



Universidad  
Politécnica  
de Cartagena

Campus  
de Excelencia  
Internacional

*Tesis Doctoral*

*NUEVAS DEFINICIONES DE  
APANTALLAMIENTO ELECTROMAGNÉTICO  
DE CARCASAS FRENTE A INTERFERENCIAS  
RADIADAS*

*Programa de Doctorado*

*TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES*

*Autor: Luis Ginés García Pérez*

*Director: Dr. Antonio José Lozano Guerrero*

*Cartagena (2017)*

*Es la consigna.*

*Lo esencial es invisible a los ojos.*

*Pero las semillas son invisibles. Duermen en el secreto de la tierra hasta que  
a una de ellas se le ocurre despertarse.*

*Y apagó el farol.*

*Fragmentos desordenados de “El Principito”  
(Antoine De Saint-Exupéry)*

## RESUMEN

En esta tesis se realizan simulaciones del apantallamiento electromagnético de carcasas metálicas con apertura frontal tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo utilizando la aplicación informática CST Microwave Studio, y se realizan las medidas de apantallamiento electromagnético necesarias para confirmar los valores obtenidos en las simulaciones. Para ello se emplea una cámara anecoica y el analizador de vectorial de redes ZVA 67 R&S. Los montajes a medir están formados por dos cavidades apantalladas con varias aperturas en su cara frontal, una sonda eléctrica y otra magnética y una antena logoperiódica exterior.

El apantallamiento de campos electromagnéticos de carcasas o cavidades frente a interferencias radiadas, y su estudio tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia, requiere la determinación de parámetros específicos para la medida de la eficiencia del apantallamiento (SE). Con este fin se ha ensayado recientemente con indicadores basados en la medición de la reducción de los picos de campo eléctrico, campo magnético y densidad de energía en el dominio del tiempo. Aunque se han realizado muchos trabajos e investigaciones con simulaciones numéricas, muy poco se ha publicado acerca de medidas reales en laboratorio.

En el primer apartado, de índole teórico, se explican conceptos importantes como la penetración de alta intensidad de campos radiados con cavidades y aperturas, distintas formas de definir la efectividad de apantallamiento, formulación analítica y diferentes parámetros entre otros conceptos tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo.

A continuación, se expone un bloque de definición del sistema, tanto desde el punto de vista de las implementaciones para simulación y cálculo realizados con la aplicación CST Microwave Studio, como desde el punto de vista de los montajes realizados en laboratorio, en que se detallarán las características y funcionamiento del analizador de redes vectorial R&S ZVA67 empleado, y diseño y dimensiones de la cámara anecoica, y características de la antena logoperiódica, así como de los tipos de sondas, cavidades y aperturas empleados.

Tras la definición del sistema se obtienen resultados simulados y medidos para las diferentes definiciones e indicadores más utilizados de SE al incidir una onda plana sobre la cavidad, en un determinado ancho de banda. La onda plana se ha tratado como una interferencia de referencia para comparar con otros casos de interferencias electromagnéticas. Se verifica que los resultados de las medidas de laboratorio y las simulaciones están en consonancia. También se analizan los efectos de la presencia de las propias sondas eléctrica (dipolo) y magnética (espira) puedan causar sobre los resultados.

En este estudio se evalúan además nuevas definiciones (nuevos indicadores) de SE y se comparan con las definiciones clásicas de SE en el dominio de la frecuencia, secuenciándolas además en función de diferentes elementos que pueden variar en la carcasa, como por ejemplo, el tamaño de la apertura de la carcasa o el tamaño de la carcasa misma.

Finalmente, en un intento de llegar a soluciones más genéricas que faciliten posteriores estudios de SE, se analizan e interpretan los nuevos resultados obtenidos de SE para un barrido del tamaño de la apertura, que proporcionan un único valor de SE equivalente para el indicador o parámetro más crítico y un determinado ancho de banda, permitiendo comparaciones directas de SE con otras cavidades.

## ABSTRACT

Electromagnetic shielding of enclosures is simulated in this PhD thesis. Metallic enclosures with a frontal aperture have been implemented and shielding effectiveness has been calculated in frequency and time domains. The CST Microwave Studio application has been used, and necessary electromagnetic shielding measurements have been implemented in order to confirm the simulated results. An anechoic chamber and the network vector analyser ZVA 67 R&S have been employed. There were different set-ups that consist on two shielding enclosures with different apertures on their frontal walls, as well as an electric and a magnetic probes, and an external log-periodic antenna.

The electromagnetic field shielding of enclosures against radiated interferences, and its study in the frequency and time domains requires to determine specific parameters for the measurement of the shielding effectiveness (SE). With this target recently it has been essayed indicators based on the peak reduction of electric and magnetic fields and the energy density in the time domain. Although many papers have been published with numeric simulations, rarely real measures in laboratory have been published.

In the first part of this study, some important theoretical concepts have been explained, as the high intensity penetration of radiated fields in enclosures with apertures, several ways to define the shielding effectiveness, analytic formulations and different parameters among other concepts, in the frequency and time domains.

Then, the system is defined, as from the implementations for simulations and calculations in CST Microwave Studio point of view, as from the set-ups implemented in laboratory point of view. In this section the features and utilization of the network vector analyser ZVA 67 R&S, anechoic chamber design and dimensions, log-periodic antenna features, and all the different probes, enclosures and apertures employed have been detailed.

After de system definition simulated and measured results have been obtained for some definitions and used SE indicators for incident plane wave against enclosures in a specific bandwidth. The plane wave has been treated as a reference interference to compare to other electromagnetic interference cases. It has been verified that the laboratory measurements and the simulations are in good agreement. The effects of the electric (dipole) and magnetic (loop) probes presences have been analysed too, as they can modified the results.

In this study new SE definitions (new indicators) have been evaluated too, and they have been compared with the classical time-domain SE definitions. These new indicators have been studied as function of several parameters that can be modified in the enclosures as the aperture dimensions or the enclosure dimensions.

## ABSTRACT

---

Finally, in order to get more generic solutions that can be useful to later SE studies, the new SE results have been analysed and interpreted for an aperture size scanning that provide an unique value for the more critical SE indicator and for an specific bandwidth allowing direct SE comparisons with other enclosures.

## **AGRADECIMIENTOS**

Es un honor para mí expresar mi agradecimiento a Antonio Lozano por su tiempo y atención dedicados a la dirección de las tareas investigadoras de este trabajo.

Es necesario para mí mostrar un profundo agradecimiento a mis hijos Ezequiel y Lorena y a mi madre porque, a pesar de los ratos y detalles que nos han faltado, he sentido durante todo este periodo su amor incondicional.

Por último, soy consciente de la bendición de contar con un manajo de amigos y amigas que confían en mí y me animan en esta y en otras batallas de esta gran escuela que es la vida.

A todos ellos, muchas gracias y un fuerte abrazo.





## ÍNDICE GENERAL

1	INTRODUCCIÓN .....	1
1.1	OBJETIVOS .....	2
1.2	ESTADO DEL ARTE DEL PROBLEMA .....	3
<b>1.2.1</b>	<b>Teoría de Apantallamiento</b> .....	4
1.2.1.1	Dominio de la Frecuencia .....	4
1.2.1.1.1	Métodos .....	4
1.2.1.1.2	Estándares .....	9
1.2.1.2	Dominio del Tiempo .....	10
2	DEFINICIÓN DEL SISTEMA .....	15
2.1	IMPLEMENTACIÓN EN LABORATORIO .....	17
<b>2.1.1</b>	<b>Analizador Vectorial de Redes R&amp;S ZVA 67</b> .....	17
<b>2.1.2</b>	<b>Cámara Anecoica</b> .....	20
2.1.2.1	Diseño.....	20
2.1.2.2	Funcionamiento.....	21
2.1.2.3	Dimensiones .....	21
<b>2.1.3</b>	<b>Antena Logoperiódica</b> .....	22
2.1.3.1	Introducción .....	22
2.1.3.2	Funcionamiento.....	23
2.1.3.3	Antena VUSLP 9111-300 .....	24
<b>2.1.4</b>	<b>Sondas</b> .....	26
2.1.4.1	Sonda Eléctrica.....	26
2.1.4.2	Sonda Magnética .....	28
<b>2.1.5</b>	<b>Cavidades</b> .....	30
2.1.5.1	Cavidad A.....	30
2.1.5.2	Cavidad B.....	31
<b>2.1.6</b>	<b>Aperturas</b> .....	32
2.1.6.1	Apertura 1.....	32
2.1.6.2	Apertura 2.....	33
2.1.6.3	Apertura 3.....	34
2.1.6.4	Apertura 4.....	34
2.1.6.5	Apertura 5.....	35
2.1.6.6	Apertura 6.....	35
<b>2.1.7</b>	<b>Toma de Medidas</b> .....	36
2.1.7.1	Calibración del Analizador de Redes R&S ZVA 67.....	36
2.1.7.2	Consideraciones previas .....	36
2.1.7.3	Etapas del proceso de toma de medidas .....	38
2.2	IMPLEMENTACIÓN SIMULADA POR COMPUTACIÓN .....	40
<b>2.2.1</b>	<b>Estructura de Aplicaciones y Datos: Proceso</b> .....	40
<b>2.2.2</b>	<b>Definición de Características del Sistema</b> .....	41
2.2.2.1	Punto de observación: Sondeas Eléctrica y Magnética.....	42
2.2.2.2	Mallado.....	43
2.2.2.3	Solver .....	44
<b>2.2.3</b>	<b>Simulación de la Presencia Física de las Sondeas</b> .....	44
2.2.3.1	Simulación de la Presencia Física de la Sonda Eléctrica .....	45

2.2.3.2	Simulación de la Presencia Física de la Sonda Magnética.....	46
3	FUENTES DE INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA: ONDA PLANA.....	49
3.1	ECUACIÓN DE ONDA .....	50
3.2	SIMULACIONES.....	54
3.2.1	<b>Simulaciones de Onda Plana para frecuencias de 30MHz a 2GHz .....</b>	<b>54</b>
3.2.2	<b>Simulaciones de Onda Plana para frecuencias de 30MHz a 1GHz .....</b>	<b>55</b>
3.2.3	<b>Transformadas Discretas de Fourier de Simulaciones de Onda Plana .....</b>	<b>57</b>
4	ANÁLISIS: SIMULACIONES Y MEDIDAS.....	59
4.1	TÉCNICA DE VALIDACIÓN SELECTIVA DE CARACTERÍSTICAS (FSV).....	60
4.1.1	<b>Amplitude Difference Measure (ADM).....</b>	<b>60</b>
4.1.2	<b>Feature Difference Measure (FDM) .....</b>	<b>61</b>
4.1.3	<b>Interpretación de los valores de ADM y FDM .....</b>	<b>62</b>
4.2	RESONANCIAS EN CAVIDADES DE GUÍA DE ONDA RECTANGULARES	63
4.2.1	<b>Caso TE<sub>101</sub> para un punto de observación centrado en la cavidad.....</b>	<b>64</b>
4.2.2	<b>Caso TE<sub>102</sub> para un punto de observación centrado en la cavidad.....</b>	<b>65</b>
4.3	EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO ELÉCTRICO .....	66
4.3.1	<b>Presencia de la Sonda Eléctrica en el Dominio de la Frecuencia .....</b>	<b>66</b>
4.3.2	<b>Presencia de la Sonda Eléctrica en el Dominio del Tiempo.....</b>	<b>71</b>
4.3.3	<b>Ausencia de la Sonda Eléctrica para Simulaciones.....</b>	<b>73</b>
4.4	EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO MAGNÉTICO ...	75
4.4.1	<b>Presencia de la Sonda Magnética en el Dominio de la Frecuencia .....</b>	<b>75</b>
4.4.2	<b>Presencia de la Sonda Magnética en el Dominio del Tiempo .....</b>	<b>82</b>
4.4.3	<b>Ausencia de la Sonda Magnética para Simulaciones .....</b>	<b>83</b>
5	RESULTADOS DE LAS DEFINICIONES DE APANTALLAMIENTO.....	85
5.1	CAMPO ELÉCTRICO .....	86
5.1.1	<b>Variación del Punto de Observación en el Dominio de la Frecuencia.....</b>	<b>86</b>
5.1.2	<b>Variación del Tamaño de la Cavidad en el Dominio de la Frecuencia.....</b>	<b>89</b>
5.1.3	<b>Variación de la Conductividad de la Cavidad en el Dominio del Tiempo .</b>	<b>90</b>
5.1.4	<b>Variación de la Apertura de la Cavidad en el Dominio del Tiempo .....</b>	<b>91</b>
5.1.5	<b>Derivada del Desplazamiento en el Dominio del Tiempo .....</b>	<b>93</b>
5.2	CAMPO MAGNÉTICO .....	94
5.2.1	<b>Variación del Punto de Observación en el Dominio de la Frecuencia.....</b>	<b>94</b>
5.2.2	<b>Variación del Tamaño de la Cavidad en el Dominio de la Frecuencia.....</b>	<b>95</b>
5.2.3	<b>Variación de la Apertura de la Cavidad en el Dominio del Tiempo .....</b>	<b>96</b>
5.3	DENSIDAD DE ENERGÍA .....	97
5.3.1	<b>Campos Transitorios en el Dominio del Tiempo .....</b>	<b>97</b>
5.3.2	<b>Variación de la Apertura de la Cavidad .....</b>	<b>101</b>
5.3.3	<b>Variación del Intervalo de Frecuencias en el Dominio del Tiempo .....</b>	<b>103</b>
6	DISCUSIÓN.....	105
6.1	DEFINICIÓN DE NUEVOS INDICADORES DE BARRIDO.....	106
6.1.1	<b>Intensidad de Campo Eléctrico .....</b>	<b>106</b>
6.1.2	<b>Intensidad de Campo Magnético .....</b>	<b>108</b>
6.1.3	<b>Densidad de Energía .....</b>	<b>109</b>
6.2	COMPARACIÓN Y SELECCIÓN DE INDICADORES SIGNIFICATIVOS .	110
6.2.1	<b>Selección de Indicadores de Barrido en el Dominio del Tiempo.....</b>	<b>110</b>
6.2.2	<b>Comparativa de los Nuevos Indicadores de Barrido .....</b>	<b>111</b>

6.2.2.1	Variación de la Apertura de la Cavidad .....	112
6.2.2.2	Variación del Punto de Observación .....	113
6.2.2.3	Variación del Tamaño de la Cavidad y de la Apertura .....	116
6.2.2.4	Variación del Intervalo de Frecuencias en el Dominio del Tiempo.....	118
<b>6.2.3</b>	<b>Variación respecto al Rango de Frecuencias .....</b>	<b>121</b>
<b>6.2.4</b>	<b>Variación al Modificar la Apertura de la Cavidad .....</b>	<b>121</b>
6.2.4.1	Campo Eléctrico .....	122
6.2.4.2	Campo Magnético .....	124
6.2.4.3	Densidad de Energía.....	126
7	CONCLUSIONES .....	129
I.	Anexo. Diagramas de Radiación de la Antena VUSLP 9111-300.....	133
II.	REFERENCIAS .....	137
III.	PUBLICACIONES Y CONGRESOS .....	145
IV.	TIME-DOMAIN SHIELDING EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES AGAINST A PLANE WAVE EXCITATION .....	147
V.	PARAMETERS STABILIZATION FOR THE TIME-DOMAIN SHIELDING EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES IN PRESENCE OF PLANE WAVE .....	157



## ÍNDICE DE FIGURAS

FIG. 1. CAVIDAD RECTANGULAR CON APERTURA Y CIRCUITO EQUIVALENTE. ....	7
FIG. 2. MÉTODO DE MEDICIÓN DE LA EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO ELÉCTRICO $SE_E$ . ....	8
FIG. 3. MÉTODO DE MEDICIÓN DE LA EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO MAGNÉTICO $SE_M$ . ....	8
FIG. 4. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA: PW INCIDENTE HACIA UNA CAVIDAD CON UNA APERTURA RECTANGULAR. ....	16
FIG. 5. ANALIZADOR VECTORIAL DE REDES ROHDE & SCHWARZT ZVA67. ....	17
FIG. 6. CONOS DE ABSORCIÓN DE LA CÁMARA ANECOICA. ....	20
FIG. 7. INTERIOR DE LA CÁMARA ANECOICA. ....	21
FIG. 8. ANTENA LOGOPERIÓDICA. ....	22
FIG. 9. ZONA ACTIVA DE UNA ANTENA LOGOPERIÓDICA. ....	23
FIG. 10. ESQUEMA DE LA ANTENA LOGOPERIÓDICA VUSLP 9111-300. ....	24
FIG. 11. IMAGEN DE LA ANTENA LOGOPERIÓDICA VUSLP 9111-300. ....	25
FIG. 12. SONDA ELÉCTRICA: MONOPOLO DE 4 CM DE LONGITUD. ....	27
FIG. 13. SONDA ELÉCTRICA: UBICACIÓN Y ORIENTACIÓN DEL MONOPOLO EN LA CARCASA. ....	27
FIG. 14. FUNCIONAMIENTO DE LA ESPIRA MAGNÉTICA. ....	28
FIG. 15. SONDA MAGNÉTICA: ESPIRAL DE 4.5 CM DE DIÁMETRO INTERIOR. ....	29
FIG. 16. SONDA MAGNÉTICA: UBICACIÓN DE LA ESPIRA EN LA PARED POSTERIOR DE LA CARCASA. ....	29
FIG. 17. CAVIDAD A DE DIMENSIONES $a \times b \times c = 30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$ . ....	30
FIG. 18. CAVIDAD B DE DIMENSIONES $a \times b \times c = 40 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$ . ....	31
FIG. 19. APERTURA 1 DE DIMENSIONES $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm} (h \times w)$ . ....	32
FIG. 20. EMPLAZAMIENTO DE LA CAVIDAD A CON APERTURA 1 EN LA CÁMARA ANECOICA. ....	33
FIG. 21. APERTURA 3 DE DIMENSIONES $30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} (h \times w)$ . ....	34
FIG. 22. APERTURA 4 DE DIMENSIONES $10 \text{ cm} \times 2,5 \text{ cm} (h \times w)$ . ....	34
FIG. 23. APERTURA 5 DE DIMENSIONES $15 \text{ cm} \times 4,5 \text{ cm} (h \times w)$ . ....	35
FIG. 24. APERTURA 6 DE DIMENSIONES $30 \text{ cm} \times 5 \text{ cm} (h \times w)$ . ....	35
FIG. 25. MONTAJE DEL SISTEMA DENTRO DE LA CÁMARA ANECOICA. ....	37
FIG. 26. ESTRUCTURA DE APLICACIONES Y DATOS PARA REALIZAR LAS SIMULACIONES. ....	40
FIG. 27. MODELADO DE LA CAVIDAD APANTALLADA CON CST MICROWAVE STUDIO. ....	41
FIG. 28. MODELADO DE LA CAVIDAD Y EL ENTORNO CON CST MICROWAVE STUDIO. ....	43
FIG. 29. (A) MALLADO SIN CELDAS PBA, Y (B) MALLADO CON CELDAS PBA. ....	43
FIG. 30. IMPLEMENTACIÓN DE LA SONDA ELÉCTRICA (MONOPOLO). ....	45
FIG. 31. IMPLEMENTACIÓN DE LA SONDA MAGNÉTICA (ESPIRA). ....	47
FIG. 32. MOVIMIENTO DE UN PUNTO DE FASE ESTACIONARIA CON VELOCIDAD $v = \omega/k$ . ....	53
FIG. 33. ONDAS PLANAS ESTACIONARIA Y SIMULADA PARA [30MHz, 2GHz]. ....	54
FIG. 34. ONDAS PLANAS ESTACIONARIA Y SIMULADA PARA [30 MHz, 1 GHz]. ....	56
FIG. 35. ESPECTROS DE FRECUENCIAS DE LAS PW GAUSSIANAS TRANSITORIA Y ESTACIONARIA. ....	57
FIG. 36. EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO ELÉCTRICO EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA OBTENIDO CON FIT SIMULADO SIN Y CON MONOPOLO Y RESULTADOS DE LAS MEDIDAS DE LABORATORIO PARA CAVIDAD A Y APERTURA 1. ....	66
FIG. 37. VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO ELÉCTRICO A 704.2 MHz EN SIMULACIÓN SIN MONOPOLO (CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $Y=0$ ). ....	68
FIG. 38. VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO ELÉCTRICO A 692.3 MHz EN SIMULACIÓN CON MONOPOLO (CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $Y=0$ ). ....	68
FIG. 39. VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO ELÉCTRICO A 1105 MHz EN SIMULACIÓN SIN MONOPOLO (CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $Y=0$ ). ....	69
FIG. 40. VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO ELÉCTRICO A 1105 MHz EN SIMULACIÓN CON MONOPOLO (CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $Y=0$ ). ....	69
FIG. 41. VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO ELÉCTRICO A 1.45 GHz EN SIMULACIÓN (CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $Y=0$ ). ....	70
FIG. 42. VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO ELÉCTRICO A 1.48 GHz EN SIMULACIÓN CON MONOPOLO (CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $Y=0$ ). ....	70
FIG. 43. VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO ELÉCTRICO A 1.75 GHz EN SIMULACIÓN CON MONOPOLO (CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $Y=0$ ). ....	71

