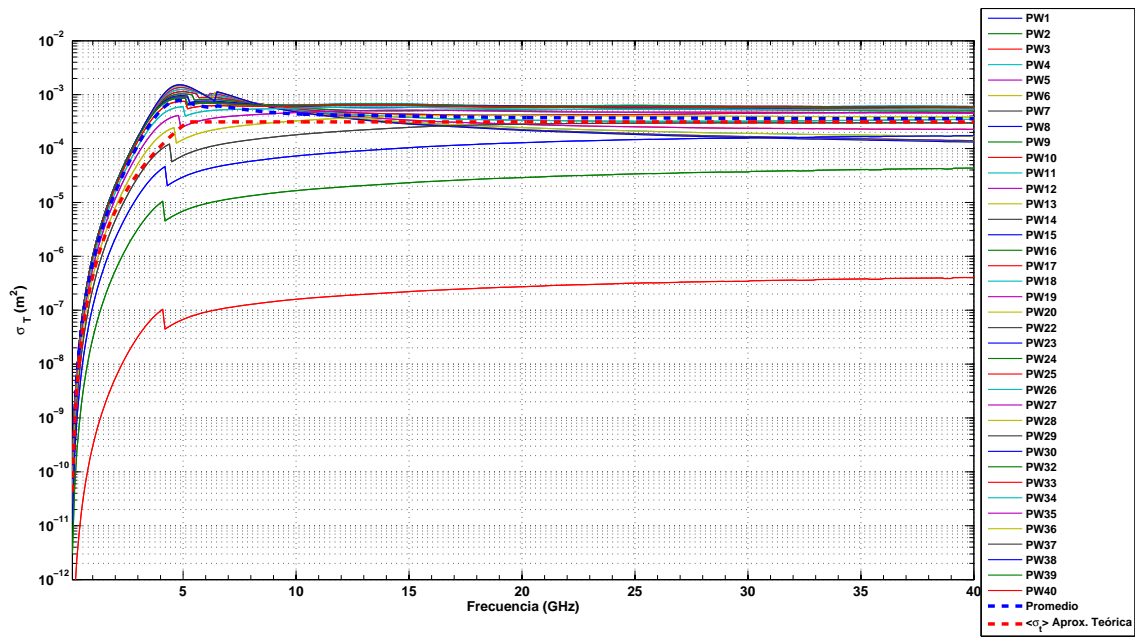


Figura 4.48: Sección transversal de transmisión de la apertura cuadrada para todos los ángulos de incidencia y polarizaciones.

4.5.2.4. Aplicación a una apertura de forma arbitraria

La tercera forma geométrica con la que vamos a probar el método implementado es una apertura de forma arbitraria. En la Figura 4.49 se puede ver tanto la forma de la apertura como las superficies de integración donde calculamos el vector de Poynting. En este caso se trata de una apertura de forma arbitraria que coincide con el caso de estudio del apartado 4.4. Al igual que para los casos anteriores, las superficies de integración están discretizadas con puntos separados 1 mm, es decir, $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 1mm$, como puede verse en la Figura 4.49. El número de puntos en el eje \hat{x} es $N = 3$, en el eje \hat{y} es $M = 33$ y en el eje \hat{z} es $P = 46$, lo que hace un total de 1992 puntos.

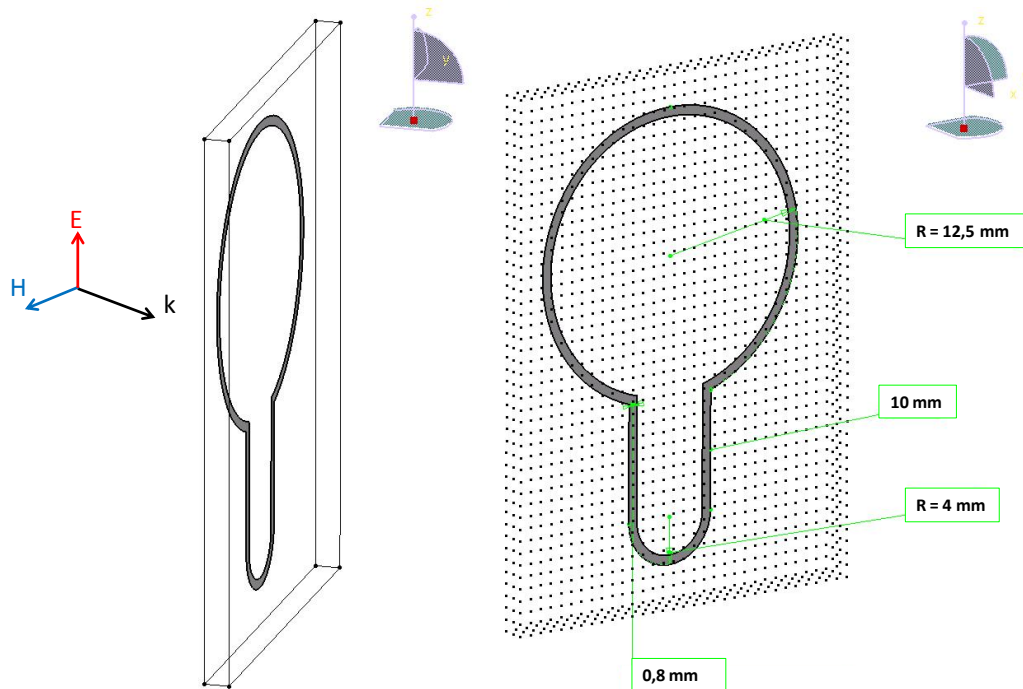


Figura 4.49: Apertura de forma arbitraria con los puntos donde se calculan los campos electromagnéticos y superficies de integración.

En esta apertura existen diferencias entre la parte de arriba y la de abajo por lo que se ha modificado la Tabla 4.2 para calcular la sección transversal de transmisión promedio teniendo en cuenta esta falta de simetría. La Tabla 4.7 define las direcciones y polarizaciones de las ondas planas utilizadas en este caso.

Tabla 4.7: Polarización y dirección de la señal incidente.

Número PW	$\alpha_i(^{\circ})$	\vec{k}		\vec{E}_i		Polarización
		$\theta(^{\circ})$	$\phi(^{\circ})$	E_{θ}	E_{ϕ}	
1	89	1	180	0	1	Horizontal
2	80	10	180	0	1	Horizontal
3	70	20	180	0	1	Horizontal
4	60	30	180	0	1	Horizontal
5	50	40	180	0	1	Horizontal
6	40	50	180	0	1	Horizontal
7	30	60	180	0	1	Horizontal
8	20	70	180	0	1	Horizontal
9	10	80	180	0	1	Horizontal
10	0	90	180	0	1	Horizontal
11	-10	100	180	0	1	Horizontal
12	-20	110	180	0	1	Horizontal
13	-30	120	180	0	1	Horizontal
14	-40	130	180	0	1	Horizontal
15	-50	140	180	0	1	Horizontal
16	-60	150	180	0	1	Horizontal
17	-70	160	180	0	1	Horizontal
18	-80	170	180	0	1	Horizontal
19	-89	179	180	0	1	Horizontal
20	89	1	180	1	0	Vertical
21	80	10	180	1	0	Vertical
22	70	20	180	1	0	Vertical
23	60	30	180	1	0	Vertical
24	50	40	180	1	0	Vertical
25	40	50	180	1	0	Vertical
26	30	60	180	1	0	Vertical
27	20	70	180	1	0	Vertical
28	10	80	180	1	0	Vertical
29	0	90	180	1	0	Vertical
30	-10	100	180	1	0	Vertical
31	-20	110	180	1	0	Vertical
32	-30	120	180	1	0	Vertical

Continúa en la página siguiente

Tabla 4.7 – continúa en la página anterior

Número PW	$\alpha_i(^{\circ})$	\vec{k}		\vec{E}_i		Polarización
		$\theta(^{\circ})$	$\phi(^{\circ})$	E_{θ}	E_{ϕ}	
33	-40	130	180	1	0	Vertical
34	-50	140	180	1	0	Vertical
35	-60	150	180	1	0	Vertical
36	-70	160	180	1	0	Vertical
37	-80	170	180	1	0	Vertical
38	-89	179	180	1	0	Vertical
39	0	90	180	0	1	Horizontal
40	10	90	170	0	1	Horizontal
41	20	90	160	0	1	Horizontal
42	30	90	150	0	1	Horizontal
43	40	90	140	0	1	Horizontal
44	50	90	130	0	1	Horizontal
45	60	90	120	0	1	Horizontal
46	70	90	110	0	1	Horizontal
47	80	90	100	0	1	Horizontal
48	89	90	91	0	1	Horizontal
49	0	90	180	1	0	Vertical
50	10	90	170	1	0	Vertical
51	20	90	160	1	0	Vertical
52	30	90	150	1	0	Vertical
53	40	90	140	1	0	Vertical
54	50	90	130	1	0	Vertical
55	60	90	120	1	0	Vertical
56	70	90	110	1	0	Vertical
57	80	90	100	1	0	Vertical
58	89	90	91	1	0	Vertical

En la Figura 4.50 se muestra la malla utilizada para las simulaciones. Dicha malla está realizada a 20 divisiones por longitud de onda (div/λ) para una frecuencia de 45 GHz ya que es una apertura muy estrecha y se necesita una malla más fina para capturar bien la geometría de la apertura. En la Tabla 4.8 se detallan las características principales del mallado utilizado desde el punto de vista de la simulación.

La máquina utilizada en las simulaciones es la misma que para el caso de la apertura circular. En la Tabla 4.9 se detallan los tiempos necesarios para realizar la simulación de la frecuencia

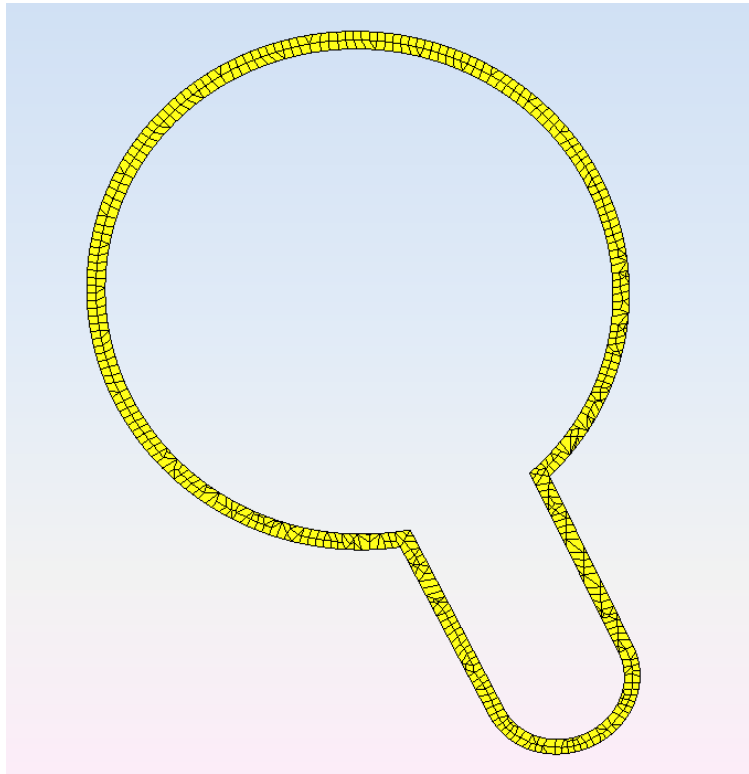


Figura 4.50: Malla utilizada para las simulaciones de la apertura de forma arbitraria.