## ÍNDICE DE FIGURAS

FIG. 44.	CAMPOS ELÉCTRICOS TRANSITORIOS EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ CON Y SIN APANTALLADO PARA CAVIDAD A Y APERTURA 1. ....	72
FIG. 45.	COMPARACIÓN DE $ S_{21} $ MEDIDO EN EL DOMINIO DEL TIEMPO EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ CON CAVIDAD Y SIN CAVIDAD. ....	72
FIG. 46.	EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO ELÉCTRICO PARA LA APERTURA 3 EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA OBTENIDO CON FIT SIMULADO SIN MONOPOLO Y RESULTADOS DE LAS MEDIDAS.....	73
FIG. 47.	EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO MAGNÉTICO EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA OBTENIDO CON FIT SIMULADO SIN Y CON ESPIRA Y RESULTADOS DE LAS MEDIDAS DE LABORATORIO. ....	75
FIG. 48.	VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO MAGNÉTICO A 707 MHz EN SIMULACIÓN: (A), CORTE VERTICAL EN EL PLANO $z=0$ , Y (B), CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $y=0$ . ....	77
FIG. 49.	VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO MAGNÉTICO A 689.3 MHz EN SIMULACIÓN CON ESPIRA: (A) CORTE VERTICAL EN EL PLANO $z=0$ , (B) CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $y=0$ . ....	78
FIG. 50.	VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO MAGNÉTICO A 1105 MHz EN SIMULACIÓN: (A), CORTE VERTICAL EN EL PLANO $z=0$ , Y (B), CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $y=0$ . ....	79
FIG. 51.	VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO MAGNÉTICO A 1111 MHz EN SIMULACIÓN CON ESPIRA: (A) CORTE VERTICAL EN EL PLANO $z=0$ , (B) CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $y=0$ . ....	79
FIG. 52.	VISTA DEL MÓDULO DEL CAMPO MAGNÉTICO A 1.43 GHz EN SIMULACIÓN (A) CORTE VERTICAL EN EL PLANO $z=0$ , (B) CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $y=0$ , (C) ENVOLVENTE. ....	80
FIG. 53.	VISTA DEL VALOR ABSOLUTO DEL CAMPO ELÉCTRICO A 1.43 GHz EN SIMULACIÓN (A) CORTE VERTICAL EN EL PLANO $z=0$ , (B) CORTE HORIZONTAL EN EL PLANO $y=0$ , (C) ENVOLVENTE. ....	81
FIG. 54.	CAMPOS MAGNÉTICOS TRANSITORIOS EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN $P(x,y,z) = (0,0,0)$ CON Y SIN APANTALLADO PARA CAVIDAD A Y APERTURA 1. ....	82
FIG. 55.	COMPARATIVA DE LA EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO ELÉCTRICO CALCULADA EN SIMULACIÓN Y LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN LABORATORIO EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN $P_1(x_1, y_1, z_1) = (0, 0, -7.5\text{cm})$ . ....	86
FIG. 56.	COMPARATIVA DE LA EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO ELÉCTRICO CALCULADA EN SIMULACIÓN Y LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN LABORATORIO EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN $P_2(x_2, y_2, z_2) = (0, 0, 7.5\text{cm})$ . ....	87
FIG. 57.	COMPARATIVA DE LA EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO ELÉCTRICO CALCULADA EN SIMULACIÓN PARA LOS PUNTOS DE OBSERVACIÓN $P, P_1$ Y $P_2$ . ....	88
FIG. 58.	EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO ELÉCTRICO EVALUADA CONSIDERANDO LA TRANSFORMADA DE FOURIER DE LOS CAMPO TRANSITORIOS REALIZADA POR CST PARA LA CAVIDAD 2 Y APERTURAS 4, 5 Y 6. ....	89
FIG. 59.	CAMPOS TRANSITORIOS CON APANTALLAMIENTOS METÁLICOS DE DIMENSIONES LAS DE LA CAVIDAD A Y APERTURA 1, Y CON CONDUCTIVIDADES $10^7$ Y $10^3$ S/M. ....	90
FIG. 60.	CAMPOS TRANSITORIOS CON CAVIDAD A Y APERTURAS DE DIFERENTE ALTURA, Y CON CONDUCTIVIDAD $10^7$ S/M... ..	91
FIG. 61.	CAMPOS TRANSITORIOS CON CAVIDAD A Y APERTURAS DE DIFERENTE ALTURA, Y CON CONDUCTIVIDAD $10^3$ S/M... ..	92
FIG. 62.	COMPARATIVA DE LA INTENSIDAD DE CAMPO ELÉCTRICO Y LA DERIVADA DEL DESPLAZAMIENTO ELÉCTRICO CALCULADAS EN SIMULACIÓN SIN CAVIDAD EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ . ....	93
FIG. 63.	COMPARATIVA DE LA EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO MAGNÉTICO CALCULADA EN SIMULACIÓN PARA LOS PUNTOS DE OBSERVACIÓN $P, P_1$ Y $P_2$ . ....	94
FIG. 64.	EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DE LA INTENSIDAD DE CAMPO MAGNÉTICO CALCULADA EN SIMULACIÓN PARA LA CAVIDAD 2 Y APERTURAS 4, 5 Y 6. ....	95
FIG. 65.	CAMPOS MAGNÉTICOS TRANSITORIOS CON CAVIDAD A Y APERTURAS DE DIFERENTE W. ....	96
FIG. 66.	$E_x, y, z \times H_x, y, z$ OCASIONADO POR LA ONDA PLANA A LO LARGO DEL TIEMPO SIN APANTALLAMIENTO CALCULADO MEDIANTE CST. ....	97
FIG. 67.	$E_x, y, z \times H_x, y, z$ OCASIONADO POR LA ONDA PLANA A LO LARGO DEL TIEMPO CON APANTALLAMIENTO CALCULADO MEDIANTE CST. ....	98
FIG. 68.	COMPARATIVA DE $E_x, y, z \times H_x, y, z$ OCASIONADO POR LA ONDA PLANA A LO LARGO DEL TIEMPO CON Y SIN APANTALLAMIENTO CALCULADO MEDIANTE CST. ....	98
FIG. 69.	COMPARATIVA DE LA ENERGÍA OCASIONADA POR UNA ONDA PLANA A LO LARGO DEL TIEMPO CON Y SIN APANTALLAMIENTO CALCULADO MEDIANTE CST. ....	99
FIG. 70.	EFFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DE LA DENSIDAD DE ENERGÍA A LO LARGO DEL TIEMPO DURANTE Y DESPUÉS DE LA SEÑAL TRANSITORIA. ....	100
FIG. 71.	COMPARATIVA DE LA ENERGÍA OCASIONADA POR UNA ONDA PLANA TRANSITORIA A LO LARGO DEL TIEMPO SIN Y CON APANTALLAMIENTO PARA DIFERENTES APERTURAS. ....	102

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

FIG. 72.	COMPARATIVA DE EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DE LA DENSIDAD DE ENERGÍA A LO LARGO DEL TIEMPO CON APANTALLAMIENTO PARA DIFERENTES APERTURAS PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 200 MHz A 2 GHz. ....	103
FIG. 73.	COMPARATIVA DE EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DE LA DENSIDAD DE ENERGÍA A LO LARGO DEL TIEMPO CON APANTALLAMIENTO PARA DIFERENTES APERTURAS PARA FRECUENCIAS DE 200 MHz A 1 GHz. ....	104
FIG. 74.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 500 MHz. ....	106
FIG. 75.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 3 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 500 MHz. ....	107
FIG. 76.	COMPARACIÓN DE $SEH_{PR}$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 500 MHz SIMULADO SIN ESPIRA Y RESULTADOS DE LAS MEDIDAS. ....	108
FIG. 77.	COMPARACIÓN DE $SEW$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN CON CAVIDAD A Y APERTURA 3 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 30 MHz SIMULADO SIN ESPIRA NI MONOPOLO Y RESULTADOS DE LAS MEDIDAS. ....	109
FIG. 78.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ , $SEB_{DR}$ y $SEWR$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN P CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 30 MHz SIMULADO SIN ESPIRA NI MONOPOLO. ....	111
FIG. 79.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ , $SEB_{DR}$ y $SEWR$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO EN EL PUNTO DE OBSERVACIÓN P CON CAVIDAD A Y APERTURA 3 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 30 MHz SIMULADO SIN ESPIRA NI MONOPOLO. ....	112
FIG. 80.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 30 MHz SIMULADO SIN MONOPOLO Y RESULTADOS DE LAS MEDIDAS, Y PARA UN PUNTO DE OBSERVACIÓN $P_2(x_2, y_2, z_2) = (0, 0, 7.5\text{cm})$ . ....	113
FIG. 81.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ , $SEB_{DR}$ y $SEWR$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 30 MHz SIMULADO SIN ESPIRA NI MONOPOLO, Y PARA UN PUNTO DE OBSERVACIÓN $P_2(x_2, y_2, z_2) = (0, 0, 7.5\text{cm})$ . ....	114
FIG. 82.	COMPARACIÓN DE $SEE$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 30 MHz SIMULADO SIN MONOPOLO Y RESULTADOS DE LAS MEDIDAS, Y PARA UN PUNTO DE OBSERVACIÓN $P_1(x_1, y_1, z_1) = (0, 0, -7.5\text{cm})$ . ....	115
FIG. 83.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ , $SEB_{DR}$ y $SEWR$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 30 MHz SIMULADO SIN ESPIRA NI MONOPOLO, Y PARA UN PUNTO DE OBSERVACIÓN $P_1(x_1, y_1, z_1) = (0, 0, -7.5\text{cm})$ . ....	115
FIG. 84.	COMPARACIÓN DE LOS INDICADORES DE BARRIDO $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ ,.....	117
FIG. 85.	COMPARACIÓN DE LOS INDICADORES DE BARRIDO $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ ,.....	117
FIG. 86.	COMPARACIÓN DE LOS INDICADORES DE BARRIDO $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ ,.....	118
FIG. 87.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ , $SEB_{DR}$ y $SEWR$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 500 MHz SIMULADO. ....	119
FIG. 88.	COMPARACIÓN DE $SEE_{PR}$ , $SEH_{PR}$ , $SED_{DR}$ , $SEB_{DR}$ y $SEWR$ EN EL DOMINIO DEL TIEMPO CON CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA UN BARRIDO CON FRECUENCIA INICIAL DE 500 MHz Y FRECUENCIAS FINALES DE 1GHz A 10 GHz. ....	119
FIG. 89.	REPRESENTACIÓN 3D DE LA EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL MÁXIMO DE LA INTENSIDAD DE CAMPO ELÉCTRICO $SE_{E_{PR}}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHz A 2 GHz. ....	122
FIG. 90.	REPRESENTACIÓN 3D DE LA EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL MÁXIMO DE LA INTENSIDAD DE CAMPO MAGNÉTICO $SE_{H_{PR}}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHz A 2 GHz. ....	124
FIG. 91.	REPRESENTACIÓN 3D DE LA EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL MÁXIMO DE LA DENSIDAD DE ENERGÍA $SE_{WR_{AF}}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHz A 2 GHz. ....	126





## ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1. CARACTERÍSTICAS DEL ANALIZADOR DE REDES R&S ZVA 67. ....	18
TABLA 2. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE LA ANTENA LOGOPERIÓDICA VUSLP 9111-300.....	25
TABLA 3. ESPECIFICACIONES DEL CONECTOR DE LA ANTENA LOGOPERIÓDICA VUSLP 9111-300. ....	26
TABLA 4. CUADRO DE APERTURAS UTILIZADAS PARA CADA CAVIDAD. ....	32
TABLA 5. TIEMPOS DE CÁLCULO PARA CAVIDAD A Y APERTURAS 1 Y 3.....	44
TABLA 6. PARÁMETROS DE DEFINICIÓN DE LA ONDA DE EXCITACIÓN TRANSITORIA $F(x)$ PARA EL INTERVALO DE FRECUENCIAS DE 30MHZ A 2GHZ .....	55
TABLA 7. PARÁMETROS DE DEFINICIÓN DE LA ONDA DE EXCITACIÓN TRANSITORIA $F(x)$ PARA EL INTERVALO DE FRECUENCIAS DE 30MHZ A 1GHZ .....	56
TABLA 8. ESCALA DE INTERPRETACIÓN FSV .....	62
TABLA 9. PARÁMETROS DE VALORACIÓN FSV DE SIMULACIONES SIN Y CON MONOPOLO FRENTE A LAS MEDIDAS CON MONOPOLO PARA LA CAVIDAD A Y APERTURA 1. ....	67
TABLA 10. PARÁMETROS DE VALORACIÓN FSV DE SIMULACIONES SIN MONOPOLO FRENTE A LAS MEDIDAS CON MONOPOLO CON APERTURA 3.....	73
TABLA 11. PARÁMETROS DE VALORACIÓN FSV DE SIMULACIONES SIN Y CON ESPIRA FRENTE A LAS MEDIDAS CON ESPIRA PARA LA APERTURA 1.....	76
TABLA 12. VALORES REPRESENTATIVOS DE LA CURVA DE EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DE LA DENSIDAD DE ENERGÍA PARA LAS APERTURAS 1, 2 Y 3. ....	102
TABLA 13. VALORES DE PARÁMETROS DE APANTALLAMIENTO PROPUESTOS PARA DIFERENTES APERTURAS. ....	110
TABLA 14. PARÁMETROS DE REDUCCIÓN DE PICO Y ENERGÍA PARA LA CAVIDAD A Y APERTURA 1 PARA DIFERENTES ANCHOS DE BANDA. ....	121
TABLA 15. VALORES DE $SE_{E\_PR}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHZ A 2 GHZ. ....	123
TABLA 16. VALORES DE $SE_{E\_PR}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHZ A 1 GHZ. ....	123
TABLA 17. VALORES DE $SE_{H\_PR}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHZ A 2 GHZ. ....	125
TABLA 18. VALORES DE $SE_{H\_PR}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHZ A 1 GHZ. ....	125
TABLA 19. VALORES DE $SE_{WR\_AF}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHZ A 2 GHZ. ....	127
TABLA 20. VALORES DE $SE_{WR\_AF}$ [dB] PARA LA CAVIDAD A EN FUNCIÓN DE LA APERTURA PARA UN RANGO DE FRECUENCIAS DE 30 MHZ A 1 GHZ. ....	127



## 1 INTRODUCCIÓN

---

### 1.1 OBJETIVOS

Esta investigación se articula siguiendo los siguientes objetivos:

1. Parametrización del sistema basado en carcasas metálicas con apertura rectangular frontal expuesta a una señal radiada de onda plana, tanto en simulaciones con CST Microwave Studio como para medidas en laboratorio, para diferentes valores de la carcasa, entorno y puntos de medida.
2. Simulación, cálculo y obtención de resultados de indicadores de SE conocidos y basados en el dominio de la frecuencia.
3. Simulación, cálculo y obtención de resultados de nuevos indicadores de SE propuestos en esta tesis y basados en el dominio del tiempo para un determinado ancho de banda.
4. Implementación y obtención de resultados de las pruebas en laboratorio que confirmen los resultados de referencia obtenidos mediante simulación, y puedan verificar la reproducibilidad de los parámetros de SE propuestos para una onda plana en un determinado ancho de banda.
5. Establecimiento y comparación de las posibles relaciones entre los resultados de las mediciones y simulaciones de SE tanto del campo eléctrico como de la intensidad de campo magnético en los dominios de la frecuencia y del tiempo.
6. Representación de resultados de medidas y simulaciones de las diferentes configuraciones realizadas en el sistema, como son cambios de frecuencia, sondas, cavidades y secuenciación de aperturas modificando su altura y anchura, en los dominios de la frecuencia y del tiempo
7. Presentación de conclusiones según los resultados obtenidos, como son la influencia de los valores de frecuencia, efecto del ruido, efecto de la presencia de las sondas eléctrica y magnética, etc., y valoración de la validez de la onda plana como referencia para otros casos y de los nuevos indicadores en el dominio del tiempo como definición de SE extrapolable a otros sistemas.

### 1.2 ESTADO DEL ARTE DEL PROBLEMA

Esta tesis se enmarca dentro de la disciplina de la compatibilidad electromagnética. Tradicionalmente existen múltiples definiciones [1] [2] [3] [4] [5] [6] para describir y evaluar el apantallamiento electromagnético, así como estándares y normas [7] [8] [9] [10] [11] [12] [13] [14] [15] [16].

El estudio del apantallamiento proporcionado por cavidades metálicas que presentan perforaciones y aperturas tanto para ventilación como para que los dispositivos de entrada y salida se puedan conectar es muy amplio [17] [18] [19] [20] [21] [22]. Para abordar este estudio se suelen aplicar técnicas analíticas o semi-analíticas [23] [24] [25]. Los métodos numéricos pueden abordar cualquier tipo de cavidad y contenidos [26] [27] [28] [29]. Entre los métodos numéricos más habituales en electromagnetismo se encuentran los de *Transmission-Line Modelling Method* (TLM) [30] [31] [32] [33] [34], *Finite-Difference Time-Domain Method* (FDTD) [35] [36] [37], y *Finite-Integration Technique* (FIT) [38] [39] [40] [41], en el dominio del tiempo. *Finite Element Method* (FEM) [42] [43] [44] es el método numérico más popular en el dominio de la frecuencia.

El apantallamiento de campos electromagnéticos de carcasas frente a interferencias radiadas, y su estudio tanto en el dominio del tiempo (TD) como de la frecuencia (FD), requiere la determinación de parámetros específicos para la medida de la SE. Con este fin se ha ensayado recientemente con indicadores basados en la medición de la reducción de los picos de campo eléctrico, campo magnético y densidad de energía en el TD [43] [45] [46].

Aunque casi todas las fuentes de interferencia potenciales se encuentran a frecuencias de banda estrecha, existen fuentes con un espectro de ancho de banda, como las formas de onda digitales o incluso en el interior de los equipos eléctricos, trabajando a diferentes frecuencias. Este tipo de análisis puede ser significativo y ayudar a elegir fácilmente entre dos o más configuraciones de carcasas. Respecto a los niveles de riesgo, aunque los límites comerciales para inmunidad a campos radiados son realmente bajos [14] [15], sólo 3 V/m, y para Network Equipment Building Standards (NEBS) es 10 V/m (IEC/EN-61000-4-3) hay interferencias de alta intensidad tales como los pulsos electromagnéticos (EMP) o relámpagos [1] [46] [47] [48] [49] [50] [51] [52] que pueden alcanzar niveles elevados de campo electromagnético, pudiendo ser útil también este tipo de análisis a aplicaciones militares. La penetración de los campos radiados de alta intensidad (HIRF) en cavidades a través de aperturas es relevante también en el campo de la aviación. Las historias de comunicaciones interrumpidas, equipos de navegación inhabilitados, etc., son numerosas, y ello es debido a los efectos electromagnéticos de las fuentes externas a la aeronave.

A la hora de estudiar las características de una carcasa protectora es necesario incluir los circuitos a los que va a proteger. Con este fin se han realizado diferentes aproximaciones [53] [54] [55] [56] [57] [58]. Además, el estudio de carcasas plásticas con propiedades conductivas también se ha abordado en [59] [60] [61] [62] [63] [64] [65] [66] [67] [68].

En esta tesis se evalúan distintas definiciones de apantallamiento electromagnético, algunas ya publicadas y otras que se propondrán. Para llevar a cabo el estudio se empleará el código comercial CST Microwave Studio [69]. Las simulaciones que se realizarán tanto en el dominio de la frecuencia [70] [3] [71] [72] como en el dominio temporal [36] [46] [73] [74] [75] se verificarán con medidas experimentales en cámara anecoica. Si bien el alcance de esta tesis se limita a las cavidades metálicas, se han estudiado en la bibliografía tanto carcasas metálicas como plásticas [76] [77] [78], aunque no con los indicadores que se proponen.

### ***1.2.1 Teoría de Apantallamiento***

La sensibilidad de una víctima potencial situada en el punto de observación puede no ser isotrópica, y en general la anisotropía será el caso más frecuente, habiéndose de tener en cuenta las variaciones que los niveles de inmunidad ante amenazas de campos electromagnéticos presentan para diferentes polarizaciones y ángulos de incidencia.

No obstante, y con objeto de simplificar tanto las simulaciones como las pruebas en laboratorio como la notación extensa y compleja asociados a dicha dependencia respecto a la dirección, seguidamente se introducirán expresiones significativas para valorar las prestaciones de un sistema apantallado respecto a unos indicadores que se extraen y calculan para el caso más desfavorable [18] [23] cuando la onda de excitación incide frontalmente hacia el punto de observación y la carcasa en la polarización más crítica.

#### *1.2.1.1 Dominio de la Frecuencia*

##### *1.2.1.1.1 Métodos*

Se puede definir de dos formas diferentes la SE de cavidades con aperturas [26]:

- MÉTODO 1 (“*inmunidad*”): Se basa en una excitación de onda plana con el siguiente procedimiento:

1. Excitar la cavidad con una onda plana y registrar el campo eléctrico en el punto de observación interior.
2. Excitar un espacio de dominio computacional, o medido en laboratorio, vacío con la misma onda plana y registrar el campo eléctrico en la misma posición de interés.
3. Calcular la SE en decibelios (dB) utilizando la definición (1):

$$SE = 20 \log \frac{\text{(respuesta en frecuencia en vacío)}}{\text{(respuesta en frecuencia del problema)}} \text{ (dB)} \quad (1)$$

Donde la respuesta en frecuencia es definida como la magnitud del componente del campo eléctrico, o magnético, de interés. Éste es el método utilizado en esta investigación.

- MÉTODO 2 (“emisión”): Asume que la cavidad es excitada por una sonda interior, y sigue un procedimiento similar:

1. Excitar la cavidad mediante una sonda interior y obtener el valor de campo lejano en el dominio del tiempo en el punto de observación exterior de interés.
2. Asumir que se elimina la parte superior de la cavidad a lo largo con sus lados, y sólo la parte inferior se mantiene junto con la sonda de excitación (formando esencialmente una geometría de un monopolo sobre un plano de tierra). Obtener el valor de campo lejano en el punto de observación de interés.
3. Calcular la SE mediante la definición de (1).

Como se opera en campo lejano y se obtienen los parámetros de dispersión, por reciprocidad, ambos montajes, inmunidad y emisión, proporcionarán resultados equivalentes.

Se ha desarrollado una formulación analítica [23] para la SE de la cavidad rectangular apantallada con una apertura. Tanto el apantallamiento magnético como el eléctrico pueden calcularse en función de la frecuencia, dimensiones de la cavidad, las dimensiones de la apertura y posición dentro de la cavidad. Los valores teóricos de esta formulación analítica de la SE están cotejados con los resultados de las mediciones. Además, esta teoría ha sido extendida a aperturas circulares, múltiples aperturas y a los efectos sobre los contenidos de la cavidad.

El apantallamiento electromagnético se utiliza con frecuencia para reducir las emisiones o mejorar la inmunidad de los equipos electrónicos. La capacidad de una carcasa de protección para hacer esto se caracteriza por su SE, que se define como la relación de las intensidades de campo en presencia y ausencia de la carcasa. En cada punto dentro de la carcasa se puede definir una efectividad de apantallamiento eléctrico  $SE_E$  y una efectividad de apantallamiento magnético  $SE_M$ .

Para una lámina conductora infinita iluminada por una onda plana  $SE_E$  y  $SE_M$  son iguales y sólo dependen de la frecuencia, conductividad, permeabilidad y grosor de la lámina. Sin embargo, si se trata de una carcasa, entonces  $SE_E$  y  $SE_M$  son generalmente diferentes y dependientes de la posición dentro de la cavidad. Además, la SE prácticamente está determinada principalmente por la penetración de la energía a través de las aperturas de la cavidad en lugar de a través de las paredes para el caso de carcasas metálicas.

Puesto que en esta tesis se trabaja con cavidades de paredes metálicas, se supone que la conductividad de las paredes de la cavidad es suficientemente alta para que solamente la penetración por la apertura sea decisiva.

La SE se puede calcular mediante simulación numérica o por formulaciones analíticas. Los métodos numéricos pueden modelar estructuras complejas, pero a menudo requieren mucho tiempo de cálculo y memoria de computación, con el fin de modelar el problema con el suficiente detalle. Esto significa que, aunque son buenos para predecir el blindaje de una cavidad en particular, es difícil su uso para aquellos que investigan el efecto de los parámetros de diseño sobre las efectividades de apantallamiento  $SE_E$  y  $SE_M$ . En cambio las formulaciones analíticas proporcionan un medio mucho más rápido de calcular la SE, posibilitando la variación de los parámetros de diseño en investigación (se utiliza el término “*formulación*” en lugar de “*solución*”, ya que a menudo utilizan relaciones empíricas en lugar de principios fundamentales).

Una apertura rectangular en una cavidad rectangular vacía está representada por el circuito equivalente de Robinson y colaboradores [18] que se muestra en la Figura 1. El lado más largo de la apertura se muestra normal al campo eléctrico, que es el peor de los casos de apantallamiento [5]. En nuestro caso particular, al realizar la apertura de la pared frontal de la cavidad en dirección ortogonal al flujo de corriente eléctrica, la corriente es interrumpida de forma abrupta, causando radiación y disminuyendo así drásticamente la SE de la pared.

El apantallamiento eléctrico a una distancia  $p$  de la ranura se obtiene de la tensión en el punto  $P$  en el circuito equivalente, mientras que la corriente en  $P$  proporciona el apantallamiento magnético. La fuente de radiación está representada por la tensión  $V_0$  e impedancia  $Z_0 \cong 377 \Omega$  (impedancia intrínseca del aire), y la cavidad por la guía de onda cortocircuitada cuya impedancia característica y constante de propagación son  $Z_g$  y  $k_g$ .

Se procede en primer lugar a encontrar la impedancia equivalente de la apertura y a continuación, utilizando la teoría de la línea de transmisión simple, a transformar todos los voltajes e impedancias al punto  $P$ .



Hay que tener en cuenta que las placas de circuitos, fuentes de alimentación y otros contenidos introducen pérdidas electromagnéticas en las cavidades. Esto afecta a la SE de la cavidad en el punto de observación, en particular a frecuencias resonantes.

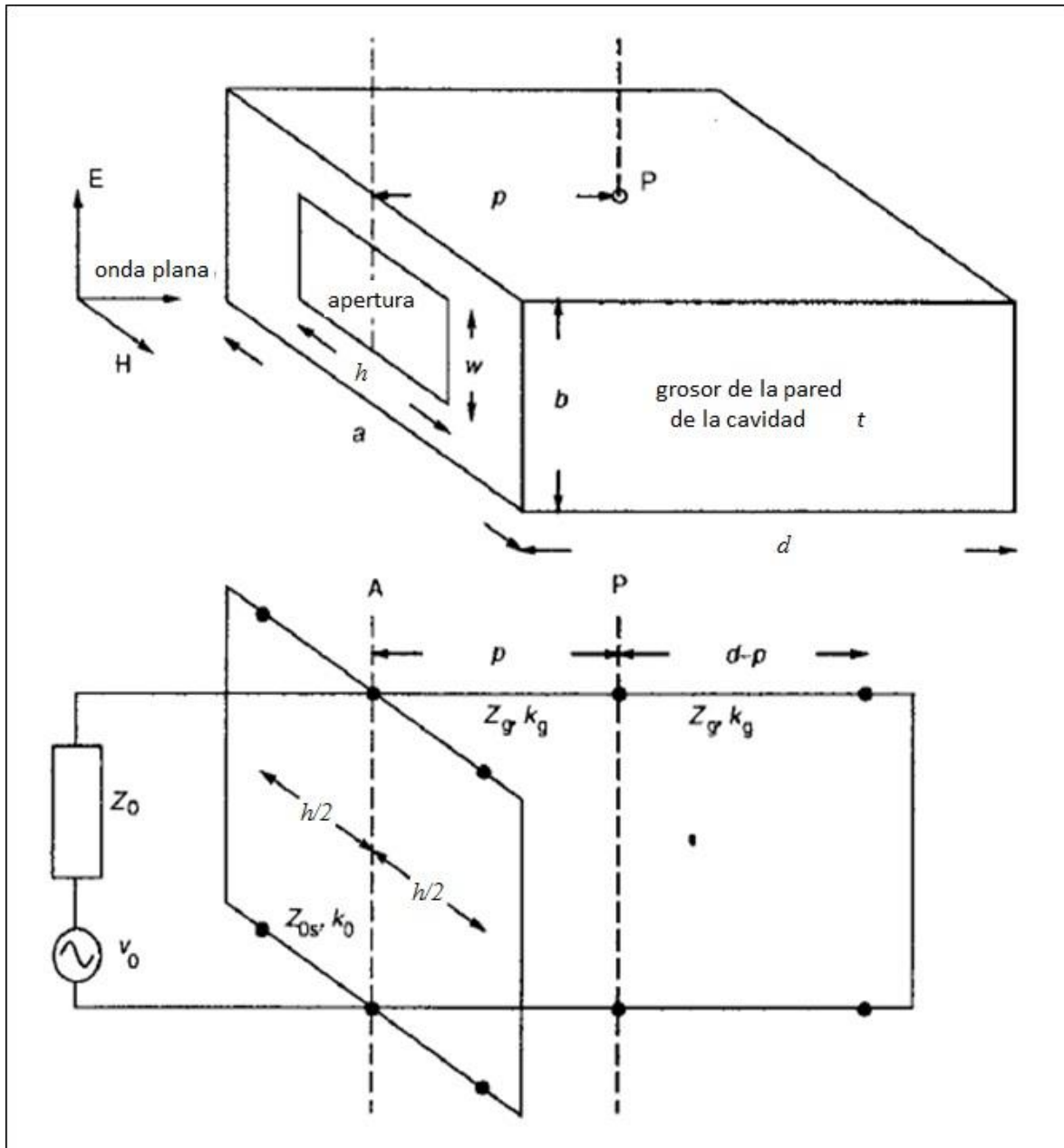


Fig. 1 Cavity rectangular con apertura y circuito equivalente.

Para obtener el apantallamiento del campo eléctrico se utilizará un monopolo, el cual se detallará más adelante, cuya configuración se representa en la Figura 2.

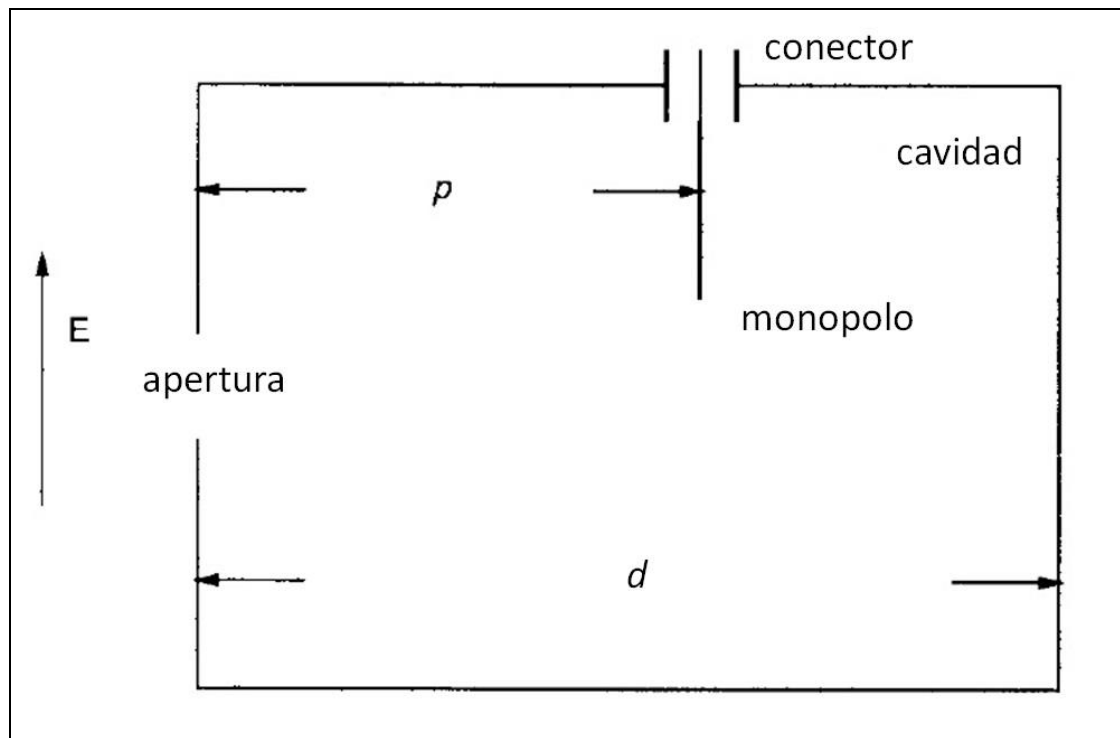


Fig. 2 Método de medición de la efectividad de apantallamiento eléctrico  $SE_E$ .

En el caso del apantallamiento del campo magnético se empleará una espira magnética apantallada, la cual se detallará también más adelante, cuya configuración viene representada en la Figura 3.

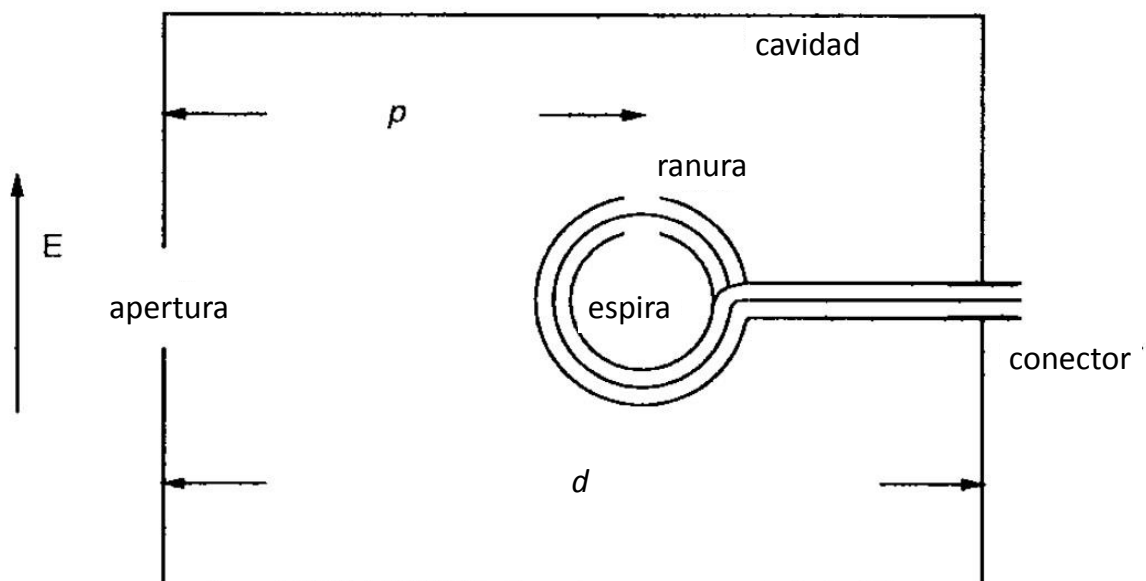


Fig. 3 Método de medición de la efectividad de apantallamiento magnético  $SE_M$ .