Nº de Nodos	Nº de Elementos (Subparches)	Nº de Incógnitas (Subdominios)
2932	623	930

Tabla 4.8: Parámetros de la malla utilizada para la apertura de forma arbitraria.

más baja 100 MHz, la más alta 40 GHz, el tiempo total necesario para todas las frecuencias y el coste total para la obtención de la sección transversal de transmisión promedio calculando las 58 PWs de la Tabla 4.7. El tiempo del coste total para 58 PWs se ha calculado utilizando un único *core* de la máquina. En el caso de utilizar toda la capacidad de la máquina para simular las 58 PWs el tiempo necesario sería 27 horas con 24 minutos, dos tandas de 822 minutos.

1ª Frec. (s)	Última Frec. (s)	Tiempo Total 1 PW (min)	Tiempo Total 58 PWs (días)
460	85	822	33,1

Tabla 4.9: Costes de CPU para la apertura de forma arbitraria.

Al ser una apertura muy estrecha (en una de sus dimensiones mide $0,8mm$), se ha estudiado el efecto de disminuir la separación entre los puntos de integración calculándose el vector de

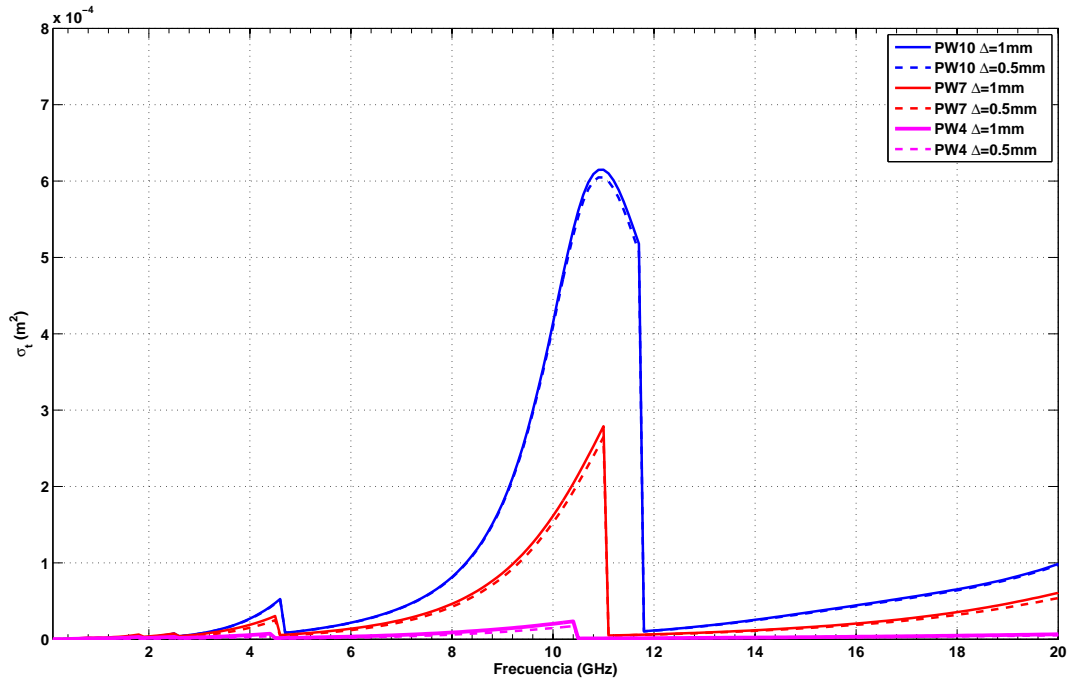


Figura 4.51: Comparación de la sección transversal de transmisión calculada para la superficie de integración con 1 y 0,5 mm de separación entre puntos.

Poynting sobre las mismas superficies pero con puntos separados $0,5mm$ y $0,25mm$. Para el caso de $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0,5mm$ el número de puntos en el eje \hat{x} es $N = 5$, en el eje \hat{y} es $M = 59$ y en el eje \hat{z} es $P = 89$, lo que hace un total de 6731 puntos. Y para el caso de $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0,25mm$ el número de puntos en el eje \hat{x} es $N = 11$, en el eje \hat{y} es $M = 117$ y en el eje \hat{z} es $P = 177$, lo que hace un total de 27177 puntos. Se ha calculado la sección transversal de transmisión para los ángulos de incidencia de la PW4, PW7 y PW10 para el caso de puntos separados $0,5mm$ y la PW10 para el caso de los puntos separados $0,25mm$. En las Figuras 4.51 y 4.52 podemos ver las diferencias encontradas con el cálculo inicial con puntos separados $1mm$. La máxima diferencia se encuentra en 11 GHz en la PW10 donde hay $1,01e^{-5}mm^2$ entre la sección calculada con $1mm$ y la calculada con $0,5mm$, mientras que la diferencia es de $1,08e^{-5}mm^2$ entre la sección calculada con $1mm$ y la calculada con $0,25mm$. Estas diferencias representan un error aproximadamente de un 1,64 % en el primer caso y un 1,76 % en el segundo atribuible a la precisión del cálculo por integración de la potencia transmitida. El resto de simulaciones de este apartado se han realizado con una separación de $1mm$ ya que el incremento del coste computacional y uso de memoria que supone el incremento en el número de puntos no representa una gran mejora de los resultados.

A continuación vamos a realizar el mismo estudio que para la apertura circular observando el módulo del campo total eléctrico y magnético en las Figuras 4.53 y 4.54, el comportamiento

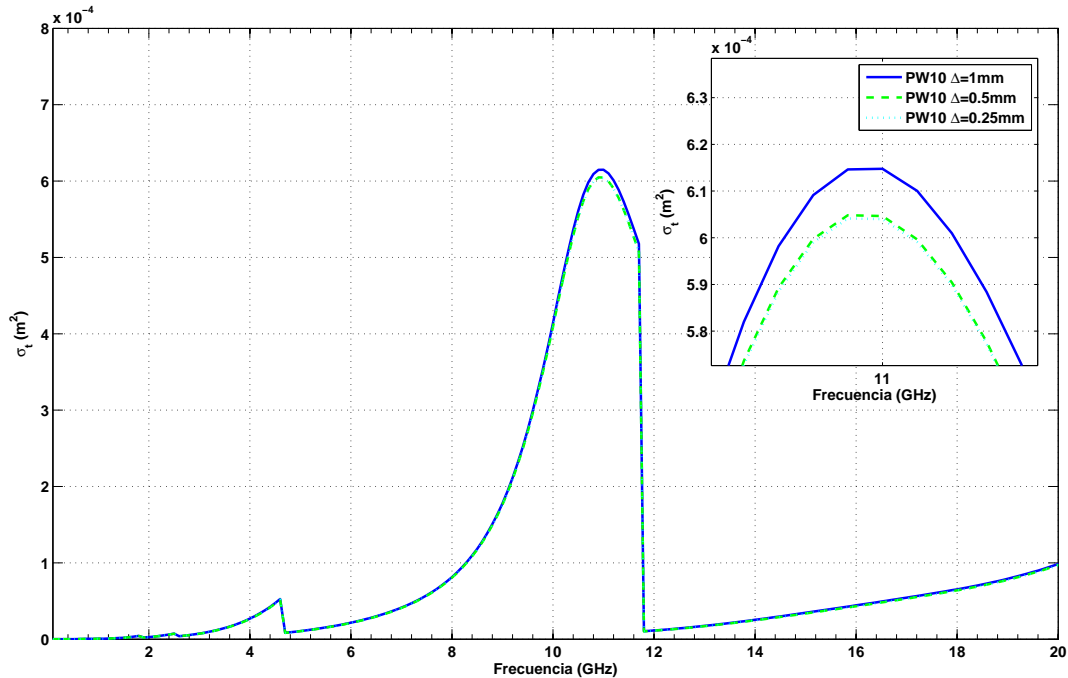


Figura 4.52: Comparación de la sección transversal de transmisión calculada para la superficie de integración con 1, 0,5 y 0,25 mm de separación entre puntos.

en frecuencia de las tres componentes de los campos electromagnéticos para un punto situado en el centro de la apertura en la Figura 4.55, y el análisis de la sección transversal de transmisión calculada para las diferentes configuraciones de onda plana en las Figuras 4.56, 4.57, 4.58, 4.59 y 4.60.

En las Figuras 4.53 y 4.54 podemos observar cómo, de forma general, el campo total, eléctrico o magnético, sigue la misma tendencia con la frecuencia en todos los puntos con diferencias en la amplitud. En contraste con el caso de la apertura circular, los niveles de campo presentan grandes variaciones y resonancias debido a la forma de la apertura y a sus asimetrías. Con respecto a la Figura 4.55 podemos destacar cómo casi toda la energía de la señal está concentrada en la componente E_y del campo eléctrico y en H_z del campo magnético. Aunque, a diferencia de las aperturas vistas hasta ahora, el contenido de energía de las componentes E_x , E_z , H_x y H_y es significativo.

En la Figura 4.56 se analizan los casos de ondas planas desde la PW1 a la PW19, cuya dirección de incidencia varía en θ y tienen polarización horizontal. Al igual que en la apertura circular y cuadrada se observa cómo la sección transversal de transmisión de la apertura con forma arbitraria varía básicamente en función del ángulo que forma la señal incidente con la apertura, disminuyendo la potencia de transmisión al otro lado en todo el rango de frecuencias. La forma de las trazas no es suave, tiene grandes variaciones a diferentes frecuencias, debido a la

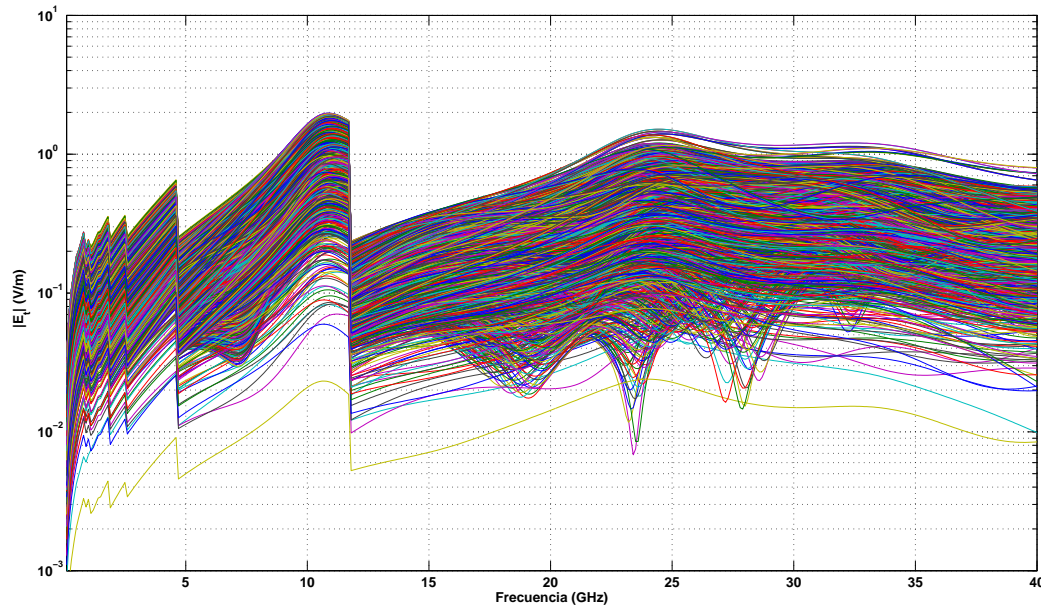


Figura 4.53: Módulo del campo total eléctrico de todos los puntos de la superficie de integración para la PW10.

geometría de la apertura. Las curvas de las ondas planas desde PW1 hasta la PW19 presentan los mismos resultados por parejas, es decir, la sección transversal de transmisión de la PW1 y de la PW19 son iguales, lo mismo para la PW2 y la PW18, y así sucesivamente. En este caso no se observa ninguna simetría con otro tipo de dirección y polarización de la Tabla 4.7.