### 1.2.1.1.2 Estándares

En el dominio de la frecuencia el Método Standard clásico, IEEE 299-1997 [5], pauta para el SE a frecuencias bajas (desde 50 Hz hasta 20 MHz) el uso de la relación, entre otros parámetros, de la magnitud del campo magnético  $|H_S|$  dentro de una cavidad con el campo  $|H_{in}|$  en el mismo punto de observación en ausencia de dicha cavidad, de la siguiente forma (2):

$$SE_H = 20 \log_{10} \frac{|H_{in}|}{|H_S|} \text{ (dB)} \quad (2)$$

Para frecuencias en el rango de resonancia (desde 20 MHz a 300 MHz) este standard clásico define el SE del campo eléctrico como la relación entre la magnitud de campo eléctrico  $|E_S|$  dentro de la cavidad y el campo  $|E_{in}|$  en el mismo punto de observación sin cavidad, según (3):

$$SE_E = 20 \log_{10} \frac{|E_{in}|}{|E_S|} \text{ (dB)} \quad (3)$$

Para el caso de alta frecuencia, es decir, cuando las dimensiones de la cavidad son comparables o de dimensiones mayores que la longitud de onda, ha de considerarse la atenuación del campo electromagnético (más que los campos eléctrico o magnético por separado). Y para frecuencias superiores (por encima de 1.7 GHz) la relación entre la potencia recibida dentro de la cavidad  $P_S$  y sin cavidad  $P_{in}$  se define como (4):

$$SE_P = 10 \log_{10} \frac{P_{in}}{P_S} \text{ (dB)} \quad (4)$$

En 2013 se aprobó un nuevo Método Standard IEEE [6]. Este standard proporciona los procedimientos uniformes de medida para la determinación de la efectividad de apantallamientos electromagnéticos para cavidades y cajas de dimensiones entre 0.1 m y 2 m en el rango de radiofrecuencia no especificada por el estándar anterior.

Este estándar considera eléctricamente pequeño un sistema si al comparar la longitud de onda de la frecuencia más alta con la dimensión más grande de la cavidad, la longitud de onda es significativamente (diez veces) mayor que dicha dimensión, tal como indica la siguiente inecuación (5):

$$l < \frac{\lambda}{10} \quad (5)$$

La anterior inecuación (5) puede ser también expresada en función de la frecuencia (6):

$$f < \frac{c}{10l} \quad (6)$$

De la expresión anterior se puede deducir que, para que el sistema sea considerado eléctricamente pequeño, la frecuencia más alta  $f$  debería ser inferior a 300 MHz para una cavidad cuya dimensión mayor fuera de 0.1 m, y menor de 40 MHz si su mayor dimensión es menor a 0.75 m. Se ha de destacar también que las frecuencias límites superiores son bastante más pequeñas que las frecuencias de resonancia de la cavidad para la mitad del valor de una longitud de onda (1.5 GHz y 200 MHz, respectivamente).

Los problemas que pueden surgir en el test de cavidades pequeñas con dimensiones lineales inferiores a 2 m son muy diferentes de aquellas que determinan la SE de grandes habitáculos. A partir de las consideraciones anteriores, este estándar está dividido en dos partes:

- La Parte I –para cavidades de 0.75 m a 2 m-,
- La Parte II –de cavidades físicamente pequeñas (< 0.75 m) pero eléctricamente grandes.

Además contiene una serie de anexos que ayudan a la medición de la efectividad de apantallamiento de estas cavidades, de entre los que se destacan:

- El Anexo I, referido a cavidades físicamente y eléctricamente pequeñas,
- El Anexo J, referido a cavidades pequeñas en cámaras de reverberación.

Así como otros anexos con las expresiones matemáticas a utilizar, selección de las técnicas de medida, medidas preliminares, correcciones y adaptaciones.

### *1.2.1.2 Dominio del Tiempo*

La evaluación de la SE en cavidades bajo condiciones transitorias requiere un análisis preciso de aspectos fundamentales. Para ello se ha de comprender primero el mecanismo de acoplamiento, así como los aspectos que se proponen para designar la efectividad de apantallamiento electromagnético real de una cavidad. Con ese objeto se va a probar su idoneidad con diferentes configuraciones.

Los problemas del apantallamiento electromagnético son generalmente analizados por medio de máscaras en el dominio de la frecuencia. Este enfoque es razonable y satisfactorio

cuando la fuente es periódica. Sin embargo cuando la fuente de campo electromagnético es transitoria, el enfoque de dominio de la frecuencia no es bueno y no permite una comprobación directa e inmediata de la adecuación de la estructura de apantallamiento.

Con el fin de superar estos problemas que surgen en el dominio del tiempo, se han presentado varios intentos de definir parámetros que se describen a continuación. Hay que tener en cuenta que la mayoría de los dispositivos electrónicos son sensibles a una o más de las siguientes cantidades físicas [45] [46] [75]:

1. el valor máximo del campo eléctrico (magnético),
2. el valor máximo de los efectos inducidos causados por las variaciones en el tiempo de la densidad de flujo magnético (eléctrico),
3. el total de energía desprendida.

Por lo tanto, los parámetros de apantallamiento tienen en cuenta:

1. una reducción de los valores pico de los campos transitorios electromagnéticos (EM) en la región apantallada, denotado como “*SE de la reducción del valor de pico*”,
2. una reducción de la derivada en el tiempo máxima del campo transitorio EM en la región apantallada, denotada como “*SE de la reducción derivativa*”,
3. una reducción de la densidad de energía que fluye a través de la región apantallada, denotada como “*SE de la reducción de la densidad de energía*”.

**SE de la reducción del valor de pico.** Es la reducción del valor o valores de pico del campo EM transitorio en la región apantallada. Este primer parámetro introducido para la valoración del comportamiento de campos está basado en la reducción de pico de la forma de onda y se tiene en cuenta para las prestaciones de estructuras diseñadas para proteger sistemas o dispositivos sensibles a un campo EM mayor que un valor umbral fijado. Puede ser cuantificado, tanto para campo eléctrico como magnético, de la siguiente forma (7):

$$SE_{E\_PR} = 20 \log \frac{|E_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|E_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (7a)$$

$$SE_{H\_PR} = 20 \log \frac{|H_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|H_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (7b)$$

Donde:

- $E_{MAX}^{in}$  y  $H_{MAX}^{in}$  representan el valor máximo de la amplitud de campo eléctrico y magnético, respectivamente, en el punto de observación en ausencia de la carcasa, respectivamente.
- $E_{MAX}^s$  y  $H_{MAX}^s$  representan el valor máximo de la amplitud de campo eléctrico y el magnético, respectivamente, en el punto de observación cuando la carcasa está presente.

El parámetro introducido se basa en la reducción del valor de pico en las formas de onda de campo eléctrico (o magnético). El numerador es el valor de pico del campo incidente “in” en el punto de observación en ausencia de apantallamiento, mientras que el denominador representa el valor de pico del campo en la región apantallada “s”, en el mismo punto de observación.

Se ha de destacar que el valor de pico recogido se refiere al valor absoluto [47] y por tanto abarca tanto valores de signo positivo como negativo del campo, habiéndose atendido a la amplitud y no sólo a los valores positivos.

**SE de la reducción derivativa.** El segundo parámetro representa la reducción de la derivada temporal y tiene en cuenta la limitación de los efectos inducidos asociados con las derivadas temporales de las densidades de flujo magnético y eléctrico, denotados como  $\dot{B}(x, y, z)$ ,  $\dot{D}(x, y, z)$ , respectivamente. Puede ser cuantificado según las siguientes ecuaciones (8):

$$SE_{B\_DR} = 20 \log \frac{|\dot{B}_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|\dot{B}_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (8a)$$

$$SE_{D\_DR} = 20 \log \frac{|\dot{D}_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|\dot{D}_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (8b)$$

En las definiciones (8a) y (8b) el efecto de apantallamiento se evalúa considerando la reducción de los valores máximos de las derivadas temporales. De hecho, se ha adoptado la siguiente notación (9):

$$\dot{B}_{MAX}^{in}(t, x, y, z) = \text{MAX} \left[ \frac{\partial B^{in}(t, x, y, z)}{\partial t} \right] \quad (9a)$$

$$\dot{D}_{MAX}^{in}(t, x, y, z) = \text{MAX} \left[ \frac{\partial D^{in}(t, x, y, z)}{\partial t} \right] \quad (9b)$$

donde el máximo se evalúa para el intervalo de tiempo de interés, y el resto de términos, denominadores de (8a) y (8b), son análogos a los de las anteriores definiciones.

Además, en la definición (8a) la densidad de flujo magnético o inducción magnética está relacionada con la intensidad de campo magnético a través de la permeabilidad magnética, mientras que en la definición (8b) la densidad de flujo eléctrico está relacionada con el campo eléctrico a través de la permitividad eléctrica, de la siguiente forma (10):

$$\vec{B}(x, y, z) = \mu(x, y, z) \vec{H}(x, y, z) \quad (10a)$$

$$\vec{D}(x, y, z) = \varepsilon(x, y, z) \vec{E}(x, y, z) \quad (10b)$$

De hecho se asume [27] que las derivadas son las mismas, y las efectividades del apantallamiento electromagnético para estos parámetros pueden valorarse como (11):

$$SE_{H\_DR} = 20 \log \frac{|\dot{H}_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|\dot{H}_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (11a)$$

$$SE_{E\_DR} = 20 \log \frac{|\dot{E}_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|\dot{E}_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (11b)$$

**SE de la reducción de densidad de energía.** Es la reducción de la densidad de energía volumétrica en la región apantallada. El tercer parámetro valora la reducción de la energía que puede ser emitida a un punto de observación localizado en una posición dada. Requiere de la introducción del concepto densidad de energía, expresada en  $[J/m^2]$ , según (12):

$$W = \int_0^{\infty} [|\vec{E}(t, x, y, z) \times \vec{H}(t, x, y, z)|] dt \quad (12)$$

Por supuesto, el límite superior de la integral en el tiempo es finito en los transitorios reales de interés práctico: la integral indefinida se reducirá a una simple integral a través de un intervalo finito de tiempo; no obstante, la duración del transitorio puede ser diferente en presencia y en ausencia de apantallamiento y debe prestarse atención a su duración real. Por otra parte, se debe tener en cuenta que sólo será emitida de forma efectiva una fracción de la densidad de energía al objeto o víctima localizada en una posición dada. Para valorar dicha cantidad, es decir la energía emitida, se deben tener en cuenta además, las características del objeto receptor específico.

La efectividad de apantallamiento en la reducción de energía [2] viene referida al valor absoluto de la parte real de la energía en cada caso (13) y será:

$$SE_{WR} = 10 \log \frac{|W^{in}(x, y, z)|}{|W^s(x, y, z)|} \quad (13)$$

Se ha de tener en cuenta que dicha energía es sólo la debida a la amenaza de un campo electromagnético externo y no se incluye cualquier otra contribución derivada de, por ejemplo, efectos indirectos como conducciones por cable o conexiones de línea debidas a condiciones operativas normales o anormales.



## 2 DEFINICIÓN DEL SISTEMA

---

## DEFINICIÓN DEL SISTEMA

El modelo considerado consiste en una carcasa o caja de apantallamiento que se comporta como un metal conductor con una conductividad eléctrica  $\sigma = 10^7$  (S/m), iluminada por una onda plana que se desplaza en el eje  $z$  en sentido negativo directamente hacia la apertura de la caja y con objeto de simular el caso más desfavorable [18] [23], se ha elegido polarización vertical perpendicular al lado mayor  $h$  de la apertura. La cavidad apantallada de referencia tiene unas dimensiones interiores de  $a \times b \times c = 30$  cm  $\times$  12 cm  $\times$  30 cm con una apertura rectangular de 10 cm  $\times$  0.5 cm ( $h \times w$ ) centrada en el panel frontal. Todas las paredes tienen un grosor de 0.5 cm. A partir de estas dimensiones de referencia se evaluarán los cambios en la SE con respecto a otras dimensiones de cavidades, aperturas, etc.

En la Figura 4 se muestra la configuración que se ha establecido para evaluar los efectos de una onda plana (PW) incidente con respecto a los parámetros de SE propuestos.

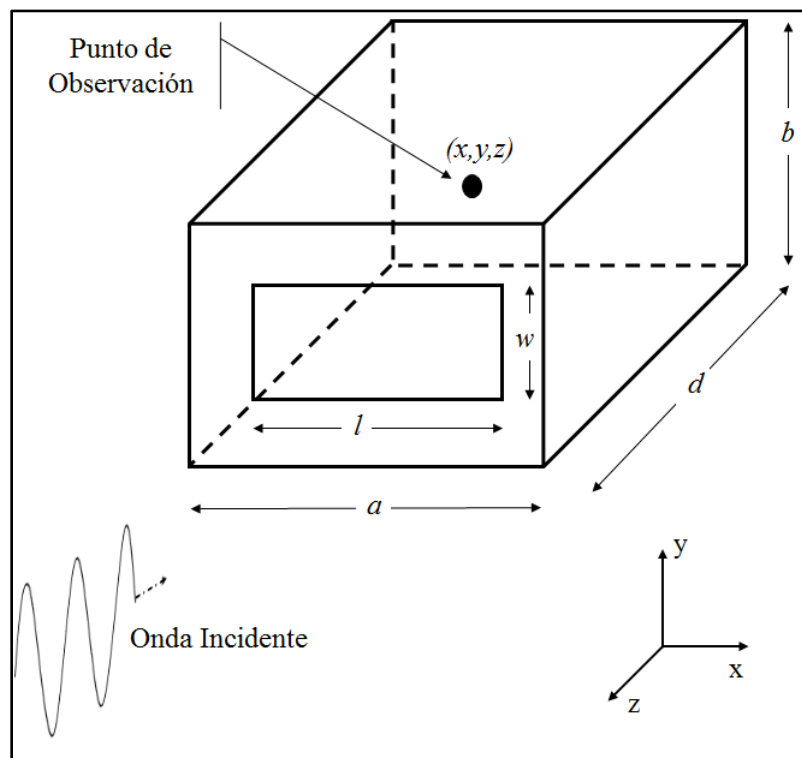


Fig. 4 Configuración del sistema: PW incidente hacia una cavidad con una apertura rectangular.

El punto de observación  $P(x, y, z)$  se sitúa en general en el centro de la cavidad, con coordenadas  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ , aunque también se realizaron simulaciones con el punto de observación en las coordenadas  $(x, y, z) = (0, 0, -7.5)$  cm y  $(x, y, z) = (0, 0, 7.5)$  cm.

### 2.1 IMPLEMENTACIÓN EN LABORATORIO

Con objeto de verificar la precisión de las simulaciones realizadas con el código comercial CST Microwave Studio, se ha comparado los resultados de éstas con los obtenidos en diferentes medidas en laboratorio. En este apartado se describen todos los instrumentos y dispositivos utilizados para las mediciones, así como los ajustes, estructuras y disposición de los mismos en cada caso.

#### 2.1.1 Analizador Vectorial de Redes R&S ZVA 67

El analizador vectorial de redes se utiliza para la obtención de los valores de los parámetros de dispersión de circuitos de microondas.



Fig. 5. Analizador vectorial de redes Rohde & Schwartz ZVA67.

Se puede configurar el analizador de redes según las necesidades de cada medición, para lo que se dispone de una gran variedad de opciones.

En concreto el modelo utilizado es el Rohde &Schwartz ZVA 67 [79] [80] [81], de dos puertos. En la Figura 5 se muestra uno análogo de 4 puertos.

R&S ZVA 67 ofrece muchas ventajas con respecto a la velocidad de medición y funcionalidad. En I+D es ideal para medir componentes en aplicaciones de radar civiles o militares y enlaces de microondas. Además, el R&S ZVA 67 ofrece una solución sencilla para medir el valor de ruido en amplificadores.

También se puede analizar la actuación de cualquier señal en componentes activos, tales como los amplificadores. Así mismo, analiza no sólo los parámetros de dispersión  $S_{ij}$ , sino también los armónicos, la compresión, la intermodulación y los parámetros de ruido. El analizador vectorial de redes mide el retardo de grupo relativo y absoluto en componentes de conversión de frecuencia, tales como mezcladores, incluso cuando el oscilador local no está accesible.

El R&S ZVA 67 dispone de las siguientes características básicas, así como de las expuestas en la Tabla 1:

- Una fuente por cada puerto.
- Una disposición de conmutación especial que permite que la señal de salida sea en paralelo; es decir, podemos enviar señales de salida a través de los dos puertos al mismo tiempo.
- Amplio rango dinámico desde 110 dB a 67 GHz.
- Potencia de salida de 6 dBm a 67 GHz.
- Amplio rango de barrido de potencia  $>40$  dB.

Con objeto de obtener los parámetros de dispersión S, se parametrizó el analizador de redes R&S ZVA 67 en el rango de 30 MHz a 2000 MHz con un paso de 1 MHz.