En la Figura 4.57 se analizan los casos de las ondas planas desde la PW20 hasta la PW38, cuya dirección de incidencia varía en θ , pero con polarización vertical. En este caso se observa cómo la sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria varía muy poco en todo el rango de frecuencias, la potencia transmitida al otro lado de la apertura es siempre parecida. La forma y amplitud de las curvas es muy diferente a las curvas de la Figura 4.56, presenta frecuencias de resonancia diferentes y el nivel de potencia transmitida al otro lado de la apertura es mucho menor.

En la Figura 4.58 se analizan los casos de ondas planas desde la PW39 a la PW48, cuya dirección de incidencia varía en ϕ y tienen polarización horizontal. En este caso se observa cómo la sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria varía muy poco en todo el rango de frecuencias, es decir, la potencia transmitida al otro lado de la apertura es siempre parecida, al igual que en el caso de la Figura 4.57. Sin embargo, la forma y amplitud de las curvas es similar a las curvas de la Figura 4.56, presenta las mismas frecuencias de resonancia y el nivel de potencia transmitida al otro lado de la apertura es algo mayor.

En la Figura 4.59 se analizan los casos de las ondas planas desde la PW49 hasta la PW58,

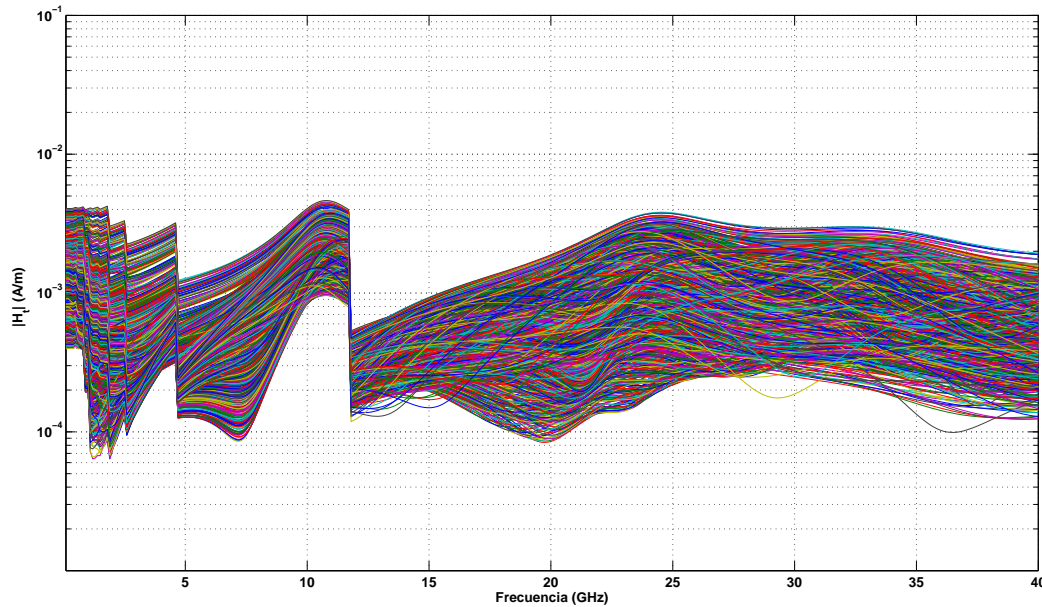


Figura 4.54: Módulo del campo total magnético de todos los puntos de la superficie de integración para la PW10.

cuya dirección de incidencia varía en ϕ , pero con polarización vertical. En este caso se observa cómo la sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria varía básicamente en función del ángulo que forma la señal incidente con la apertura, disminuyendo la potencia de transmisión al otro lado en todo el rango de frecuencias, al igual que en el caso de la Figura 4.56. Sin embargo, la forma de las curvas es similar a las curvas de la Figura 4.57, presenta las mismas frecuencias de resonancia y el nivel máximo de potencia transmitida al otro lado de la apertura es similar.

Por último, en la Figura 4.60 se puede ver el resultado final de este estudio, la sección transversal promedio de las 58 ondas planas simuladas. En esta Figura se muestra la gran variedad de resultados que puede tener la sección transversal de transmisión dependiendo de las características de la señal incidente a la apertura. En este caso no podemos comparar con una curva teórica como en los casos anteriores. Aunque sí podemos comprobar que la curva tiende a la aproximación de óptica geométrica para alta frecuencia. Según la ecuación 3.74 la sección transversal de transmisión promedio en alta frecuencia tiene que ser igual a la mitad de la superficie de la apertura, en este caso $S/2 = 4,04e - 5m^2$ (línea discontinua en rojo de la Figura 4.60). En esta gráfica puede observarse que la correspondencia entre la $\langle \sigma_t \rangle$ calculada con este método de simulación tiende al valor teórico a partir de 20 GHz aproximándose cada vez más según sube la frecuencia. El comportamiento de la apertura en la zona de resonancia ha resultado bastante impredecible con dos resonancias importantes en 4,5 y 11 GHz.

Si utilizamos el resultado obtenido en estas simulaciones para el paso final del estudio para-

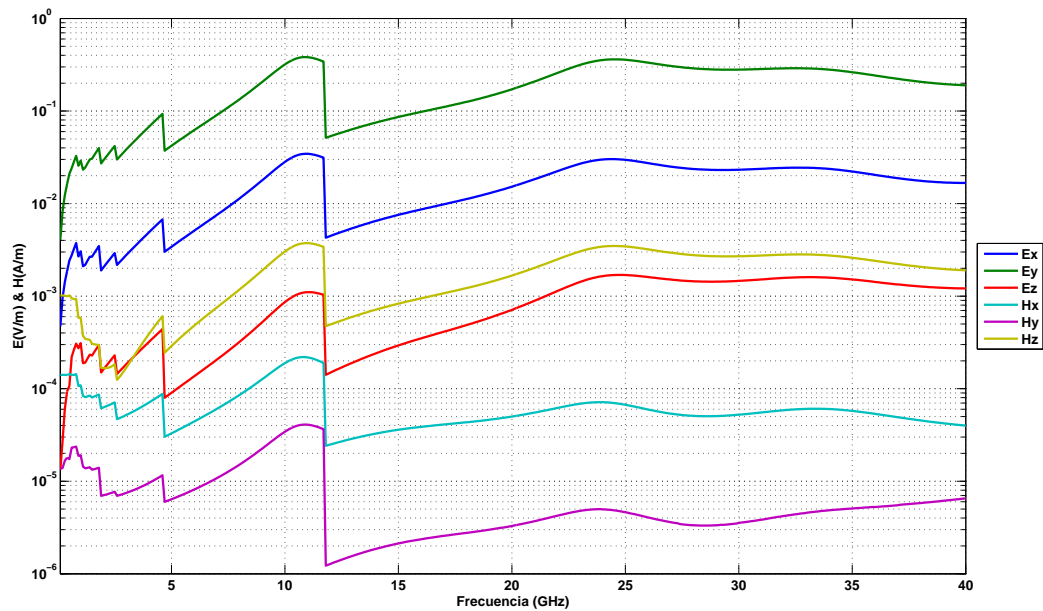


Figura 4.55: Módulo de las componentes de campo eléctrico y magnético en el punto central de la apertura para la PW10.

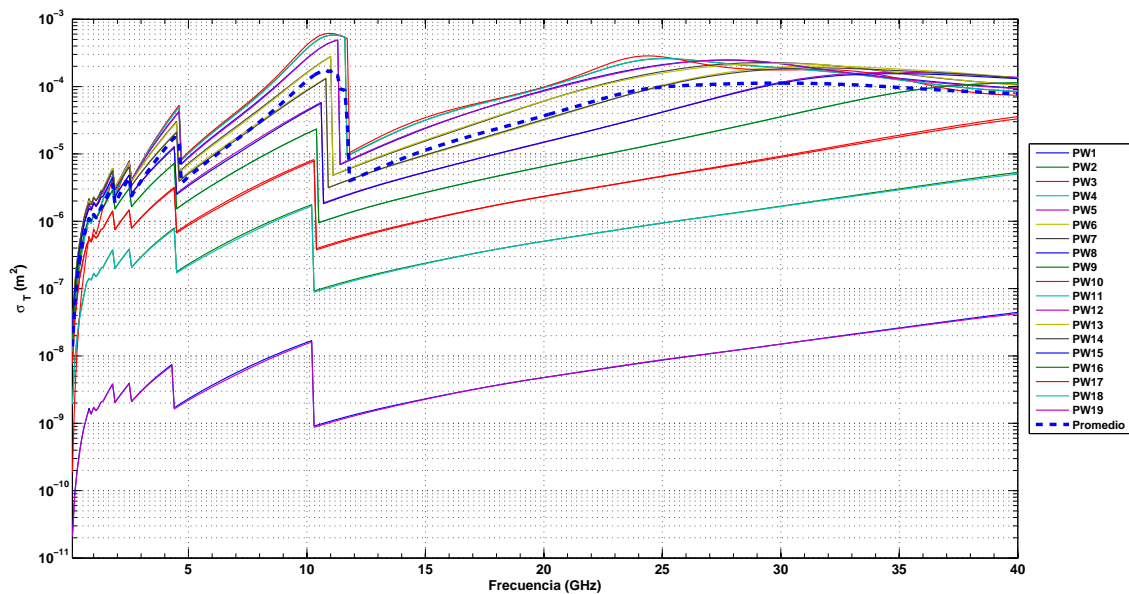


Figura 4.56: Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para las ondas planas de la 1 a la 19.

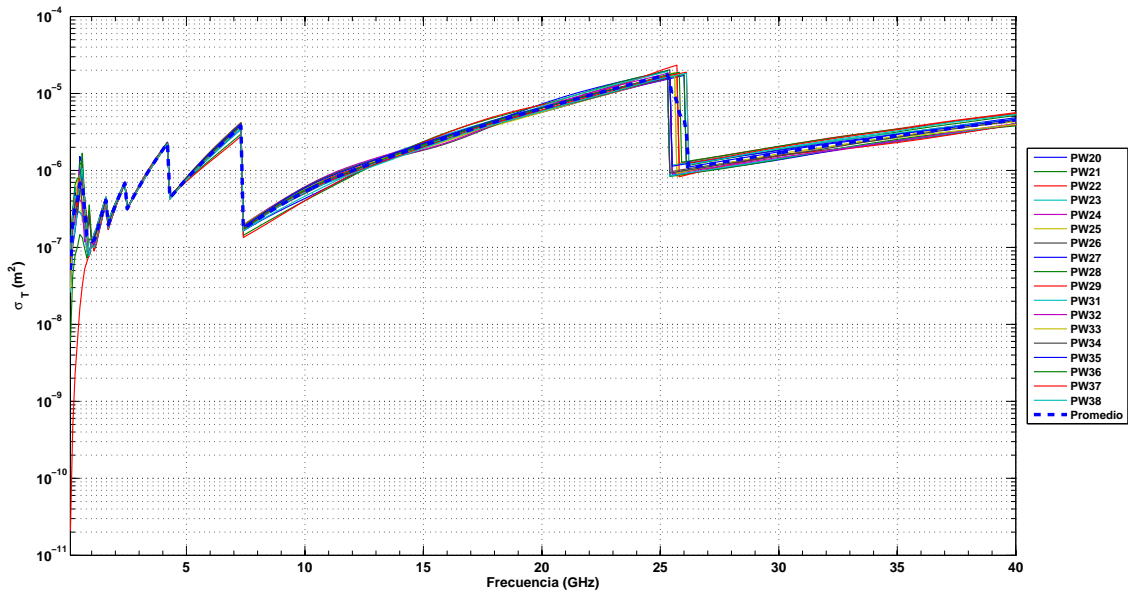


Figura 4.57: Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para las ondas planas de la 20 a la 38.