*Tabla 1. Características del Analizador de Redes R&S ZVA 67.*

<b>R&amp;S ZVA 67</b>	
<b>Número de puertos</b>	2
<b>Rango de frecuencias</b>	10 kHz a 67 GHz
<b>Número de puntos de prueba por traza</b>	1 a 60001
<b>Anchos de banda de medidas</b>	1 Hz a 1 MHz (con opción hasta 30 MHz)
<b>Máximo número de fuentes internas</b>	4
<b>Sistema operativo</b>	Windows XP Embedded

**Rango dinámico en la medición a 10 Hz  
de ancho de banda:**

<b>Entre puertos de prueba</b>	typ, 140 dB
<b>Con acceso directo de receptor</b>	typ. > 145 dB
<b>Potencia de salida en el puerto de prueba</b>	typ. 18 dB
<b>Rango de potencia</b>	typ. > 58 dB
<b>Tiempo de medida por cada punto de prueba</b>	< 3.5 $\mu$ s (con 1 MHz medida ancho de banda)

**Tiempo de transferencia de datos (para  
201 puntos)**

<b>Bus IEC/IEEE</b>	< 2.9 ms
<b>VX11 sobre 100 Mbit/s LAN</b>	< 1.3 ms
<b>RSIB sobre 100 Mbit/s LAN</b>	< 0.7 ms
<b>Tiempo de conmutación entre canales</b>	< 1 ms (con no más de 2001 puntos)
<b>Tiempo de conmutación entre setups</b>	< 10 ms (con no más de 2001 puntos)

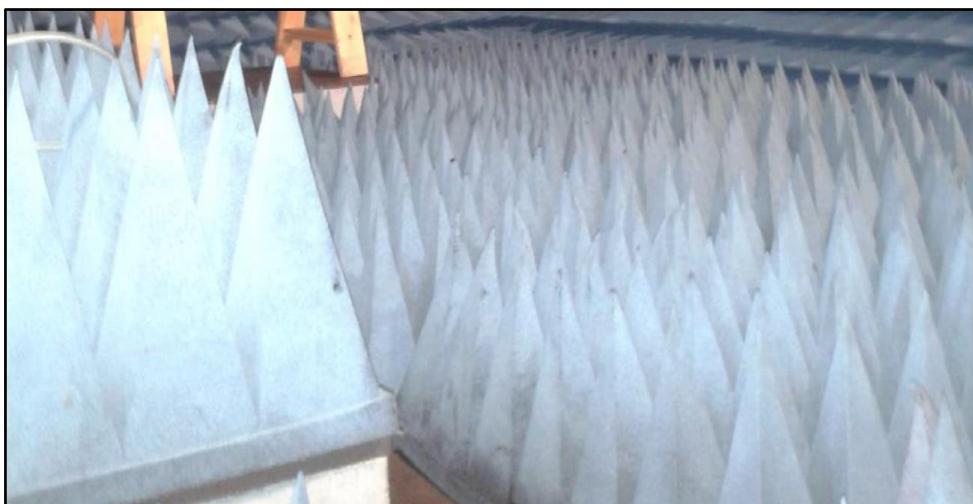
### 2.1.2 Cámara Anecoica

Esta cámara está diseñada para absorber o reducir, en medida de lo posible, las reflexiones producidas por ondas acústicas o electromagnéticas en cualquiera de las superficies que la conforman (suelo, techo y paredes laterales), aunque en este caso el estudio se centrará únicamente en las ondas electromagnéticas.

#### 2.1.2.1 Diseño

Se trata de una cámara metálica o de Faraday y con material absorbente en su interior para realizar medidas similares a las que se realizan en campo abierto, pero sin tener las interferencias que éstas presentan. La combinación de estos dos factores implica que la sala emule las condiciones que se darían en un campo libre, ajeno a cualquier tipo de efecto o influencia de la habitación fruto de dichas reflexiones.

Por lo tanto, la cámara anecoica de radiofrecuencia presenta un blindaje metálico en sus paredes, emulando una jaula de Faraday. Las caras internas de las paredes de la cámara se encuentran aisladas del exterior de cualquier fuente de ruido o influencia electromagnética externa y presentan pirámides cuadrangulares con la base apoyada sobre la pared (véase la Figura 6), construidas con materiales que absorben las ondas y aumentan la dispersión o difusión de las escasas ondas que no son absorbidas completamente. Las cámaras están cubiertas con material diseñado para la absorción de ondas electromagnéticas (distinto al material empleado para absorber ondas acústicas), a fin de aislar la cámara de cualquier tipo de influencia externa y simular condiciones de espacio libre en su interior.



*Fig. 6. Conos de absorción de la cámara anecoica.*

## DEFINICIÓN DEL SISTEMA

---

### 2.1.2.2 *Funcionamiento*

Cabe destacar que existen dificultades en las frecuencias más bajas a causa de la respuesta de los materiales absorbentes y de las dimensiones de la cámara.

Se ha empleado la cámara para medidas electromagnéticas. Cuando una onda electromagnética incide sobre una superficie, la onda es reflejada y/o absorbida por dicha superficie; ya que es una onda que transmite energía electromagnética a través de un medio material como el aire. En la naturaleza, este fenómeno se produce en cualquier entorno. Fruto de la reflexión ocurren diversos fenómenos como la reverberación.

### 2.1.2.3 *Dimensiones*

En cuanto a las medidas de la cámara anecoica utilizada (largo x ancho x alto). Por un lado se tienen las dimensiones externas de la cámara y por otro, las dimensiones internas (de cono a cono):

- Dimensiones externas: (415 cm x 340 cm x 255 cm) Corresponden a las medidas externas de la estructura de la cámara anecoica.
- Dimensiones internas: (400 cm x 268 cm x 168 cm) Medidas tomadas en el interior de la cámara de cono a cono.



*Fig. 7. Interior de la cámara anecoica.*



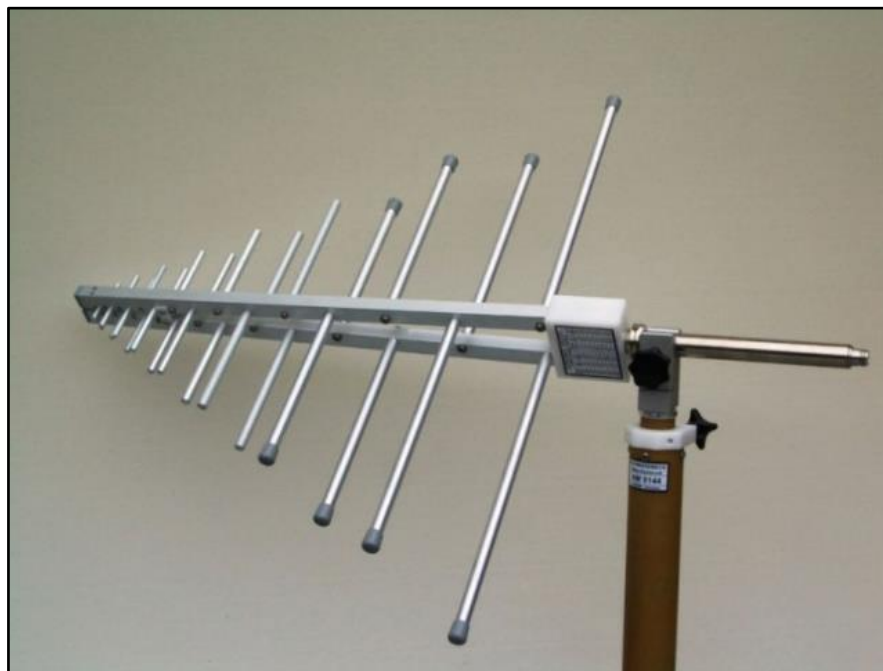
En la Figura 7 se puede observar el interior de la cámara anecoica [82], en concreto la parte donde se van colocando las distintas cavidades y aperturas tanto con la sonda eléctrica como magnética.

### 2.1.3 Antena Logoperiódica

#### 2.1.3.1 Introducción

En un extremo de la cámara anecoica se emplazó una antena logoperiódica orientada en posición vertical.

Una antena de tipo logarítmica periódica es una antena cuyos parámetros de impedancia o de radiación son una función periódica del logaritmo de la frecuencia de operación. Se trata de una construcción similar a la de la antena Yagui. La diferencia estriba en que las diferencias de longitudes entre los elementos y sus separaciones siguen una variación logarítmica en lugar de lineal. La Figura 8 muestra una antena de estas características:



*Fig. 8. Antena logoperiódica.*

El diseño de estas antenas se realiza a partir de las dimensiones de un dipolo y la separación entre dipolos, que se va multiplicando por una constante. Uno de los diseños más conocidos es la agrupación logoperiódica de dipolos.



La ventaja fundamental de la antena logarítmica es que recibe alimentación en todos sus elementos. Con esto se consigue un ancho de banda mayor y una impedancia pareja dentro de todas las frecuencias de trabajo de esta antena.

### 2.1.3.2 Funcionamiento

La receptora de la señal, o su región activa, cambia continuamente dependiendo de la frecuencia, donde a la frecuencia más baja de operación, el elemento más largo es el resonante y el resto de elementos actúan como directores. A la frecuencia más alta, el elemento más corto resuena y los otros elementos (más largos) actúan como reflectores en el centro de la banda de frecuencia.

Estas antenas pueden proveer hasta 10 dB más de ganancia que una antena de  $\lambda/4$  de onda, a la vez que pueden atenuar hasta 30 dB fuentes de interferencia provenientes de otras direcciones. La longitud del elemento horizontal y el número de elementos transversales determinan el ancho de banda y la directividad de la antena.

Se puede destacar como usos de las antenas logoperiódicas los de transmisión de señales de TV, FM y para comunicaciones militares.

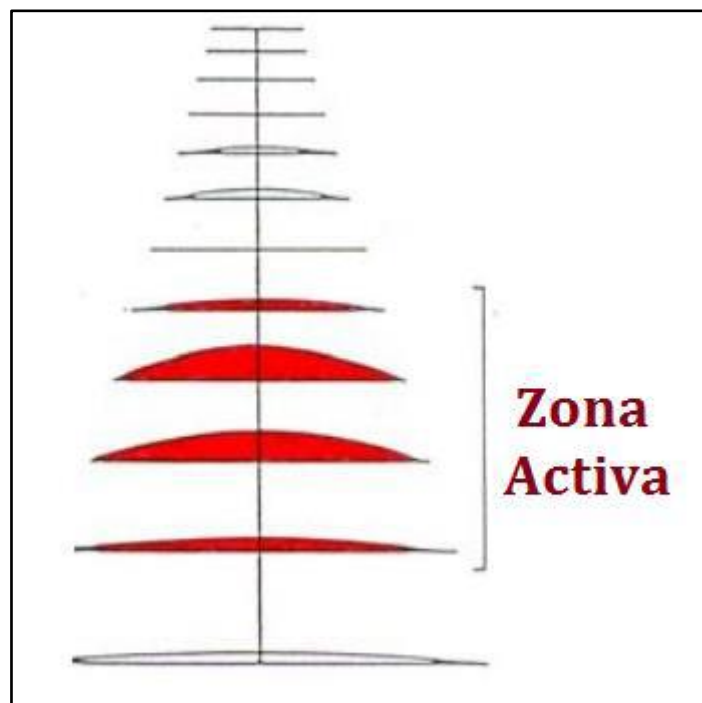


Fig. 9. Zona activa de una antena logoperiódica.

En las antenas logaritmo-periódicas hay siempre dos radiadores activos cuyas longitudes se encuentran cercanas a  $\lambda/2$  en la frecuencia de funcionamiento. Esto se llama “zona activa”, que se ha representado en la Figura 9.

Para frecuencias altas la zona activa se mueve hacia la punta de la antena, mientras que para frecuencias bajas se encuentra al final de los radiadores más largos.

La zona activa es sólo una parte del tamaño total de la antena (relativamente baja ganancia en comparación con el tamaño total).

De esta manera se obtiene como ventaja principal que el rango de frecuencias es extremadamente grande y en contraposición, como desventaja, baja ganancia por tamaño.

### 2.1.3.3 Antena VUSLP 9111-300

En este estudio se ha empleado un modelo de antena logoperiódica concreto. Se trata del VUSLP 9111-300 [83]:

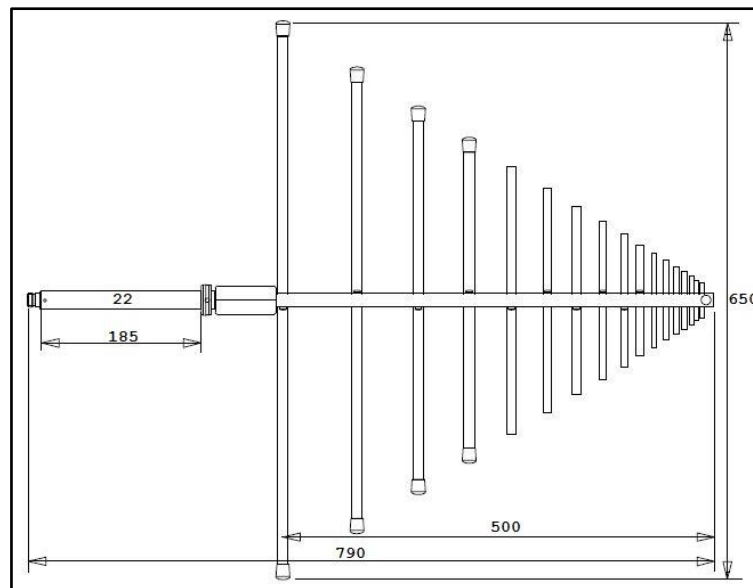


Fig. 10. Esquema de la antena logoperiódica VUSLP 9111-300.

En la Figura 10 las medidas están representadas en milímetros y el número 22 que aparece hace referencia al diámetro del tubo que es 22 mm. La Figura 11 muestra una imagen de la antena logoperiódica VUSLP 9111-300.

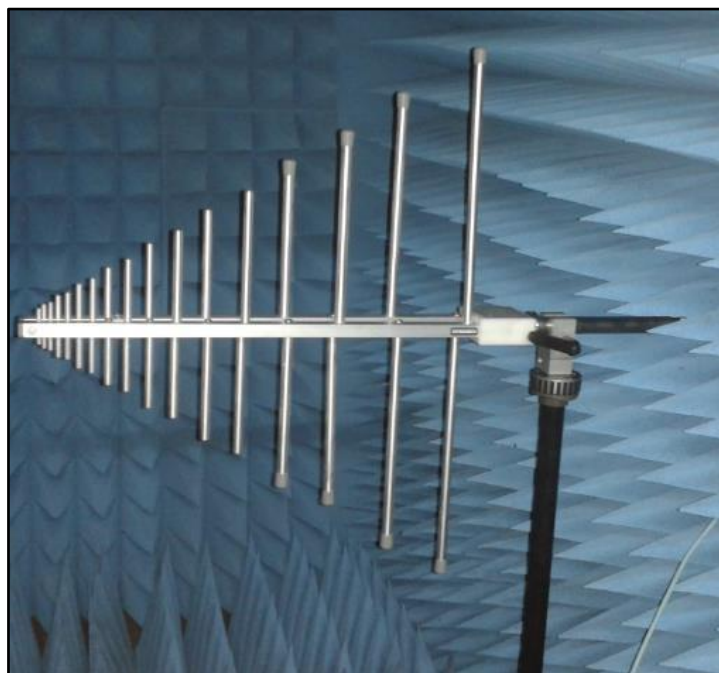


Fig. 11. Imagen de la antena logoperiódica VUSLP 9111-300.

A continuación, en las Tablas 2 y 3, se destacan algunas especificaciones técnicas de la antena VUSLP 9111-300 y de su conector.

Tabla 2. Especificaciones técnicas de la antena logoperiódica VUSLP 9111-300.

Especificaciones	VUSLP 9111-300
	Antena logoperiódica de banda ancha (Tubo de aluminio)
Rango nominal de frecuencias:	230 MHz - 2.8 GHz
Rango de uso de frecuencias:	200 MHz - 4 GHz
Ganancia isotrópica	7 dBi + / - 1 dB
Factor de antena:	12 - 32 dB/m
Impedancia nominal:	50 $\Omega$
Relación de onda estacionaria SWR max.:	< 2.5
Relación de onda estacionaria SWR típico:	< 1.5
Ratio de adelante hacia atrás:	20 dB
Polarización cruzada:	>20 dB (230 MHz...1 GHz)
Ancho de haz a 3 dB (Plano-E):	45°-65°
Ancho de haz a 3 dB (Plano-H):	90°-120°
Máx. potencia de entrada:	1000 W (230 MHz); 300 W (1 GHz)

Tabla 3. Especificaciones del conector de la antena logoperiódica VUSLP 9111-300.

<b>Conector N hembra</b>	
<b>(Tubo de 22 mm, anillo de indexación)</b>	
<b>Ancho x Altura x Grosor:</b>	650 x 790 x 82 mm
<b>Peso:</b>	1.6 kg

A través del Anexo. *Diagramas de Radiación de la Antena VUSLP 9111-300* se pueden observar los diagramas de radiación de la antena logoperiódica para diferentes planos y frecuencias.

#### 2.1.4 Sondas

En este estudio se han utilizado dos tipos de sondas, para medir el campo eléctrico y el campo magnético en el dominio de la frecuencia y del tiempo, y así obtener el apantallamiento en cada caso. Por un lado se dispone de una sonda eléctrica y por otro de una sonda magnética.

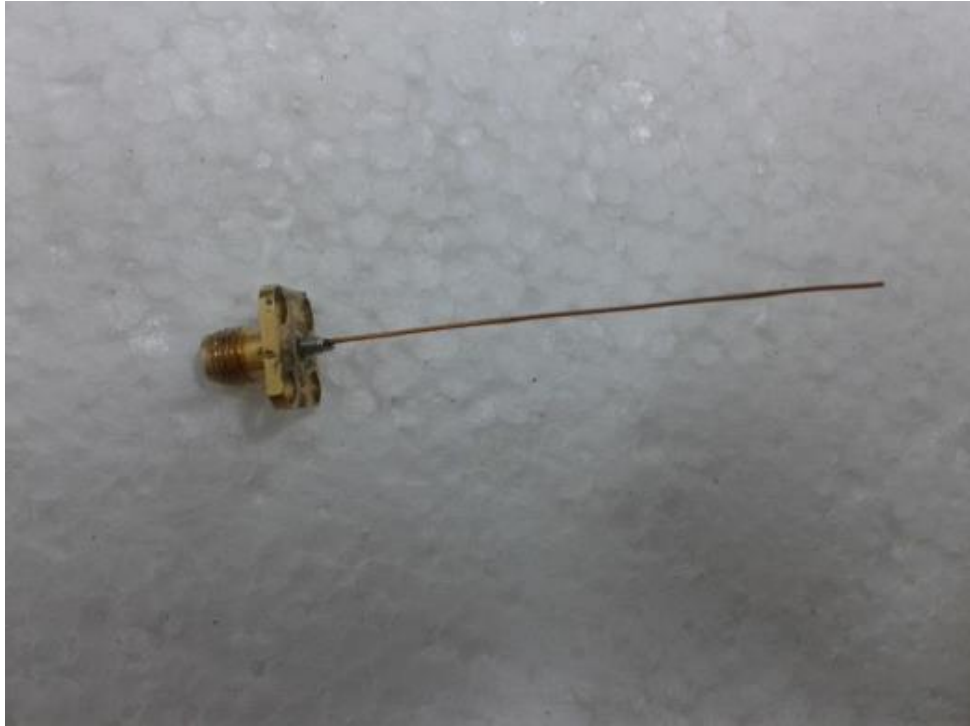
##### 2.1.4.1 Sonda Eléctrica

Se trata de un monopolo, es decir, en lugar de un sistema de dos cargas de signo opuesto (dipolo) este tipo de antena comprende un sistema con sólo una carga. En este caso, se ubica en posición vertical. Las medidas eléctricas fueron tomadas a través de un monopolo de 4 cm de longitud, mostrado en la Figura 12. El conector empleado es SMA.