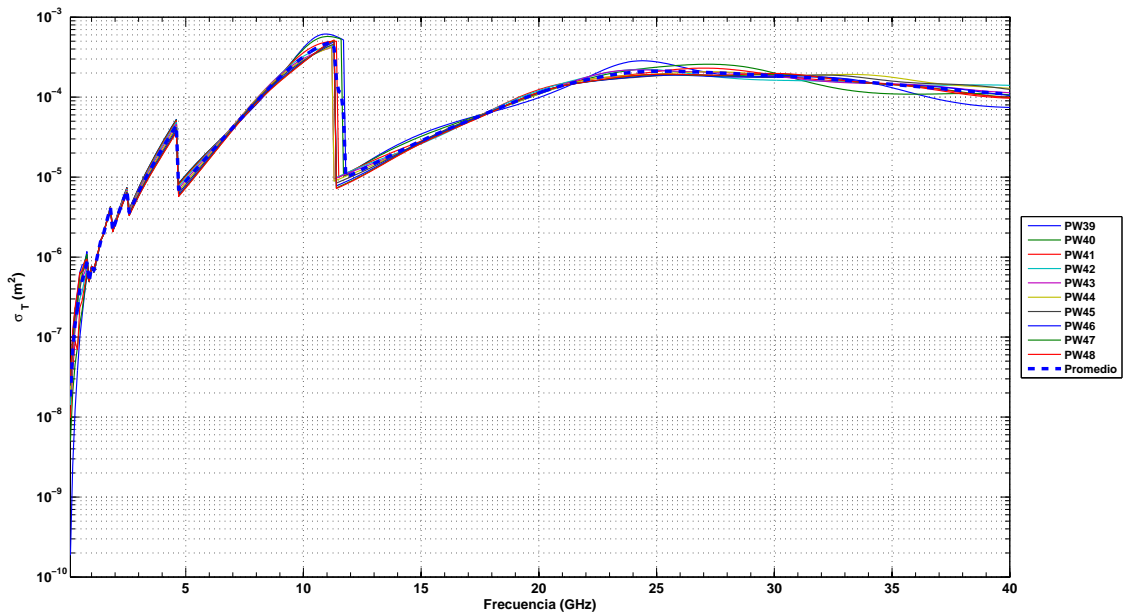


Figura 4.58: Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para las ondas planas de la 39 a la 48.

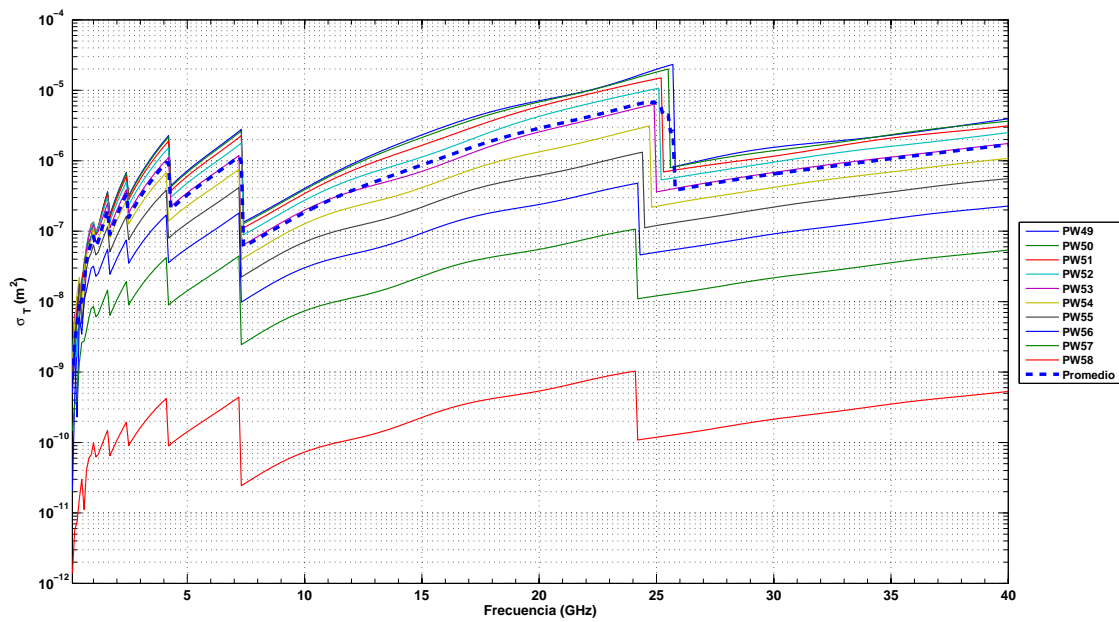


Figura 4.59: Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para las ondas planas de la 49 a la 58.

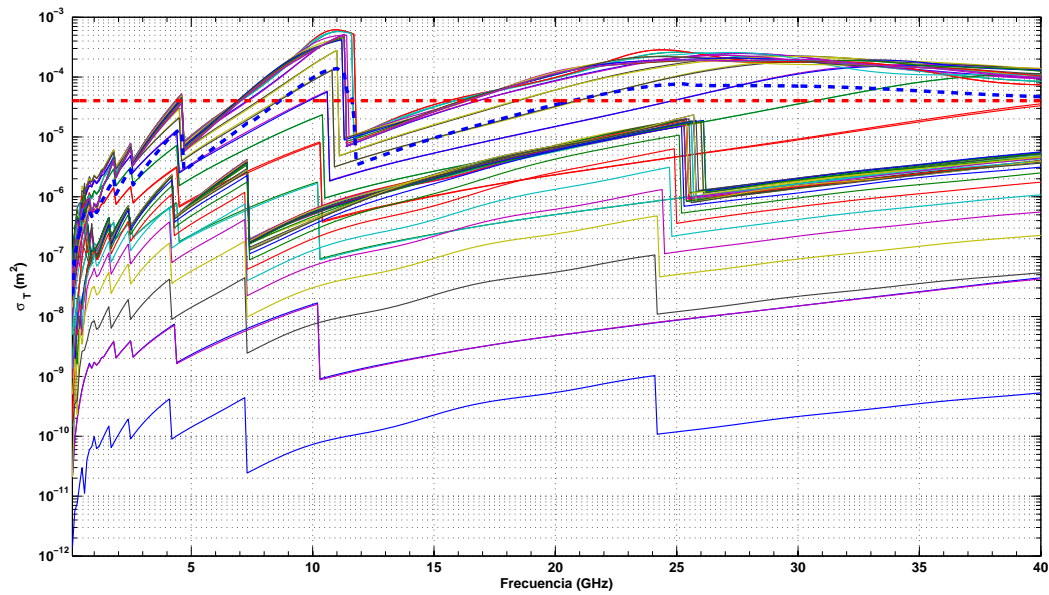


Figura 4.60: Sección transversal de transmisión de la apertura de forma arbitraria para todos los ángulos de incidencia y polarizaciones.

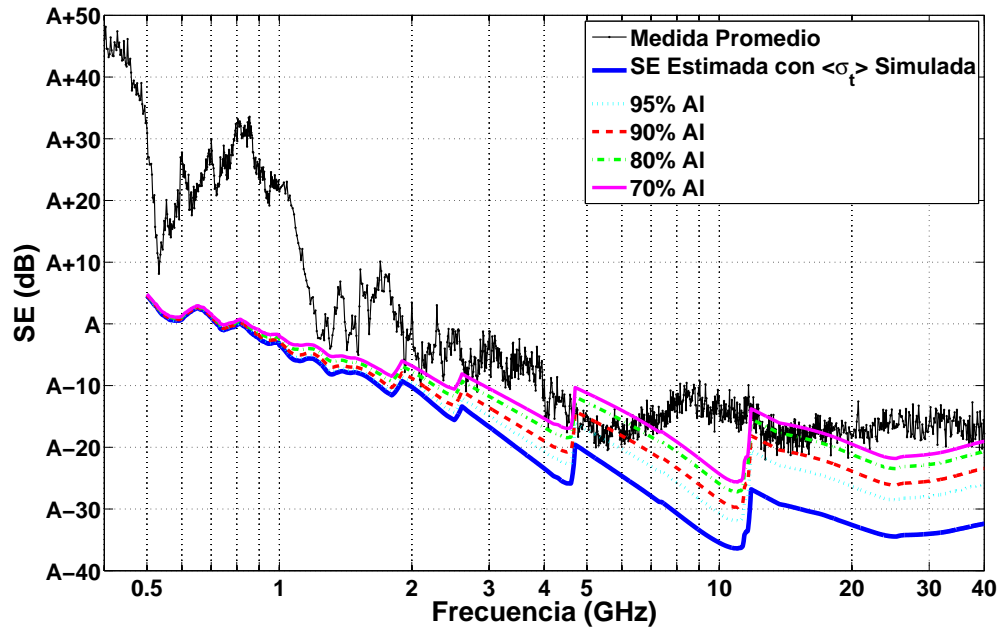


Figura 4.61: Resultados de la SE estimada variando el porcentaje de aluminio de las superficies de la cavidad principal del misil con la sección transversal promedio de la apertura arbitraria.

métrico del caso del apartado 4.4 obtenemos la Figura 4.61 en la que observamos unas curvas de apantallamiento con más resonancias que en la Figura 4.29 del estudio previo con secciones transversales de transmisión de figuras canónicas. En este caso no se ha conseguido mejorar claramente los resultados del método de estimación de apantallamiento por no tener toda la información geométrica necesaria de las aperturas reales.

4.5.3. Conclusiones

En este apartado se ha calculado la sección transversal de transmisión de una apertura mediante el SW MONURBS de simulación electromagnética de la Universidad de Alcalá. Para ello se ha implementado la técnica descrita en el apartado 3.3.3 y se ha aplicado tanto a formas canónicas conocidas, la apertura circular y la cuadrada, como a una apertura de forma arbitraria. En todos los casos se ha estudiado la sección transversal de transmisión en un amplio margen de frecuencias desde 100 MHz hasta 40 GHz y varias combinaciones de direcciones y polarizaciones de la señal incidente con el objetivo final de calcular la sección transversal de transmisión promedio de la apertura, $\langle \sigma_t \rangle$, parámetro necesario para la predicción de la efectividad de apantallamiento de estructuras.

Con los resultados de las formas canónicas se ha comprobado la validez del método. Además, se ha estudiado cómo varían los resultados de $\langle \sigma_t \rangle$ en función de distintos parámetros de la simulación como la distancia de las superficies de integración a la apertura o la distancia

de separación entre los puntos, pues ambos parámetros tienen una alta implicación en el coste computacional y de uso de memoria necesaria para los cálculos. El resultado de ambos estudios concluye que el método es suficientemente preciso con un coste reducido tanto de tiempo de CPU como de memoria. Esto le proporciona mucha versatilidad ya que para el cálculo de $\langle \sigma_t \rangle$ se precisa conocer el comportamiento de la apertura desde muchos ángulos de incidencia diferentes, lo que hace necesario repetir la simulación entre 25 y 100 veces dependiendo de la geometría de la apertura y de la precisión que se quiera conseguir.