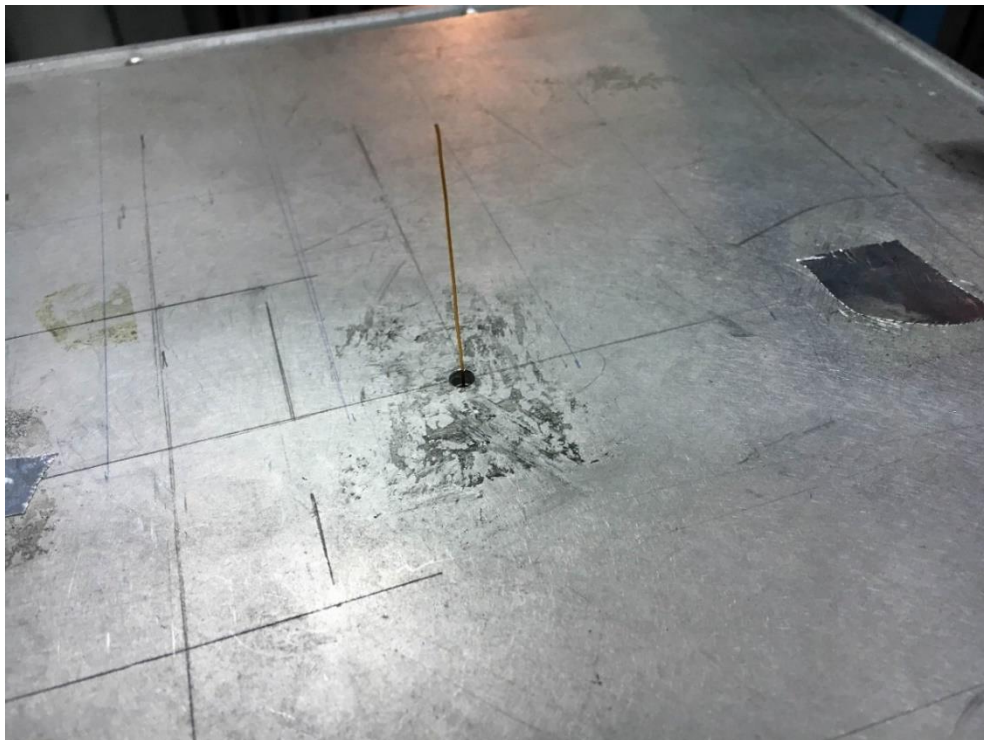
El monopolo eléctrico se orientó en posición vertical y se situó sobre la base de la cavidad, es decir, sobre un plano de tierra. De esta forma éste puede ser modelado como un dipolo clásico.

El dipolo es por definición una antena simétrica respecto de su punto de alimentación central, y por ello la denominación de alimentación balanceada. En cambio en el monopolo y el plano de tierra se configura una alimentación de tipo desbalanceada, siendo el "vivo" conectado al monopolo propiamente, y el "retorno" conectado al plano de tierra. La antena vertical emite en polarización vertical, es decir, el campo eléctrico es perpendicular al plano del suelo.

Se puede apreciar en la Figura 13 cómo la sonda eléctrica se sitúa centrada en la cavidad según los ejes  $x$  y  $z$  definidos anteriormente.



*Fig. 12. Sonda eléctrica: Monopolo de 4 cm de longitud.*



*Fig. 13. Sonda eléctrica: Ubicación y orientación del monopolo en la carcasa.*

2.1.4.2 Sonda Magnética

Se trata de una espira magnética apantallada, de tal forma que el campo en el interior de la espira se refuerza, ya que todo el campo creado en esa zona está orientado en la misma dirección, mientras que en el exterior se debilita. Se puede apreciar este fenómeno en la siguiente Figura 14.

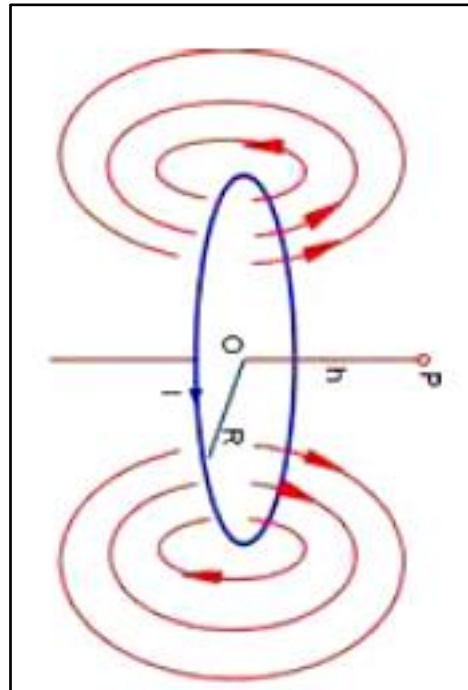


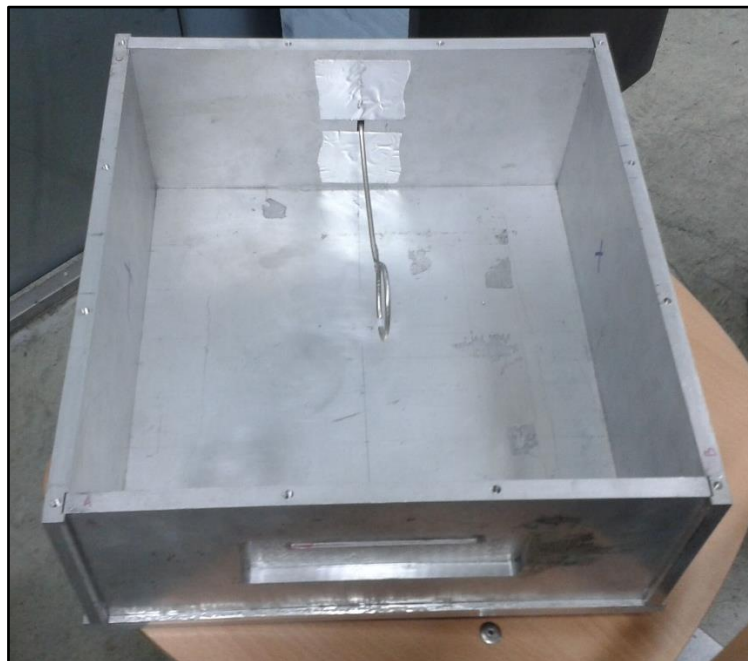
Fig. 14. Funcionamiento de la espira magnética.

Para tomar las medidas magnéticas se implementó una sonda espiral de 4.5 cm de diámetro interior con ranurado horizontal, ya que el campo magnético de la onda emitida se propaga en el plano xz, tal como muestra la Figura 15.

Esta sonda magnética se ubicó en el centro de la cavidad apoyada sobre la pared del fondo de la misma, tal como se puede observar en la Figura 16.



*Fig. 15. Sonda magnética: espiral de 4.5 cm de diámetro interior.*



*Fig. 16. Sonda magnética: ubicación de la espira en la pared posterior de la carcasa.*



### 2.1.5 Cavidades

Las mediciones se realizaron para dos tipos de cavidades, ambas metálicas, que se diferencian básicamente en sus dimensiones. Las dimensiones y características de cada una quedan detalladas en los siguientes subapartados.

El Método Standard IEEE de 2013 [6] clasifica este problema para el intervalo de frecuencias en estudio como “eléctricamente grande” ya que las dimensiones físicas de estas cavidades son comparables o mayores que la longitud de onda.

#### 2.1.5.1 Cavidad A

En el otro extremo de la cámara anecoica se instaló una cavidad metálica de dimensiones de  $a \times b \times c = 30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$ , a la que se fueron instalando diferentes aperturas en su pared frontal. La Figura 17 muestra una imagen de la cavidad A:

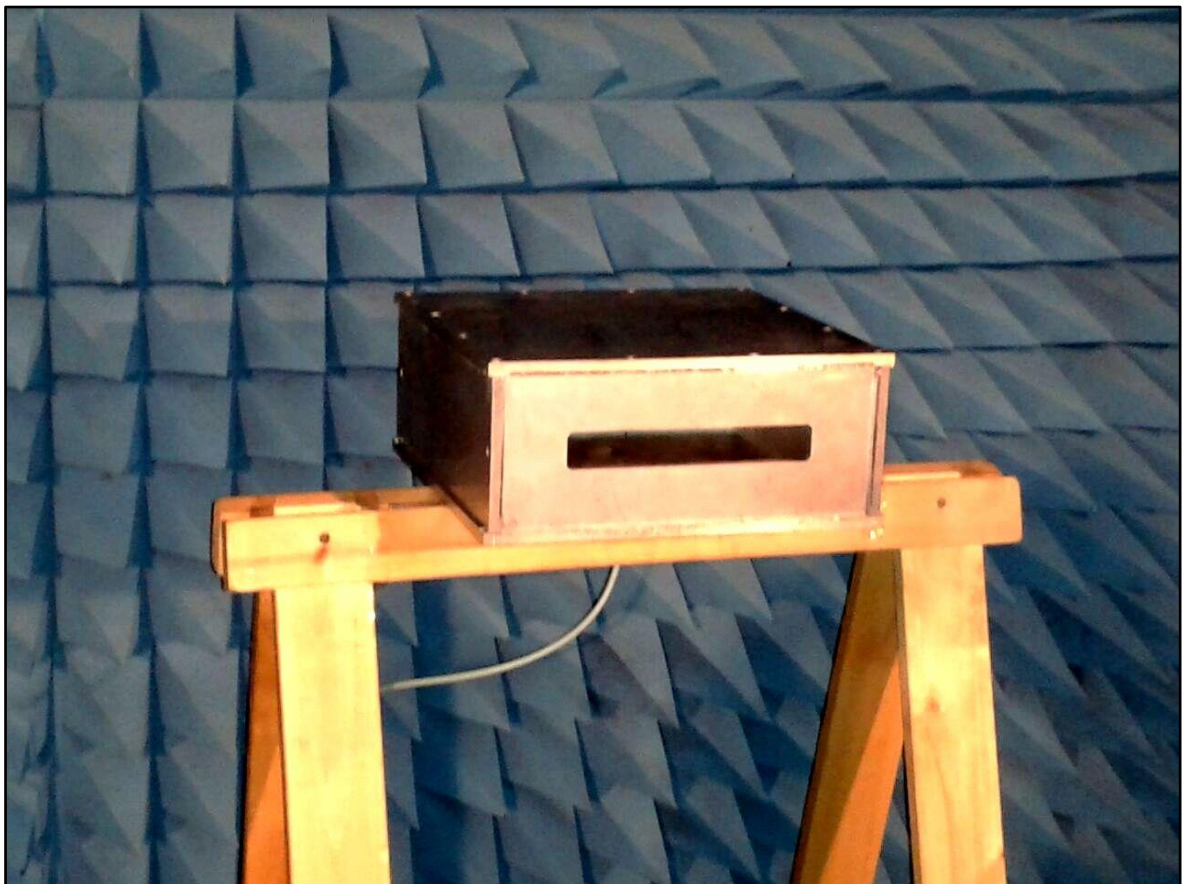


Fig. 17. Cavidad A de dimensiones  $a \times b \times c = 30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$ .



### 2.1.5.2 Cavity B

También se instaló una cavidad metálica con dimensiones de  $a \times b \times c = 40 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$ , con diferentes aperturas. En la Figura 18 se observa la cavidad B ubicada en la cámara anecoica.



Fig. 18. Cavity B de dimensiones  $a \times b \times c = 40 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$ .

### 2.1.6 Aperturas

Se dispone de una serie de aperturas que se han empleado para realizar las medidas y simulaciones, y en función de cada caso, se han cambiado las aperturas para las diferentes cavidades. Sus dimensiones se proporcionan en la Tabla 4.

Tabla 4. Cuadro de aperturas utilizadas para cada cavidad.

Cavidad A $a \times b \times c = 30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$	Cavidad B $a \times b \times c = 40 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$
Apertura 1. $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm} (h \times w)$	Apertura 4. $10 \text{ cm} \times 2,5 \text{ cm} (h \times w)$
Apertura 2. $10 \text{ cm} \times 8 \text{ cm} (h \times w)$	Apertura 5. $15 \text{ cm} \times 4,5 \text{ cm} (h \times w)$
Apertura 3. $30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} (h \times w)$	Apertura 6. $30 \text{ cm} \times 5 \text{ cm} (h \times w)$

#### 2.1.6.1 Apertura 1

A la cavidad A se instaló una apertura rectangular de  $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm} (h \times w)$  centrada en el panel frontal, como se muestra en la Figura 19. La Figura 20 muestra la cavidad A con la apertura 1 dentro de la cámara anecoica.



Fig. 19. Apertura 1 de dimensiones  $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm} (h \times w)$ .



*Fig. 20. Emplazamiento de la cavidad A con apertura 1 en la cámara anecoica.*

#### *2.1.6.2 Apertura 2*

Con la cavidad A se realizaron simulaciones (no pruebas) con una apertura intermedia de  $10\text{ cm} \times 8\text{ cm}$  ( $h \times w$ ).

### 2.1.6.3 Apertura 3

También se realizaron pruebas con la pared frontal de la carcasa totalmente abierta  $30\text{ cm} \times 12\text{ cm}$  ( $h \times w$ ). Véase la Figura 21.



Fig. 21. Apertura 3 de dimensiones  $30\text{ cm} \times 12\text{ cm}$  ( $h \times w$ ).

### 2.1.6.4 Apertura 4

Las dimensiones de esta apertura son de  $10\text{ cm} \times 2,5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ) y se ha utilizado para la cavidad B. Véase la Figura 22.

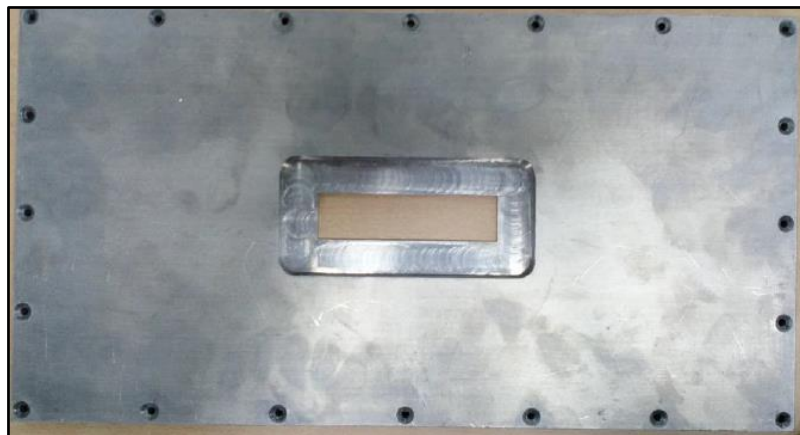


Fig. 22. Apertura 4 de dimensiones  $10\text{ cm} \times 2,5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ).



2.1.6.5 *Apertura 5*

Las dimensiones de esta apertura son de  $15\text{ cm} \times 4,5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ) y se ha utilizado para la cavidad B. Véase la Figura 23.

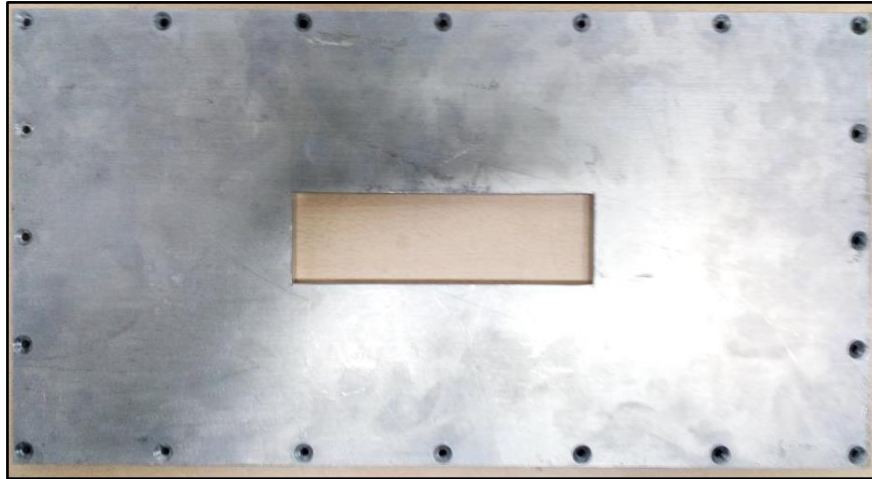


Fig. 23. *Apertura 5 de dimensiones  $15\text{ cm} \times 4,5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ).*

2.1.6.6 *Apertura 6*

Las dimensiones de esta apertura son de  $30\text{ cm} \times 5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ) y se ha utilizado para la cavidad B. Véase la Figura 24.

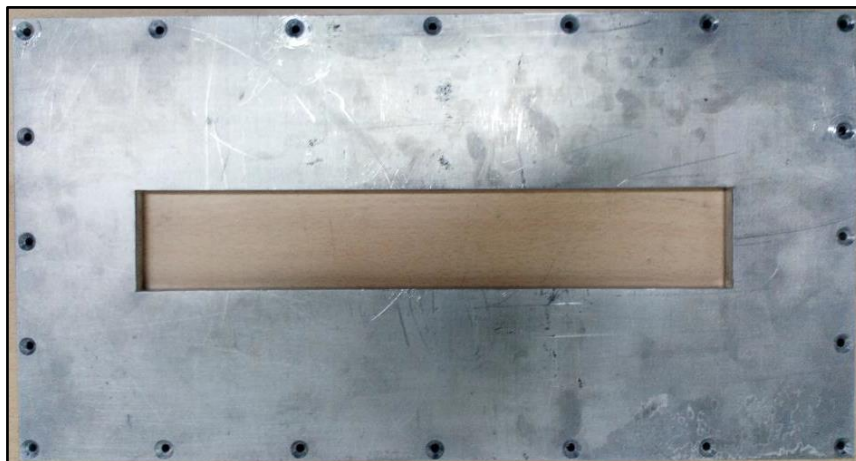


Fig. 24. *Apertura 6 de dimensiones  $30\text{ cm} \times 5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ).*

### 2.1.7 Toma de Medidas

En este apartado se describen diferentes partes del proceso de toma de medidas en laboratorio, como la calibración del analizador de redes, las etapas de medidas, y otras consideraciones.