Los resultados muestran que el método calcula el parámetro $\langle \sigma_t \rangle$ en todo el margen de frecuencias, teniendo bien identificadas las tres zonas de acoplamiento electromagnético, con la ventaja frente a los métodos aproximados de tener la información en la zona resonante. Dicha zona puede tener mayor importancia según la geometría de la apertura, como en el caso de la apertura de forma arbitraria. Como se ve en las gráficas, la cantidad de energía electromagnética que pasa a través de una apertura puede variar mucho dependiendo de la dirección y la polarización de la señal incidente. Esta propiedad de las aperturas hace que sea más interesante el conocimiento de $\langle \sigma_t \rangle$ para el diseño de una estructura con buenas características de efectividad de apantallamiento, sea cual sea la dirección de llegada y la polarización de la señal incidente.

El método desarrollado es válido, tanto para resolver casos sencillos donde se quiera conocer la potencia transmitida al otro lado de una apertura frente a una señal incidente determinada, como para calcular $\langle \sigma_t \rangle$, o para el cálculo de parámetros interesantes desde el punto de vista del diseño de arrays de antenas o de estructuras selectivas en frecuencia (FSS, del inglés *Frequency Selective Surface*). Por lo tanto, es un método válido para la predicción de la efectividad de apantallamiento de estructuras, bien frente a señales multicamino, o bien frente a señales concretas.

Capítulo 5

Conclusiones y futuras líneas de trabajo

5.1. Conclusiones y futuras líneas de trabajo

En este apartado se resumen las principales conclusiones y aportaciones obtenidas en la tesis, además de proponer las posibles futuras líneas de investigación que se derivan de este trabajo. En las conclusiones generales se recordarán los objetivos iniciales de la tesis, tanto generales como específicos, para poder comprobar el grado de cumplimiento conseguido. Se enumerarán las conclusiones principales que se han ido acreditando a lo largo de los estudios realizados durante la tesis. También se describirán las aportaciones hechas a los trabajos y métodos de otros autores, para mejorar en el objetivo final de la tesis: la estimación de la efectividad de apantallamiento de estructuras complejas. Por último, se elaborará un listado de las posibles líneas de investigación donde se puede seguir profundizando en el conocimiento necesario para conseguir resolver todo tipo de problemas de EMI/EMC, tan importantes para las industrias, aunando las ventajas de medidas y simulaciones en las distintas fases de un proyecto.

5.1.1. Conclusiones generales y aportaciones

Como ya se describió en el capítulo de introducción, el tema desarrollado en esta tesis es la estimación fiable de la efectividad de apantallamiento de una estructura, fuselaje o carcasa de un equipo, desde un punto de vista tanto teórico como experimental para poder así unificar las ventajas que pueden aportar a su diseño tanto las medidas como las simulaciones en cada etapa del desarrollo del producto. Los objetivos iniciales de la tesis se pueden resumir en:

1. El estudio de la teoría estadística de los campos electromagnéticos en cavidades resonantes y el análisis de los parámetros fundamentales de una cavidad.
2. El estudio y análisis de los métodos predictivos de la efectividad de apantallamiento.
3. El estudio y análisis de los procedimientos de medida de la SE.

En los capítulos de desarrollo e implementación se describe y analiza en detalle cómo se comportan los campos electromagnéticos dentro de una cámara reverberante en un amplio margen de frecuencias. Se ha realizado un trabajo de validación, tanto de los métodos de medida como de los cálculos numéricos, de los parámetros fundamentales de una cavidad desde 100 MHz hasta 40 GHz. Se han explorado los límites de aplicación de la teoría analizando el comportamiento de los modelos cuando el número de modos presentes en la cavidad es bajo, es decir, cuando la cavidad no es eléctricamente grande. Poco a poco se ha ido incrementando la complejidad de los casos bajo estudio, desarrollando los modelos teóricos necesarios para resolverlos y siempre comprobando los resultados numéricos con la realización de medidas. El análisis de estos resultados ha permitido encontrar las relaciones que existen entre los parámetros más importantes de un entorno electromagnético reverberante. Una vez conocidas estas relaciones, la tesis describe

cómo se puede utilizar la teoría en casos más complejos con una clara aplicación práctica para la resolución de problemas de EMC. Todo este trabajo se ha realizado con el fin de dar cumplimiento a los objetivos específicos de la tesis, descritos en el apartado 2.3, y que volveremos a enumerar en esta sección para establecer las conclusiones principales que podemos extraer de cada uno de los pasos necesarios que se han estudiado para conseguir el objetivo final.

El primer objetivo era adquirir los conocimientos necesarios para utilizar las funciones densidad de probabilidad que definen el comportamiento estadístico de las principales magnitudes electromagnéticas de una cavidad. En el apartado 4.1 se han comprobado las distribuciones de probabilidad tanto de una componente del campo eléctrico (distribución de Rayleigh) o el campo eléctrico total (distribución χ_6) como de la potencia recibida por una antena (distribución Exponencial) dentro de una cámara reverberante, comprobando experimentalmente cómo se ajustan los datos mejor a la teoría según va aumentando el número de modos de la cavidad.

También se han demostrado las ecuaciones para calcular el nivel de campo eléctrico máximo o la máxima potencia recibida para un número N de muestras independientes, y se ha explicado cómo calcular este parámetro de un conjunto de datos mediante la función de autocorrelación. Conocidos el número de modos existentes en un determinado escenario electromagnético y el número de muestras independientes N que podemos conseguir, podemos averiguar la distribución que define mejor el comportamiento de las magnitudes electromagnéticas más importantes, siendo capaces de determinar valores máximo y promedio, desviaciones típicas e incertidumbres de medida. Se han descrito las distribuciones que hay que utilizar tanto en condiciones ideales de reverberación como en condiciones más realistas en baja frecuencia con un bajo número de modos existentes en la cavidad, bajo factor de calidad o un N muy bajo. Aunque el límite tradicional de aplicación de la teoría estadística en cámaras reverberantes es de 60 modos, esta mejor caracterización en condiciones no ideales persigue aumentar el uso de estos cálculos en un rango de frecuencias mayor, disminuyendo la frecuencia inicial del método, mediante la utilización de otras distribuciones estadísticas que se ajustan mejor cuando existen en la cavidad un número de modos menor de 60 o el número de muestras independientes N disponibles es muy bajo. Este campo ha avanzado mucho en los últimos años debido al interés de las empresas de comunicaciones *wireless* por encontrar el modelo estadístico que mejor se adapta a un entorno electromagnético multicamino, muy parecido al entorno de una cámara reverberante no ideal. Estas herramientas de cálculo son aplicables no sólo al problema de la estimación de la efectividad de apantallamiento, sino también a problemas de interoperabilidad entre equipos o al cálculo del máximo nivel de campo eléctrico que podría darse bajo ciertas condiciones en un escenario concreto.

El segundo objetivo era modelizar los mecanismos de disipación de energía que contribuyen al factor de calidad de una cavidad o espacio reverberante, ya que son necesarios para la aplicación del método del equilibrio de potencias. Se ha recopilado el trabajo de distintos autores para encontrar los modelos más actuales y precisos para cada uno de estos mecanismos en términos

de la sección transversal de acoplamiento que relaciona la potencia disipada por dicho mecanismo con la densidad escalar de potencia media en la cavidad. Se ha analizado el comportamiento en frecuencia de cuatro mecanismos de disipación con las siguientes conclusiones:

1. Las pérdidas por efecto Joule en las paredes de la cavidad se han modelizado utilizando las expresiones de los coeficientes de reflexión de las ondas electromagnéticas. Se han obtenido tanto expresiones genéricas válidas para cualquier tipo de material y forma de la cavidad como expresiones aproximadas para casos concretos de materiales con alta conductividad o formas específicas de la cavidad. Su contribución al factor de calidad de la cavidad es muy importante en alta frecuencia y suele ser la contribución dominante cuando no existen aperturas grandes. El valor de las pérdidas es muy dependiente de los parámetros electromagnéticos del material o materiales de los que está construida la cavidad (conductividad, permitividad eléctrica y permeabilidad magnética).
2. La absorción de energía en materiales u objetos que están presentes dentro de la cavidad se calculan mediante el modelo analítico de esferas homogéneas visto en el apartado 3.2.4. En este modelo la sección transversal de absorción no depende ni del ángulo de incidencia ni de la polarización de la señal, sino únicamente de la constante dieléctrica relativa y de la conductividad del material de la esfera. El comportamiento en frecuencia de estas pérdidas es difícil de predecir porque dependerá de las características del material. Éste es el modelo teórico que menos ha evolucionado. No obstante, sí hay nuevas técnicas de medida que son capaces de calcular esta sección de absorción utilizando cámaras reverberantes.
3. Las pérdidas de energía por acoplamiento en las antenas que puedan estar instaladas dentro de la cavidad se calculan teniendo en cuenta su funcionalidad como transmisora o receptora. En un entorno reverberante las antenas pierden la característica de directividad y presentan el área efectiva promedio de una antena isotrópica con una desadaptación de polarización de -3 dB. Sin embargo, para un cálculo preciso de las pérdidas se necesita la caracterización del coeficiente de reflexión y de la eficiencia de la antena. Además, recientemente se ha descubierto que, debido a la funcionalidad, como transmisora tiene una sección transversal de pérdidas mayor de la que tiene cuando actúa como receptora. La contribución de estas pérdidas sobre el factor de calidad total de la cavidad es más importante a baja frecuencia, donde puede llegar a ser el mecanismo dominante. Sin embargo, su contribución al factor de calidad en alta frecuencia es muy baja.
4. El caso de la pérdida de energía a través de aperturas ha resultado ser de especial interés para el objetivo principal de la tesis, la estimación de la efectividad de apantallamiento. Hasta ahora los modelos teóricos de alta y baja frecuencia nos permitían conocer la pérdida de energía de manera aproximada y no se disponía de información sobre lo que sucedía en la zona de resonancia. Además, la forma geométrica de la apertura también era una

limitación porque hasta ahora sólo se disponía de modelos teóricos de formas canónicas de aperturas. Durante el desarrollo de esta tesis se ha demostrado cómo las herramientas SW de simulación electromagnética pueden ayudarnos a conocer la pérdida de energía de cualquier forma apertura en todo el rango de frecuencias necesario para el diseño de una estructura que ofrezca un buen nivel de efectividad de apantallamiento frente a interferencias EMI/EMC. Con el método de cálculo de la sección transversal de transmisión de una apertura de forma arbitraria explicado en el apartado 4.5.2 se ha avanzado en el conocimiento de uno de los mecanismos de disipación y pérdida de energía más importantes de la teoría del equilibrio de potencias que nos permitirá conseguir mejores predicciones de efectividad de apantallamiento o caracterizaciones de entornos reverberantes multicamino más precisas.

Cada uno de estos mecanismos de pérdidas contribuye linealmente a las pérdidas totales de la cavidad según la ecuación 3.21, por lo que, para aumentar la precisión en casos complejos, hay que tener muy bien identificadas todas las posibles causas de pérdida de energía y sumar las contribuciones individuales de cada una de ellas.