#### 2.1.7.1 Calibración del Analizador de Redes R&S ZVA 67

Antes de la toma de medidas se realizó la debida calibración del R&S ZVA 67 de la siguiente forma:

1. Reinicio (*Preset*) del sistema.
2. Definición de parámetros. Se establecieron los valores de las frecuencias de inicio (30 MHz) y fin (2 GHz), el número de puntos equidistantes en frecuencia entre ambas (10.001) y el ancho de banda para cada punto (*Power Bandwidth Average = 10 KHz*).
3. Asignación de los puertos. Se asignó el puerto 1 a la antena logoperiódica y el puerto 2 a las sondas eléctrica y magnética, según el caso.
4. Finalmente se utilizó el kit de calibración ZV-Z32 que permite un toma de datos fiable de hasta 34 GHz, y se realizó la calibración del tipo TOSM, iniciales de *Through* o a través de los puertos 1-2, *Open* o abierto tanto en el puerto 1 como en 2, *Short* o corto tanto en el puerto 1 como en 2, y *Match* o carga adaptada del propio kit de calibración de forma similar, tanto en el puerto 1 como en 2.

#### 2.1.7.2 Consideraciones previas

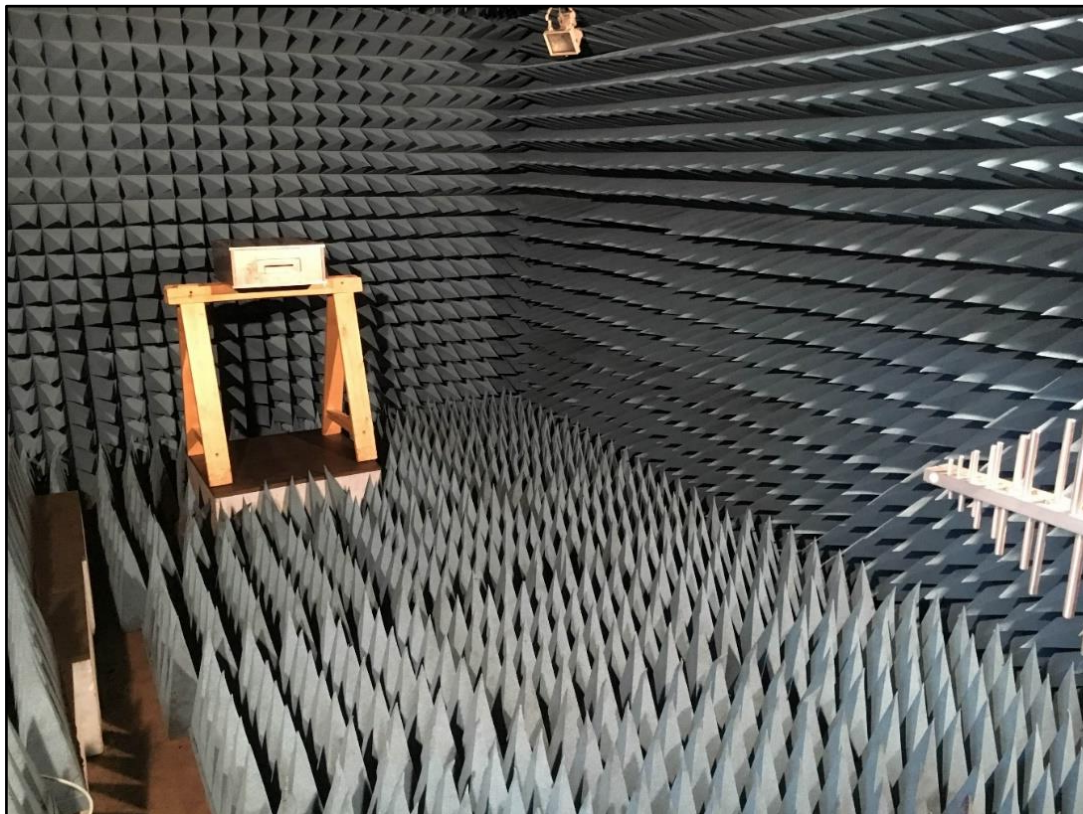
Para la toma de medidas con el analizador de redes se ha obtenido el parámetro de transmisión  $S_{21}$ . El sistema implementado en laboratorio se ubicó en el interior de una cámara anecoica tal y como muestra la Figura 25.

Se pueden realizar además las siguientes consideraciones:

- La cavidad y la antena logoperiódica dentro de la cámara anecoica distan aproximadamente unos 3 m. [23] [84]. De esta forma la antena emite una señal que, debido a la distancia que la separa del punto de observación, será considerada de campo lejano y se asemeja a una onda plana para frecuencias de hasta casi 2 GHz.
- Respecto a la sonda eléctrica, de 4 cm de longitud y en orientación vertical, su centro (a 2 cm) no coincide con el punto central de la cavidad en el eje  $y$ . Este desplazamiento sobre el eje  $y$  se asume no significativo en los primeros modos debido a que el campo eléctrico es invariante en el eje  $y$ . Como se verá más adelante el primer modo  $TE_{101}$  aparece a aproximadamente 700 MHz, centrado en la cavidad según los ejes  $x$  y  $z$ , y con forma cilíndrica orientada según el eje  $y$ , es decir es invariante en el eje  $y$ . El

segundo modo  $TE_{102}$  tendrá la misma orientación, aparecerá a unos 1100 MHz y se ubicará según dos cilindros ubicados simétricamente delante y detrás del centro de la cavidad.

- En cuanto a los cálculos de la densidad de energía basados en las medidas de laboratorio se asume que aunque la sonda eléctrica está desplazada unos centímetros en el eje  $y$ , estando centrada en los otros ejes  $x$  y  $z$ , y la espiral está centrada en los 3 ejes, no se incurre en error al realizar el producto  $|\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)|$ .



*Fig. 25. Montaje del sistema dentro de la cámara anecoica.*

### 2.1.7.3 Etapas del proceso de toma de medidas

Se utilizó una potencia de salida en el analizador de -10 dBm con objeto de reducir el nivel de ruido a bajas frecuencias y que se pudieran comparar mejor los resultados a frecuencias más altas.

Para la toma de medidas se pueden distinguir tres procesos bien diferenciados:

1. Adquisición de datos en frecuencia. En primer lugar el analizador de redes aporta los cuatro parámetros de dispersión ( $S_{ij}$ ) en módulo y fase, con  $i = \{1,2\}$  y  $j = \{1,2\}$ , esto es  $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\}$ . De todos ellos se tomó el módulo del coeficiente de transmisión, que define la relación entre la onda normalizada de tensión regresiva en la sonda eléctrica o magnética (puerto 2, es decir  $V_2^-$ ) y la onda normalizada de tensión progresiva que emite la antena logoperiódica (puerto 1, es decir  $V_1^+$ ), esto es,  $|S_{21}|$ , definido en [85] según (14):

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (14)$$

Con ( $V_2^+ = 0$ ), lo que ocurre en nuestro sistema, ya que no existe onda saliente desde el punto de observación.

Teniendo en cuenta que la onda incidente que sale del puerto 1 ( $V_1^+$ ) es la misma tanto con cavidad como sin ella, es decir, según la ecuación (15):

$$V_1^{+,in} = V_1^{+,s} \quad (15)$$

Donde  $l_{eff}$  = Longitud efectiva de la antena (m)

Y también la relación para el caso de la antena receptora (monopolo), según las ecuaciones (16) para los casos de sin carcasa y con carcasa:

$$V_2^{-,in} = \frac{E_2^{-,in}}{l_{eff2}}; \quad V_2^{-,s} = \frac{E_2^{-,s}}{l_{eff2}} \quad (16)$$

Para el caso de campo eléctrico -es análogo para campo magnético- la efectividad del apantallamiento ( $SE_E$ ) definida en (3) puede entonces definirse también en función de los coeficientes de transmisión  $S_{21}^{in}$  sin cavidad y  $S_{21}^s$  con cavidad según muestra la ecuación (17):



$$SE_E = 20 \log \frac{|V_2^{-,in}|/|V_1^{+,in}|}{|V_2^{-,s}|/|V_1^{+,s}|} = 20 \log \frac{|S_{21}^{in}|}{|S_{21}^s|} \quad (17)$$

Para el dominio de la frecuencia se obtuvieron 10 001 puntos para el rango de 500 MHz a 2 GHz.

2. Definición temporal. Se ha de pasar al dominio temporal [86] aplicando la Transformada Inversa y Discreta de Fourier (IDFT) según (18) de forma que:

$$S_{21}(t) = \text{IDFT}\{W(f) \cdot S_{21}(f)\} \quad (18)$$

Donde  $W(f)$  es una función de ventana de frecuencia.

Para ello se estableció un tiempo de inicio negativo (-1ns) con objeto de ubicar el inicio un poco antes del plano de calibración, y un tiempo de finalización de 100 ns. Se eligió el modo de “paso de banda” (*bandpass mode*) que permite que la frecuencia inicial sea mayor a 0, en concreto 30 MHz, frente a la opción “paso bajo” (*lowpass mode*) que parte de una frecuencia cuasi-nula.

La efectividad del apantallamiento en la reducción de pico del campo eléctrico  $SE_{E\_PR}$  definido en la ecuación (7a) puede expresarse según la forma (19). Es análogo para la reducción de pico del campo magnético.

$$SE_{E\_PR} = 20 \log \frac{|S_{21,MAX}^{in}|}{|S_{21,MAX}^s|} \quad (19)$$

3. Respecto a  $W(f)$  se trata de una ventana de frecuencia que se utiliza tradicionalmente para eliminar los lóbulos laterales de los pulsos que puedan aparecer en la transformada inversa, es decir, en el dominio del tiempo. Se ha utilizado la ventana de Hanning [81].

2.2 IMPLEMENTACIÓN SIMULADA POR COMPUTACIÓN

Con el sistema anteriormente definido, se ha implementado éste con la posibilidad de realizar simulaciones reiteradas en las que una o varias características del sistema varíen, y así poder realizar análisis comparativos y evolutivos de los resultados de apantallamiento electromagnético del sistema.

2.2.1 Estructura de Aplicaciones y Datos: Proceso

Con objeto de automatizar las simulaciones se construyó la estructura de aplicaciones, datos y sus relaciones que se representa en la Figura 26:

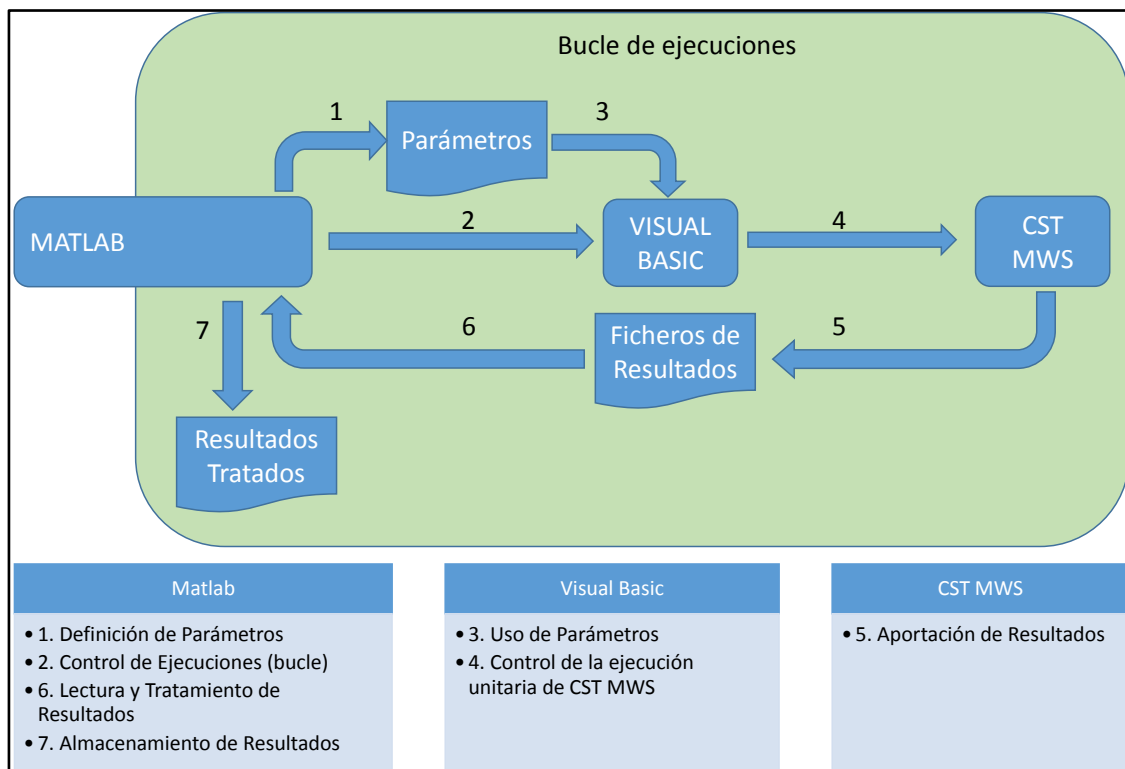


Fig. 26. Estructura de aplicaciones y datos para realizar las simulaciones.

- CST Microwave Studio. Cada ejecución de simulación del sistema en computación se realizó con el software comercial CST Microwave Studio, dirigida desde un programa en Visual Basic. CST MWS aporta sus resultados en ficheros de texto.
- Programa Visual Basic. Con objeto de realizar simulaciones consecutivas donde una o varias características del sistema varíen, CST MWS se controló desde una programación en Visual Basic. El programa Visual Basic además recibe y lee un

fichero de parámetros (características variables) con los que controlaba cada ejecución en CST.

- MATLAB. El fichero de parámetros que lee el programa en Visual Basic fue generado desde Matlab. También se realiza desde Matlab el control del nivel de automatización de las ejecuciones. Por ejemplo, controla que se ejecute:
  - en primer lugar un cálculo en vacío (sin cavidad)
  - y seguidamente una serie de ejecuciones en que las dimensiones de la apertura u otras características varían de un valor inicial a otro final.

Ello permite poder realizar valoraciones en función de la variación de alguna característica del sistema (parámetro), no sólo de las dimensiones de la apertura, sino otros como la conductividad de la cavidad, el grosor de las paredes de la cavidad, las propias dimensiones de la cavidad, o la posición del punto de observación.

Finalmente el programa en Matlab captura los resultados generados por CST MWS y los trata generando un archivo de datos con toda la serie de cálculos realizada.

### 2.2.2 Definición de Características del Sistema

Según la estructura anteriormente definida, se ha implementado el sistema en el dominio del tiempo con el código comercial CST Microwave Studio (basado en la Técnica de Integración Finita) para obtener la efectividad de apantallamiento de una carcasa conductiva con una apertura rectangular, como muestra la Figura 27.

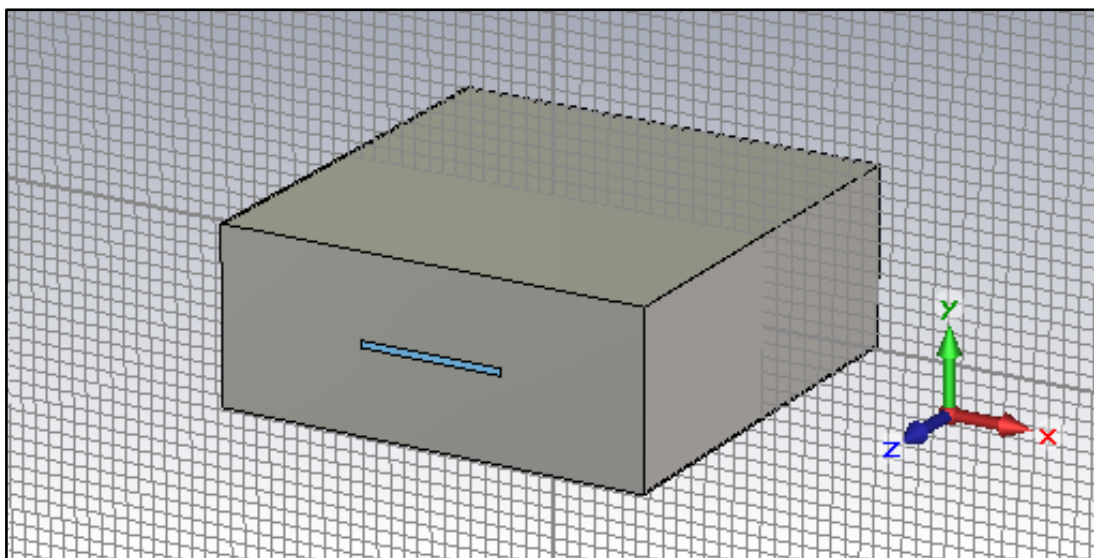


Fig. 27. Modelado de la cavidad apantallada con CST Microwave Studio.

El material configurado en la aplicación es un metal con pérdidas (*Lossy metal*), con una conductividad eléctrica fijada al valor de  $\sigma = 10^7$  (S/m). En cuanto a las dimensiones de las cavidades se parametrizaron exactamente las disponibles en laboratorio, aunque con la capacidad de modificarlas fácilmente para adaptarlas a cualquier otra cavidad rectangular.

### 2.2.2.1 Punto de observación: Sondas Eléctrica y Magnética

En cuanto al punto de observación, éste se ha simulado a través de una sonda eléctrica y otra magnética ubicadas en general en el punto  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ , y orientadas según el eje  $y$  y el eje  $x$ , respectivamente. No obstante las coordenadas de ubicación del punto P se parametrizaron con objeto de facilitar la realización de simulaciones en otras ubicaciones. En concreto se programó en Visual Basic las siguientes instrucciones, donde puede observarse que las coordenadas de la posición son parámetros:

```
'@ define probe: E-field (Y; sx sy sz)
```

```
With proj.Probe
```

```
.Reset()
```

```
.Name("E-field (Y; sx sy sz)")
```

```
.Field("Efield")
```

```
.Orientation("Y")
```

```
.Xpos(sx)
```

```
.Ypos(sy)
```

```
.Zpos(sz)
```

```
.Create()
```

```
End With
```

```
'@ define probe: H-field (X; sx sy sz)
```

```
With proj.Probe
```

```
.Reset()
```

```
.Name("H-field (X; sx sy sz)")
```

```
.Field("Hfield")
```

```
.Orientation("X")
```

```
.Xpos(sx)
```

```
.Ypos(sy)
```

```
.Zpos(sz)
```

```
.Create()
```

```
End With
```

2.2.2.2 *Mallado*

La discretización de la configuración del sistema se ha conseguido reducir a tan sólo 27.360 celdas. Para ello se ha utilizado un entorno reducido a tan sólo 5 cm alrededor de la caja en los ejes x(+,-), y(+,-) y z(-), tal como muestra la Figura 28.