El tercer objetivo específico era encontrar la mejor manera de modelizar las interacciones electromagnéticas que pueden darse simultáneamente en un caso real de un sistema complejo de cavidades. Durante la tesis se han estudiado los modelos sobre caracterización de entornos reverberantes de tres autores distintos desde el punto de vista específico de la estimación de la efectividad de apantallamiento. Las conclusiones de cada uno de ellos se pueden resumir en:

1. El modelo del equilibrio de potencias de D.A. Hill del NIST es el más citado en la literatura y sus principales ventajas son su claridad y sencillez. Fue desarrollado para el caso de la estimación de la efectividad de apantallamiento de una estructura simple, sin prever que esta teoría pudiera ser aplicable a otros aspectos importantes en el mundo de la EMC. Este modelo no se ajusta a todos los fenómenos electromagnéticos que pueden suceder y son relevantes para el resultado final cuando el sistema bajo estudio es complicado. Sin embargo, este modelo es muy utilizado en los casos sencillos y, junto con el trabajo de otros autores del NIST como el de C. Holloway [60], es referenciado en los estándares internacionales sobre técnicas y métodos de medida de la efectividad de apantallamiento en cámaras reverberantes. Además, es el punto de partida de muchos de los nuevos trabajos de otros autores en este ámbito.
2. I. Junqua de ONERA en su tesis publicada en 2011 ha desarrollado o mejorado la definición de varios mecanismos de disipación que son necesarios para la representación de los sucesos electromagnéticos de alta frecuencia que podemos encontrar en problemas complejos de EMC. Realiza un trabajo de recopilación y validación de resultados con medidas desde casos simples a sistemas. Utiliza la descomposición topológica del problema para, mediante el

uso de redes equivalentes, representar casos más complejos de sistemas de cavidades donde podemos encontrar un número mayor de acoplamientos electromagnéticos que resolver. El inconveniente del modelo de I. Junqua es la dificultad para establecer las ecuaciones necesarias para cuantificar las interacciones electromagnéticas entre los elementos de la red debido a que su trabajo partía del uso de un software específicamente desarrollado en ONERA para la resolución de redes topológicas de cableado.

3. El modelo de propagación en entornos reverberantes de G. B. Tait sirve para la caracterización electromagnética de espacios multicamino. Basado en los principios físicos de las ondas acústicas y en la teoría de la conservación de la energía, consigue, de una manera sencilla y estructurada, la representación de todos los fenómenos electromagnéticos más importantes para la propagación de señales. Los puntos fuertes de este modelo son que su ámbito de aplicación es mucho mayor que el del modelo sencillo de D.A. Hill y su formulación mucho menos complicada que la de I. Junqua.

Por lo tanto, la mejor manera de estimar la efectividad de apantallamiento de una estructura o sistema de cavidades será utilizando la teoría del equilibrio de potencias o la propagación en entornos reverberantes, unificando los trabajos de I. Junqua y G. Tait dependiendo de la complejidad del caso. Para un caso complejo es mejor utilizar las definiciones de los mecanismos de disipación y la recopilación de ejemplos de acoplamientos en aperturas de I. Junqua para introducirlos en la formulación matemática desarrollada por G. Tait, mucho más sencilla y estructurada, lo cual nos permitirá resolver no sólo problemas de efectividad de apantallamiento, sino también conocer cómo se propagan las señales electromagnéticas dentro del sistema de cavidades. Además, el método desarrollado para el cálculo de la pérdida de energía a través de aperturas de forma arbitraria puede aumentar la precisión de las predicciones cuando sea necesario.

El cuarto objetivo era dar una clara aplicación práctica a todos los aspectos teóricos estudiados a lo largo de la tesis. En el capítulo 4 se ofrecen ejemplos prácticos y comprobaciones del uso de todos los modelos explicados para la resolución de problemas clásicos de EMC como:

1. El cálculo del nivel de campo eléctrico máximo en una cavidad debido a una señal transmitida no intencionada interna o externa a dicha cavidad, que es un problema claro de interoperabilidad entre equipos instalados en el mismo recinto. El cálculo de esta magnitud se puede realizar como en el ejemplo del apartado 4.2.2, donde se utiliza la estimación del factor de calidad de una cavidad como paso previo al cálculo del nivel de campo eléctrico máximo que puede darse en su interior cuando se transmite una señal. En la validación realizada con medidas se pudo comprobar cómo las ecuaciones teóricas sobreestiman ligeramente el nivel máximo de campo eléctrico y que se ajustan mejor en aquellos rangos de frecuencias donde la estimación del factor de calidad de la cavidad es mejor. Por lo

tanto, para mejorar la precisión del cálculo habría que mejorar ese primer paso, es decir, realizando una estimación muy precisa del factor Q obtendríamos una mejor predicción del nivel de campo máximo que puede darse en la cavidad.

2. La propagación de señales EM en entornos reverberantes o multicamino para cuantificar las relaciones de potencia de señal recibida en distintos puntos, que es el problema que se quería resolver con el modelo de G. Tait descrito en el apartado 3.4.4. El modelo es válido para cualquier tipo de acoplamiento y sirve para entornos con factores de calidad muy altos, como los compartimentos de un barco o un avión, y para entornos con factores de calidad muy bajos, como edificios. Una vez calculados los coeficientes del sistema de ecuaciones, podemos establecer las relaciones de ganancia o pérdida de potencia entre las distintas cavidades del entorno. Para un cálculo preciso de estos coeficientes se necesitan conocer todos los mecanismos de disipación y pérdida de energía que caractericen estos espacios. Una vez caracterizado el entorno electromagnético, podemos obtener información importante tanto desde un punto de vista de comunicaciones *wireless* como de EMC, como, por ejemplo, la potencia recibida en un punto transmitiendo desde cualquier otro punto del sistema.
3. El cálculo estimado de forma fiable de la efectividad de apantallamiento de cualquier tipo de estructura, fuselaje o carcasa de un sistema, equipo o plataforma, que es el objetivo central de esta tesis y se ha resuelto de forma práctica en los apartados 4.3 y 4.4. En el primer caso, la SE de ejemplos simples, cajas metálicas con aperturas circulares de diferentes diámetros, se ha estimado y medido mediante el procedimiento de cámaras reverberantes anidadas obteniendo excelentes resultados en todo el rango de frecuencias, desde 500 MHz hasta 18 GHz. Para tal estimación, se utilizó el planteamiento de G. Tait a fin de caracterizar el problema como dos cavidades acopladas. Para el cálculo de los parámetros necesarios, se utilizaron los modelos más precisos de I. Junqua y D.A. Hill. En todos los casos se ve un ajuste excelente en alta frecuencia porque el mecanismo dominante es la pérdida por efecto Joule en las paredes y los materiales empleados están muy bien caracterizados. El ajuste es bastante bueno en baja frecuencia, incluido el rango de 500 MHz a 850 MHz, donde el número de modos de transmisión es menor de 60, y la contribución más importante es la pérdida en las antenas, sobre todo la receptora. En el segundo caso, se calcula la SE de un problema complejo, que se trata de un objeto real medido también con el procedimiento de las cámaras reverberantes anidadas en las instalaciones del INTA. También en este caso se ha analizado un amplio rango de frecuencias, desde 500 MHz hasta 40 GHz, y se ha utilizado el mismo planteamiento que en el caso anterior, utilizar el modelo de propagación de señales de G. Tait junto con la formulación más precisa y actualizada de los mecanismos de disipación y acoplamiento de energía para el cálculo del factor Q de I. Junqua. En este caso se realizó un estudio paramétrico de la forma y tamaño de las aperturas, del volumen de la cavidad, y de los parámetros electromagnéticos de los materiales de la cavidad,

principalmente la conductividad. Con los resultados del estudio paramétrico se constató que la variación de la forma y tamaño de las aperturas modifican la estimación de la SE en todo el rango de frecuencias. Mientras que, el volumen de la cavidad y las propiedades electromagnéticas de los materiales del objeto modifican la SE en alta frecuencia. La mejor correlación entre medidas y simulaciones se encontró cuando se tuvieron en cuenta distintos materiales en la composición de las paredes.

4. En el apartado 4.5.2 se ha calculado la sección transversal de transmisión promedio de una apertura de forma arbitraria mediante el SW MONURBS de la Universidad de Alcalá [70,71], poniendo fin a la limitación del uso de las aproximaciones disponibles únicamente de figuras canónicas. Se ha desarrollado un método que permite tener una representación de este parámetro tan importante para la efectividad de apantallamiento de una estructura en todo el rango de frecuencias de interés, obteniéndose un cálculo más preciso de su comportamiento en la zona de resonancia donde no existe una aproximación teórica. Este método sirve tanto para casos concretos de señales incidentes con una dirección de propagación y polarización conocidas como para el cálculo de la $\langle \sigma_t \rangle$ de la apertura en un entorno reverberante que se puede utilizar en la formulación de G. Tait.

Con la descripción detallada de las conclusiones por cada uno de los objetivos específicos de la tesis queda demostrado un alto grado de cumplimiento en el trabajo realizado. Por último, se van a enumerar las contribuciones que esta tesis aporta a un tema tan extenso y complicado como la efectividad de apantallamiento de estructuras. Las aportaciones más importantes son:

1. La realización del estudio de la normativa internacional sobre medidas de efectividad de apantallamiento. Desde los procedimientos más antiguos hasta la normativa más moderna han sido recopilados, resumidos y utilizados durante la tesis. El doctorando ha aportado la experiencia en medidas como ingeniero de EMC con más de doce años de experiencia en el laboratorio de EMC en aeronaves del INTA.
2. Como ya se ha explicado anteriormente, después del estudio de los métodos utilizados para la simulación o modelado del acoplamiento electromagnético en cavidades, se ha decidido que la unificación de la teoría de varios autores, escogiendo las ventajas de cada uno de ellos para conseguir el objetivo final, es la mejor opción. La formulación sencilla y estructurada de G. Tait unida a la precisión de los modelos de los mecanismos de disipación de I. Junqua consigue un resultado óptimo.
3. La tesis aporta un valor añadido de verificación mediante medidas y simulaciones de casos simples y complejos que prueban la validez del método, haciendo uso de las instalaciones y datos de ensayo del INTA. Gracias a la disponibilidad de instrumentación, antenas, VNA, cables, etcétera, se ha podido estudiar un amplio margen de frecuencias, desde 100 MHz

hasta 40 GHz en algunos casos, permitiéndonos extraer conclusiones y relaciones entre los parámetros electromagnéticos, que con una visión más sesgada de los datos no hubiera sido posible encontrar.

4. Esta tesis no ha querido quedarse en un puro estudio teórico. La aplicación práctica de los conocimientos adquiridos a problemas típicos de EMC está siempre presente en el apartado de implementación de resultados.
5. La aportación más clara al estado actual de la predicción de la efectividad de apantallamiento es el avance conseguido mediante el cálculo numérico de la sección transversal de transmisión promedio de aperturas de forma arbitraria con un reducido coste computacional al aplicar el teorema de equivalencia y la teoría de imágenes en el SW MONURBS de la Universidad de Alcalá [70, 71]. No se encuentran trabajos publicados sobre este parámetro con la precisión y profundidad con la que se ha descrito en esta tesis. La sección transversal de transmisión resume las características de propagación de las señales electromagnéticas entre los dos medios separados por la apertura. El método desarrollado es válido tanto para escenarios donde la dirección y polarización de la señal son conocidas como para entornos de propagación multicamino. Desde un punto de vista de EMC, es importante ver el comportamiento promedio frente a cualquier dirección de propagación y polarización. El procedimiento descrito en el apartado 4.5.2 consigue el objetivo buscado.

5.1.2. Futuras líneas de trabajo

Como continuación a este estudio, existen varias posibles líneas de trabajo que podrían ser investigadas más profundamente con el fin de obtener una estimación más precisa y fiable de la efectividad de apantallamiento de casos complejos:

1. Durante la tesis se ha visto la importancia de la correcta caracterización de las propiedades electromagnéticas de los materiales presentes en la estructura bajo estudio, sobre todo para los mecanismos de disipación por efecto Joule y absorción de energía. Conseguir una base de datos con la conductividad, permitividad y permeabilidad, σ , ϵ y μ , respectivamente, de los materiales más comunes en la construcción de estructuras, fuselajes o carcasas de equipos sería de gran ayuda, tanto para los modelos teóricos aplicados en esta tesis como para las simulaciones electromagnéticas en general. Para aumentar la precisión de las estimaciones que podemos conseguir con este procedimiento sería necesario estudiar la variación de estos parámetros con la frecuencia desde 10 kHz hasta 18 GHz para cubrir todo el rango de frecuencias necesario desde el punto de vista de la EMC. Es importante también el estudio de la variación con factores externos como la temperatura, el envejecimiento, la corrosión, el óxido, etcétera. El conocimiento profundo de las características electromagnéticas de los materiales repercutiría en una mejora sustancial de las simulaciones y análisis teóricos.

2. Otro aspecto que mejoraría la precisión de esta metodología sería la implementación de modelos teóricos sencillos que cuantifiquen las pérdidas producidas por acoplamientos en los cables y absorción de energía en objetos, en el caso de existir cables u objetos absorbentes en el caso a analizar. Existen estudios sobre el acoplamiento de energía en cables que están dentro de cavidades resonantes, como el trabajo de M. Magdowski e I. Junqua [73–75], en los que se estudian tanto los procesos de medida como de simulación del acoplamiento de energía en líneas de transmisión bajo las condiciones electromagnéticas de un entorno reverberante. La cantidad de energía que se puede perder por estos mecanismos dependerá mucho del caso bajo estudio, por ejemplo, será mayor si existe cableado que recorra la estructura o las cavidades acopladas que queremos simular. Igualmente, para el caso de pérdidas por absorción, la cantidad de energía dependerá de los distintos objetos y de sus propiedades electromagnéticas. Normalmente, en los estudios de efectividad de apantallamiento se suele evitar que existan elementos de la instalación final, y sólo se considera el efecto de la estructura, fuselaje o carcasa que se quiere poner para proteger a los equipos. No obstante, los estudios de estos mecanismos de acoplamiento y pérdida de energía son útiles para caracterizar los escenarios EM de otro tipo de problemas de EMC que, como hemos visto, esta metodología es capaz de resolver.
3. También sería muy útil el desarrollo de una herramienta software que, con la ayuda de una interfaz de usuario, guiara a los ingenieros de EMC en el cálculo de la SE de una estructura o escenario complejo mediante un entorno parecido al de los programas de simulación electromagnética. Habría que diseñar una interfaz sencilla que importase la geometría de la estructura y permitiese elegir los materiales que la componen e introducir en el programa todos los mecanismos de disipación de energía que sabemos que son relevantes para una buena estimación de la efectividad de apantallamiento. Existen al menos dos herramientas que utilizan parte de esta metodología para el cálculo del acoplamiento de energía en cavidades resonantes. Una sería el código *Power Balance* de ONERA, que forma parte de los trabajos de I. Junqua [23], y la segunda sería la herramienta IDS-OCT de la empresa italiana IDS S.p.a., que también utiliza la teoría de cámaras reverberantes para la caracterización estadística de entornos electromagnéticos [26]. Las funciones implementadas en MATLAB[®] para la realización de esta tesis podrían servir como punto de partida para esta herramienta software, que tendría la ventaja de resolver varios problemas de EMC, no sólo problemas de apantallamiento.
4. En algunos apartados de la tesis hemos visto cómo las nuevas técnicas de medida en el dominio del tiempo de los parámetros electromagnéticos en entornos reverberantes tienen mejores prestaciones para el cálculo preciso del factor de calidad. La implementación de estas nuevas técnicas de medida en los laboratorios de EMC podría ayudar a comprender mejor las relaciones entre los parámetros EM, ya que, como sabemos, una estimación más precisa del factor de calidad de una cavidad nos permite obtener una estimación más

fiable tanto del máximo nivel de campo eléctrico que podemos tener en su interior como de la efectividad de apantallamiento que tiene esa cavidad o estructura. Las técnicas de medida en el dominio del tiempo se utilizan para disminuir la duración de los ensayos de EMC. Los fabricantes de equipos de medida, analizadores vectoriales y receptores EMI están mejorando sus productos con esta capacidad porque presenta ventajas con respecto al método de medida tradicional en el dominio de la frecuencia. Poco a poco se ve la introducción de estos métodos de medida en los grupos de trabajo que realizan las tareas de supervisión de las nuevas ediciones de los estándares internacionales. El dominio de estas técnicas de medida proporciona una mejor eficiencia y capacidad de medida para un laboratorio de ensayos.

5. En el ámbito del cálculo de la sección transversal de transmisión promedio de una apertura de forma arbitraria, sería muy útil demostrar la validez del método implementado para el cálculo de este parámetro cuando la superficie donde se encuentra la apertura no es plana. En muchas ocasiones las aperturas están hechas sobre el fuselaje o la carcasa del equipo adaptándose a su superficie. El perfeccionamiento y acondicionamiento del método descrito en esta tesis tiene muchas aplicaciones, como ya se ha dicho en 4.5.3. El método de resolución numérica empleado puede utilizarse para cálculos de parámetros de antenas de arrays de aperturas o de superficies selectivas en frecuencia.

Capítulo 6

Acrónimos

Acrónimos

3D 3 Dimensiones (*3 Dimensions*)

Ae Área Efectiva (*Effective Area*)

ASTM Sociedad Americana para Ensayos y Materiales (*American Society for Testing and Materials*)

BLT Ecuación Baum, Liu y Tesche (*Baum, Liu y Tesche equation*)

BW Ancho de Banda (*Bandwidth*)

CAD Diseño Asistido por Ordenador (*Computer-Aided Design*)

CCS Sección Cruzada de Acoplamiento (*Coupling Cross Section*)

CF Factor de Corrección (*Correction Factor*)

CPU Unidad Central de Proceso (*Central Processing Unit*)

CW Onda Continua (*Continuos Wave*)

dB Decibelio (*Decibel*)

DC Corriente Continua (*Direct Current*)

EM Electromagnético (*ElectroMagnetic*)

EMC Compatibilidad Electromagnética (*ElectroMagnetic Compatibility*)

EMI Interferencia Electromagnética (*ElectroMagnetic Interference*)

FDTD Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (*Finite Difference Time Domain*)

FSS Superficies Selectivas en Frecuencia (*Frequency Selective Surface*)

GO Óptica Geométrica (*Geometrical Optics*)

GHz GigaHercios (*Gigahertz*)

GPIB Bus de Instrumentación de Propósito General (*General-Purpose Instrumentation Bus*)

- HIRF** Alta Intensidad de Radiofrecuencia (*High Intensity RadioFrequency*)
- IDS** Sistemas de Ingeniera (*Ingegneria Dei Sistemi*)
- IEC** Comisión Electrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission*)
- IEEE** Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*)
- INTA** Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial Esteban Terradas
- MHz** Megahercios (*Megahertz*)
- MLFMM** *Multi-Level Fast Multiple Method*
- MoM** Método de los Momentos (*Method of Moments*)
- N/A** No Aplicable
- NEMP** Pulso ElectroMagnético Nuclear (*Nuclear ElectroMagnetic Pulse*)
- NIST** Instituto Nacional de Estándares y Tecnología (*National Institute of Standards and Technology*)
- NPL** Laboratorio Nacional de Física (*National Physical Laboratory*)
- ONERA** Oficina Nacional de Estudios e Investigación Aeroespacial (*Office National d'Etudes et de Recherches Aéropatiales*)
- OCT** Teoría de Cavidades Eléctricamente grandes (*Oversized Cavity Theory*)
- PH** Polarización Horizontal (*Horizontal Polarization*)
- PO** Óptica Física (*Physical Optics*)
- PTD** Teoría Física de la Difracción (*Physical Theory of Diffraction*)
- PV** Polarización Vertical (*Vertical Polarization*)
- PW** Onda Plana (*PlaneWave*)
- PWB** Equilibrio de Potencias (*PoWer Balance*)
- Q** Factor de Calidad (*Quality Factor*)
- RC** Cámara Reverberante (*Reverberation Chamber*)
- RCS** Sección Transversal Radar (*Radar Cross Section*)
- RF** Radiofrecuencia (*RadioFrequency*)

SE Efectividad de Apantallamiento (*Shielding Effectiveness*)

SW *Software*

TE Transversal Eléctrico (*Transverse Electric*)

TEM Transversal Electromagnético (*Transverse ElectroMagnetic*)

TFVF Factor de Validación de la Cámara de Ensayo (*Test Fixture Validation Factor*)

TM Transversal Magnético (*Transverse Magnetic*)

UTD Teoría Uniforme de la Difracción (*Uniform Theory of Diffraction*)

VNA Analizador de Redes Vectorial (*Vector Network Analyzer*)

Capítulo 7

Bibliografía

Bibliografía

- [1] D. Hill, *Electromagnetic Fields in Cavities: Deterministic and Statistical Theories*. (NY): New York: IEEE Press, 2009.
- [2] T. Lehman, “A statistical theory of electromagnetic fields in complex cavities,” *EMP Interaction Note*, vol. 494, 1993.
- [3] J. Kostas and B. Boverie, “Statistical model for a mode-stirred chamber,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility EMC*, vol. 33, no. 4, pp. p. 366–370, 1991.
- [4] D. Hill, *Electromagnetic Theory of Reverberation Chambers*, TN 1506 ed. Boulder, (CO): National Institute of Standards and Technology, December 1998.
- [5] J. Ladbury, *Evaluation of the NASA Langley Mode-Stirred Facility*, TN 1508 ed. Boulder, (CO): National Institute of Standards and Technology, January 1999.
- [6] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. New York: Mc Graw-Hill Book Company, 1965.
- [7] P. Olofsson, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. Hoboken, (NJ): Wiley Interscience, 2005.
- [8] D. A. Hill, M. T. Ma, A. R. Ondrejka, B. Riddle, M. L. Crawford, and R. T. Johnk, “Aperture excitation of electrically large, lossy cavities,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 36, no. 3, 1994.
- [9] *Electromagnetic Compatibility - Part 4-21: Testing and measurement techniques - Reverberation chamber test methods*, 2nd ed., IEC61000-4-21, Geneva, Switzerland, January 2011.
- [10] *Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment*”, G ed., MIL-STD-461, December 2015.
- [11] *Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment. Section 20: Radio Frequency Susceptibility (Radiated and Conducted)*, G ed., RTCA, Washintong, D.C., December 2010.

- [12] L. Arnaut, *Measurement Uncertainty in Reverberation Chambers - I. Sample Statistics*, 2nd ed. National Physical Laboratory, December 2008.
- [13] C. Holloway, H. Shah, J. Pirkl, W. Young, D. Hill, and J. Ladbury, “Reverberation chamber techniques for determining the radiation and total efficiency of antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 1758–1770, April 2012.
- [14] C. Holloway, H. Shah, J. Pirkl, K. A. Remley, D. Hill, and J. Ladbury, “Early time behavior in reverberation chambers and its effect on the relationships between coherence bandwidth, chamber decay time, rms delay spread, and the chamber buildup time,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 4, pp. 714–725, August 2012.
- [15] W. Burger, C. Holloway, and K. Remley, “Proximity and orientation influence on Q-factor with respect to large-form-factor loads in a reverberation chamber,” in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC Europe*, 2013, pp. 369–374.
- [16] S. van de Beek, K. Remley, C. Holloway, J. M. Ladbury, and F. Leferink, “Characterizing large-form-factor devices in a reverberation chamber,” in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC Europe*, 2013, pp. 375–380.
- [17] F. Tesche, “Topological concepts for internal EMP interaction,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 1, pp. 60–63, 1978.
- [18] C. Baum, *The theory of electromagnetic interference control*, NOTE 478 ed. Albuquerque, TX: Interactions Notes, December 1989.
- [19] J. Parmantier, “Approche topologique pour l’étude des couplages électromagnétiques [topological approach for the study of electromagnetic coupling],” Ph.D. dissertation, Lille Flandres Artois University, Lille, France, 1991.
- [20] J. P. Parmantier and I. Junqua, “EM topology: from theory to application,” *In Ultrawideband, Short-Pulses Electromagnetic*, vol. 7, no. October, pp. 3–11, 1986.
- [21] L. Paletta, J. P. Parmantier, F. Isaac, P. Dumas, and J. Alliot, “Susceptibility analysis of wiring in a complex system combining a 3-D solver and a transmission line network simulation,” *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 2, pp. 309–317, 2002.
- [22] I. Junqua, J. Parmantier, and F. Isaac, *A network formulation of the power balance method for high frequency electromagnetic coupling applications*, NOTE 576 ed. Albuquerque, TX: Interactions Notes, November 2002.
- [23] I. Junqua, “Penetration des ondes EM haute fréquence dans des systèmes: Analyse et évaluation par l’approche Power Balance [Penetration of high frequency electromagnetic waves inside systems: Analysis and assessment by power balance approach],” Ph.D. dissertation, Lille University, Lille, France, 2010.

- [24] C. Bruns and R. Vahldieck, "A closer look at reverberation chamber - 3D simulation and experimental verification," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility EMC*, vol. 47, no. 3, pp. p. 612–626, 2005.
- [25] I. Junqua, J.-P. Parmantier, and M. Ridet, "Modeling of high frequency coupling inside oversized structures by asymptotic and PWB methods," in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA*, Torino, Italy, 2011.
- [26] V. Martorelli, J. Kazik, G. Galgani, and R. Guidi, "An OCT based modeling tool to fast evaluate statistical EM field distribution inside enclosure-like environments," in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA*, Torino, Italy, 2011.
- [27] G. G. Gutierrez, J. Alvarez, E. Pascual-Gil, M. Bandinelli, R. Guidi, V. Martorelli, M. F. Pantoja, M. R. Cabello, and S. G. Garcia, "HIRF virtual testing on the C-295 aircraft: on the application of a pass/fail criterion and the FSV method," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 4, pp. 854–863, 2014.
- [28] Y.-M. Park, Y. Lee, J. So, and C. Cheon, "Electromagnetic topology combined with mode matching for electromagnetic field penetration analysis of an aperture backed cavity," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC*, Austin, TX, 2009.
- [29] G. Wu, X. G. Zhang, and B. Liu, "A hybrid method for predicting the shielding effectiveness of rectangular metallic enclosures with thickness apertures," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 24, no. Issue 8-9, pp. 1157–1169, 2010.
- [30] G. J. Freyer, M. O. Hatfield, M. Johnson, and M. Slocum, "Comparison of measured and theoretical statistical parameters of complex cavities," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC*, 1996.
- [31] R. E. Richardson, *Reverberant Microwave Propagation*. Dahlgren, Virginia: NSWCDD/TR-08/127 Dahlgren Division Naval Surface Warfare Center, 2008.
- [32] G. Tait, M. Hatfield, O. Corder, M. Rodriguez, and B. Bernard, "Electromagnetic complex cavity characterization of the F-22 aircraft main weapons bay," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC*, Austin, (TX), 2009.
- [33] G. B. Tait and B. Slocum, "Random-walk technique for measuring the electromagnetic environment in electrically large reflective spaces," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 3, pp. p. 1003–1009, 2011.
- [34] G. B. Tait, R. E. Richardson, M. B. Slocum, M. O. Hatfield, and M. J. Rodriguez, "Reverberant Microwave Propagation in Coupled Complex Cavities," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 53, no. 1, pp. 229–232, 2011.

- [35] G. B. Tait, R. E. Richardson, M. B. Slocum, and M. O. Hatfield, "Time dependent model of RF energy propagation in coupled reverberant cavities," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 53, no. 3, pp. 846–849, 2011.
- [36] A. Pierce, *Acustics: An Introduction to Its Physical Principles and Applications*. New York: McGraw-Hill, 2009.
- [37] G. Andrieu, F. Tristant, and A. Reineix, "Investigations about the use of aeronautical metallic halls containing apertures as mode-stirred reverberation chambers," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 53, no. 1, pp. 13–18, 2013.
- [38] E. Genender, C. L. Holloway, K. A. Remley, J. M. Ladbury, G. Koepke, and H. Garbe, "Simulating the multipath channel with a reverberation chamber: Application to bit error rate measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, pp. 766–777, November 2010.
- [39] C. M. Butler, Y. Rahmat-Samii, and R. Mittra, "Electromagnetic penetration through apertures in conducting surfaces," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 20, no. 1, pp. 82–93, 1978.
- [40] L. K. Warne and K. C. Chen, "A simple transmission line model for narrow slot apertures having depth and losses," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, no. 3, pp. 173–182, August 1992.
- [41] K. S. Lee and F.-C. Yang, "Trends and bounds in rf coupling to a wire inside a slotted cavity," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, no. 3, pp. 154–160, August 1992.
- [42] K. D. Masterson and D. R. Novotny, "Transmission cross section of optical-fiber feedthroughs for suppression of electromagnetic interference," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC*, 1998, pp. 745–750.
- [43] T. Martin, M. Bäckström, and J. Lorén, "Semi-empirical modeling of apertures for shielding effectiveness simulations," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, no. 2, pp. 229–237, May 2003.
- [44] J. Carlsson, K. Karlsson, and A. Johansson, "Validation of shielding effectiveness measurement method using nested reverberation chambers by comparison with aperture theory," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC*, 2012, pp. 1–6.
- [45] U. Paoletti, T. Suga, and H. Osaka, "Average transmission cross section of aperture arrays in electrically large complex enclosures," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC*, 2012, pp. 677–680.

- [46] R. Gunnarsson and M. Bäckström, "Transmission cross section for apertures and arrays calculated using time-domain simulations," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC Europe*, Gothenburg, Sweden, 2014, pp. 169–174.
- [47] B. Ghosh, S. N. Sinha, and M. V. Kartikeyan, "Electromagnetic transmission through fractal apertures in infinite conducting screen," *PIERS Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 12, pp. 105–138, 2009.
- [48] C. Holloway, D. Hill, J. Ladbury, P. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, "On the use of reverberation chambers to simulate a rician radio environment for the testing of wireless devices," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 3167–3177, 2006.
- [49] B. Liu, D. Chang, and M. Ma, *Eigenmodes and composite quality factor of a reverberation chamber*. U.S. Nat. Bur. Stand. Tech. Note 1066, 1983.
- [50] C. Tai, "On the definition of effective aperture of antennas," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 09, pp. 224–225, 1961.
- [51] I. Junqua, P. Degauque, M. Lienard, and F. Issac, "On the power dissipated by an antenna in transmit mode or in receive mode in a reverberation chamber," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 1, pp. 174–180, 2012.
- [52] A. Gifuni, "On the measurement of the absorption cross section and material reflectivity in a reverberation chamber," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, no. 4, pp. p. 1047–1050, 2009.
- [53] C. Holloway, D. Hill, J. Ladbury, and G. Koepke, "Requirements for an effective reverberation chamber: Unloaded or loaded," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 1, pp. 187–194, February 2006.
- [54] H. V. de Hulst, *Light Scattering by Small Particles*. New York, 1981.
- [55] J. Meixner, "The behavior of electromagnetic fields at edges," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, pp. 442–446, 1972.
- [56] Y. Rahmat-Samii and R. Mittra, *A new integral equation solution of electromagnetic aperture coupling and thin plate scattering problems*, 224th ed. AFWL Interaction Note, February 1975.
- [57] P. Morse and H. Feshbach, *Methods of Theoretical Physics, Part I*. New York: McGraw-Hill, 1953.
- [58] C. Butler, *Formulation of integral equations for an electrically small aperture in conducting screen*, 149th ed. AFWL Interaction Note, December 1973.

- [59] C. Baum, T. Liu, and F. Tesche, *On the analysis of multiconductor transmission line networks*, NOTE 461 ed. Alburquerque, TX: Interactions Notes, January 1988.
- [60] C. L. Holloway, D. A. Hill, M. Sandroni, J. M. Ladbury, J. Coder, G. Koepke, A. C. Marvin, and Y. He, "Use of Reverberation Chambers to Determine the Shielding Effectiveness of Physically Small, Electrically Large Enclosures and Cavities," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 50, no. 4, pp. 770–782, November 2008.
- [61] *IEEE Standard Method for Measuring the Shielding Effectiveness of Enclosures and Boxes Having all Dimensions between 0.1 m and 2 m*, IEEE Std 299.1-2013 ed., IEEE Electromagnetic Society, 3 Park Avenue, New York, (NY), USA, October 2013.
- [62] *Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials*, ASTM d4935-10 ed., ASTM International, 100 Barr Harbor Drive, West Conshohocken, (PA), USA, 2010.
- [63] *IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures*, IEEE Std 299-2006 ed., IEEE Power Engineering Society, 3 Park Avenue, New York, NY, USA, February 2007.
- [64] C. Holloway, D. Hill, J. Ladbury, G. Koepke, and R. Garzia, "Shielding effectiveness measurements of materials using nested reverberation chambers." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, pp. 350–356, 2003.
- [65] H. Krauthäuser, T. Winzerling, J. Nitsch, N. Eulig, and A. Enders, "Statistical interpretation of autocorrelation coefficients for fields in mode-stirred chambers," in *International Symposium of Electromagnetic Compatibility EMC*, Chicago, IL, 2005, pp. 550–555.
- [66] S. F. Romero, R. Santamaria, and M. A. Cancela, "High power antenna specifically designed for reverberation chambers use," *Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE*, 2007.
- [67] S. F. Romero, G. G. Gutierrez, and I. Gonzalez, "Prediction of the maximum electric field level inside a metallic cavity using a quality factor estimation," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 28, no. 12, pp. 1468–1477, 2014.
- [68] F. Fisher, J. Plumer, and R. Perala, *Aircraft Lightning Protection Handbook*. Washington, DC: Federal Aviation Administration, September 1989.
- [69] S. Greco, A. Tamburrano, A. D'Aloia, R. Muffati, and M. S. Sarto, "Shielding effectiveness properties of carbon fiber reinforced composite for hif applications," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC Europe*, 2012.

- [70] L. Valle, F. Rivas, and M. Catedra, “Combining the moment method with geometrical modelling by NURBS surfaces and bezier patches,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, 1994.
- [71] I. Gonzalez, A. Tayebi, J. Gomez, and F. Catedra, “MONURBS, a parallelized moment method code that combines FMLMP, CBF and MPI,” in *3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP*, Berlin, Germany, 2009, pp. 150–156.
- [72] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. WILEY Press, 1989.
- [73] M. Magdowski and R. Vick, “Simulation of stochastic electromagnetic field coupling to an unshielded twisted pair of wires,” in *International Symposium of Electromagnetic Compatibility EMC*, Denver, CO, 2013, pp. 33–37.
- [74] M. Magdowski, J. Ladbury, C. Holloway, and R. Vick, “Measurement of stochastic electromagnetic field coupling to an unshielded twisted pair cable,” in *International Symposium of Electromagnetic Compatibility EMC Europe*, Gothenburg, Sweden, 2014, pp. 659–664.
- [75] I. Junqua, J. Parmantier, and P. Degauque, “Field-to-wire coupling in an electrically large cavity: A semianalytic solution,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, pp. 1034–1040, 2010.