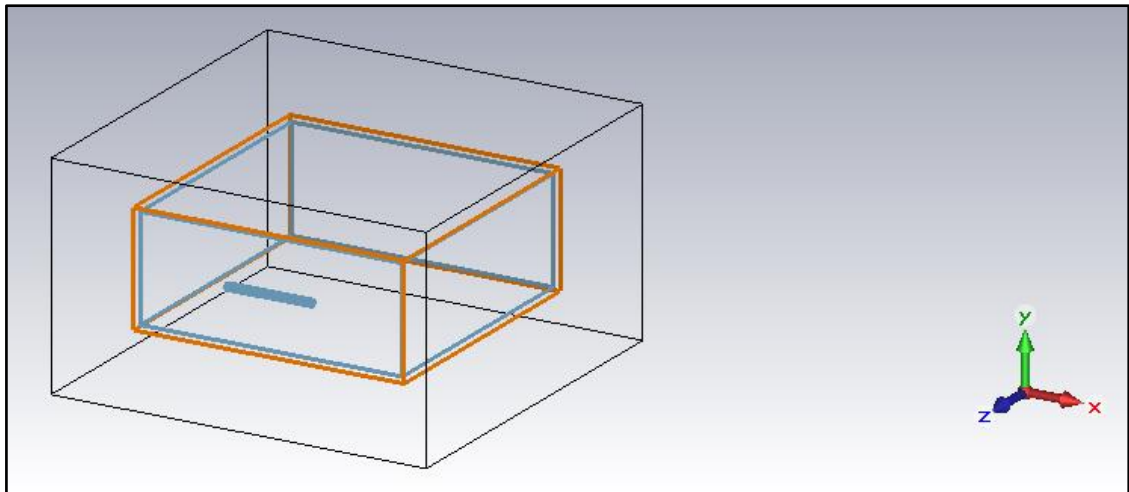


Fig. 28. *Modelado de la cavidad y el entorno con CST Microwave Studio.*

Además la aplicación MWS tiene en cuenta el número mínimo de líneas en la longitud de onda más corta dentro del dieléctrico, que se ha fijado a 20, esto es  $linesperwavelength = 20$ , así como un mallado hexaédrico de tipo PBA, distorsionado para ajustar mejor a las superficies ( $MeshType("PBA")$ ). Un ejemplo comparativo de este tipo de mallado se presenta en las Figuras 29 (A, B).

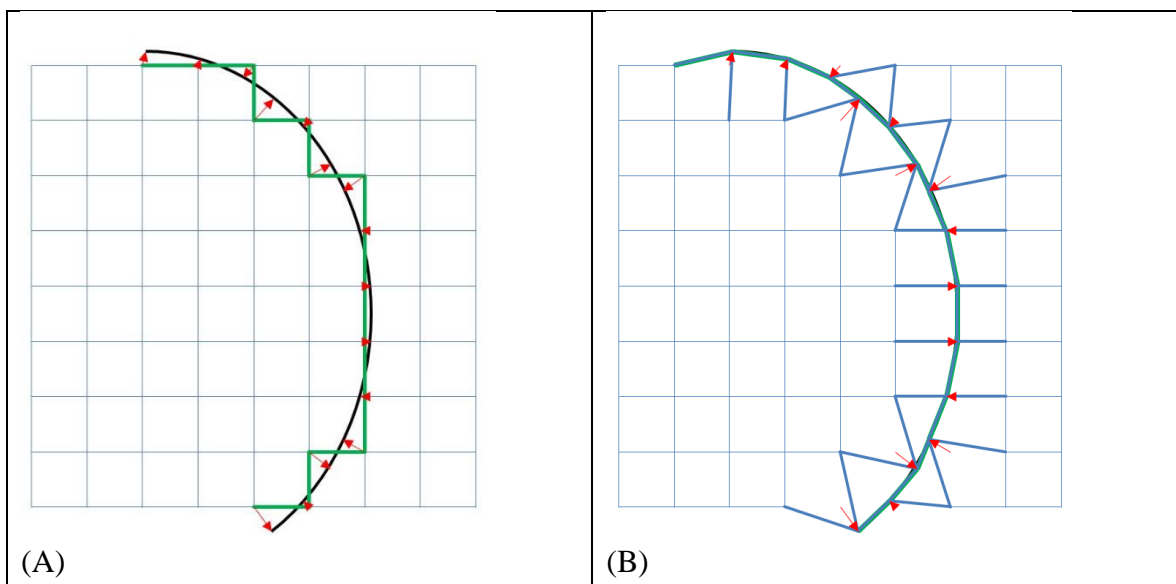


Fig. 29. (A) *Mallado sin celdas PBA*, y (B) *Mallado con celdas PBA.*

### 2.2.2.3 Solver

MWS pide para cada simulación un rango de frecuencias determinado. Los anchos de banda que se han utilizado varían desde 30 MHz a 10 GHz, que incluyen varias frecuencias de resonancia de la cavidad. Ello se ha determinado a través del parámetro *FrequencyRange(frecuencia de inicio, frecuencia final)*. No obstante, en cuanto al cálculo o solver del sistema, se ha optado por un cálculo en el dominio del tiempo (TD), más apropiado para transitorios.

La precisión del cálculo y el límite temporal del mismo se han parametrizado de forma que se exige una precisión máxima a la vez que se permite un tiempo de cálculo extenso para alcanzar dicha precisión. La precisión del cálculo se ha fijado con el parámetro *steadystate limit = -80 (dB)*, mientras que el tiempo de simulación máximo se ha parametrizado en general con *numberofpulsewidths = 1000*, y en algún caso se ha ampliado a *numberofpulsewidths = 10.000* con objeto de alcanzar una buena precisión.

Con las condiciones anteriores se han conseguido unos tiempos reducidos de ejecución del solver a pesar de la alta precisión. La Tabla 5 expone los tiempos de cálculo en segundos para la cavidad A con las aperturas 1 y 3, y para anchos de banda de 30 MHz a 1 GHz y 2GHz, respectivamente. Como puede observarse, el tiempo de cálculo se encuentra desde aproximadamente 1 minuto, para una cavidad abierta, a algo más de 30 minutos, para la cavidad A con apertura 1 de dimensiones  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ).

Tabla 5. Tiempos de Cálculo para Cavidad A y Aperturas 1 y 3.

APERTURA ( $h \times w$ )	ANCHO DE BANDA	
	30 MHz a 1 GHz	30 MHz a 2 GHz
$10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$	$2.2220 \cdot 10^3\text{seg}$	$2.7968 \cdot 10^3\text{seg}$
$30\text{ cm} \times 12\text{ cm}$	65.0980 seg	49.7156 seg

### 2.2.3 Simulación de la Presencia Física de las Sondas

Se realizaron simulaciones con objeto de cuantificar las distorsiones en los datos de apantallamiento ocasionadas por la presencia física de las sondas eléctrica y magnética. Para ello se implementaron ambas sondas en CST.

### 2.2.3.1 Simulación de la Presencia Física de la Sonda Eléctrica

Como ya se indicó se trata de un monopolo de 4 cm de longitud orientado verticalmente y ubicado en la base de la cavidad. Desde la programación en Visual Basic se implementó la sonda eléctrica con el siguiente código en el que se puede observar la utilización de un cilindro para implementarlo. Este código produjo el monopolo tal como se muestra en la Figura 30.

```
With proj.Cylinder
    .Reset()
    .Name("monopolo")
    .Component("component1")
    .Material("PEC")
    .OuterRadius("0.1")
    .InnerRadius("0.0")
    .Axis("y")
    .Yrange("-6", "-2")
    .Xcenter("0")
    .Zcenter("0")
    .Segments("0")
    .Create()
End With

'@ boolean insert shapes: component1:interior, component1:monopolo
With proj.Solid
    .Version(9)
    .Insert("component1:interior", "component1:monopolo")
    .Version(1)
End With
```

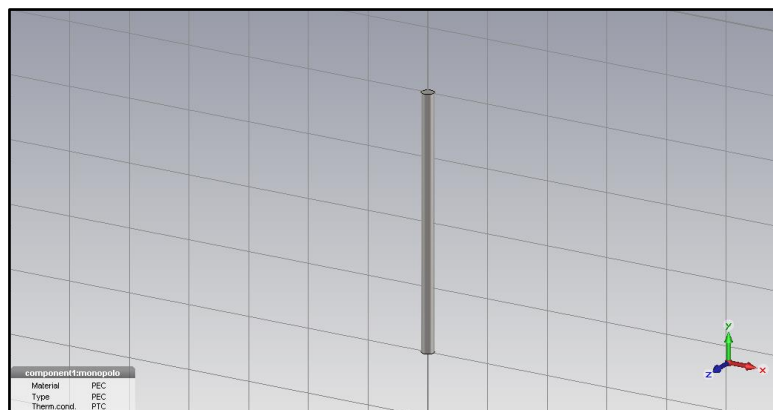


Fig. 30. Implementación de la sonda eléctrica (monopolo).

### 2.2.3.2 Simulación de la Presencia Física de la Sonda Magnética

Se trata de una espira apantallada de 4.5 cm de diámetro interior ubicada en el centro de la cavidad. La espira tiene por base un cilindro orientado horizontalmente desde la pared del fondo de la cavidad y está contenida en el plano yz. Desde la programación en Visual Basic se implementó la sonda magnética (espira) con el siguiente código, representada en la Figura 31.

```
With proj.Torus
    .Reset()
    .Name("anillo")
    .Component("component1")
    .Material("PEC")
    .OuterRadius("2.55")
    .InnerRadius("2.25")
    .Axis("x")
    .Xcenter("0")
    .Ycenter("0")
    .Zcenter("0")
    .Segments("0")
    .Create()
End With

With proj.Cylinder
    .Reset()
    .Name("cilindro")
    .Component("component1")
    .Material("PEC")
    .OuterRadius("0.15")
    .InnerRadius("0")
    .Axis("z")
    .Zrange("-15", "-2.4")
    .Xcenter("0")
    .Ycenter("0")
    .Segments("0")
    .Create()
End With

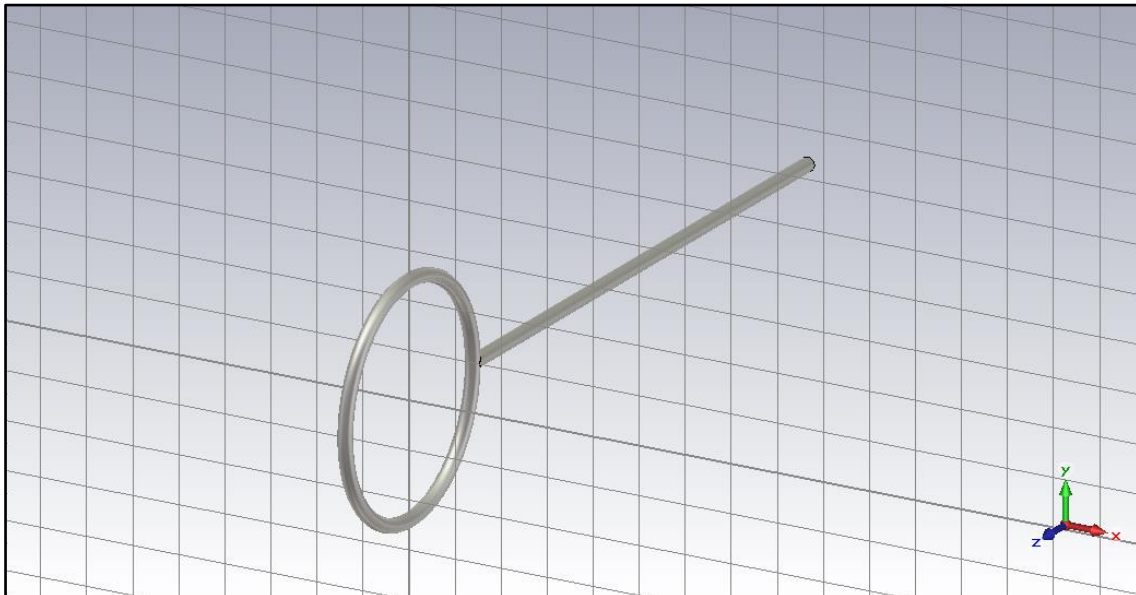
With proj.Solid
    .Version(9)
    .Insert("component1:anillo", "component1:cilindro")
```



```
.Version(1)
End With

Solid.Add "component1:anillo", "component1:cilindro"

'@ boolean insert shapes: component1:interior, component1:anillo
With proj.Solid
  .Version(9)
  .Insert("component1:interior", "component1:anillo")
  .Version(1)
End With
```



*Fig. 31. Implementación de la sonda magnética (espira).*



### 3 FUENTES DE INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA: ONDA PLANA

---

Es importante destacar que en este trabajo la valoración de la efectividad de apantallamiento de transitorios en el dominio temporal se define para el caso particular de una onda plana (PW) como caso básico y de referencia. A partir de este estudio y en base a los resultados obtenidos para onda plana, se considera que se pueden generar otras fuentes de interferencia electromagnética, así como otros sistemas con objeto de calcular su efectividad de apantallamiento.

Para el caso particular de onda plana, partiendo de la ecuación de onda, se implementa ésta tanto como onda estacionaria como onda transitoria, más apropiada para cálculos en el dominio temporal, para diferentes rangos de frecuencias.

### 3.1 ECUACIÓN DE ONDA

Una de las predicciones más importantes de las ecuaciones de Maxwell es la existencia de ondas electromagnéticas que pueden transportar energía. Las soluciones más sencillas corresponden a ondas planas en un medio infinito, que se detallan en este apartado. En concreto se llegará a las soluciones para medios no conductores, isotrópicos, lineales y uniformes.

Consideremos un medio material lineal en que según (20):

$$\vec{B}(x, y, z, t) = \mu(x, y, z) \cdot \vec{H}(x, y, z, t) \quad (20)$$

Siendo:

$\vec{B}$  = Densidad de flujo magnético o inducción magnética (T, Wb/m<sup>2</sup>, o Kg/(A · s<sup>2</sup>))

$\mu$  = Permeabilidad magnética del medio (N/A<sup>2</sup>, o H/m, o (Kg · m) / (A<sup>2</sup> · s<sup>2</sup>))

$\vec{H}$  = Intensidad de campo magnético o intensidad magnética (A/m)

Y además, según (21):

$$\vec{D}(x, y, z, t) = \varepsilon(x, y, z) \cdot \vec{E}(x, y, z, t) \quad (21)$$

Siendo:

$\vec{D}$  = Densidad de flujo eléctrico o desplazamiento eléctrico (C/m<sup>2</sup>, o (A · s) / m<sup>2</sup>)

$\varepsilon$  = Permitividad eléctrica del medio (C<sup>2</sup> / (N · m<sup>2</sup>) o F/ m)

$\vec{E}$  = Intensidad de campo eléctrico (V/m, o N/(A · s))

Al ser un medio lineal, matemáticamente se puede decir que  $\mu$  y  $\varepsilon$  están representadas por matrices 3x3. Si el medio es isotrópico estas matrices pueden ser diagonalizadas con todos sus elementos iguales y, consecuentemente, son equivalentes a las funciones  $\mu(x, y, z)$  y  $\varepsilon(x, y, z)$ . Además, cuando el medio es homogéneo estas constantes dieléctricas no dependen de su posición, por lo que finalmente se puede decir que, en estas circunstancias, los valores de  $\mu$  y  $\varepsilon$  no dependen de las intensidades del campo y son escalares, con lo que las ecuaciones (20) y (21) quedan de la forma (22) y (23):

$$\vec{B}(x, y, z, t) = \mu \cdot \vec{H}(x, y, z, t) \quad (22)$$

$$\vec{D}(x, y, z, t) = \varepsilon \cdot \vec{E}(x, y, z, t); \quad (23)$$

Por otro lado, debido a que el medio es no conductor, la densidad de carga volumétrica  $\rho$  es nula (24):

$$\rho = 0 \quad (24)$$

Así como la densidad superficial de corriente (25):

$$\vec{J} = 0 \quad (25)$$

Siendo:

$\rho$  = Densidad de carga volumétrica (C/m<sup>3</sup>)

$\vec{J}$  = Densidad superficial de corriente eléctrica (A/m<sup>2</sup>)

Con las especificaciones anteriores, las ecuaciones de Maxwell quedan de la siguiente forma (26), (27), (28) y (29):

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (26)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho = 0 \quad (27)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (28)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{4\pi}{c} \vec{J} + \frac{1}{c} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \frac{1}{c} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (29)$$

Siendo:

$c$  = Velocidad de la luz (m/s)

A partir de las anteriores ecuaciones, y realizando la siguiente derivada de segundo orden sobre la Ley de Faraday se obtiene (30):

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = 0 - \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \vec{B}) = -\frac{\mu \varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (30)$$

La forma anterior se puede reescribir como en (31):

$$\left( \nabla^2 - \frac{\mu \varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \vec{E} = 0 \quad (31)$$

Realizando la operación análoga para la Ley de Ampere se obtiene (32):

$$\left( \nabla^2 - \frac{\mu \varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \vec{B} = 0 \quad (32)$$

Teniendo en cuenta que  $v = c/\sqrt{\mu \varepsilon}$ , cualquier componente cartesiano de  $\vec{E}$  o  $\vec{B}$  obedece a la ecuación de onda clásica de la forma (33):

$$\left( \nabla^2 - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \vec{\Psi}(\vec{x}, t) = 0 \quad (33)$$

Cuyas soluciones son de la forma de onda de referencia [87], definida por una ecuación de onda escalar para un medio homogéneo (34):

$$\vec{u}_{\vec{k}}(\vec{x}, t) = a e^{i(\vec{k}\vec{x} - \omega t)} \quad (34)$$

Donde:

$i$  = Unidad imaginaria

$\vec{k}$  = Vector de onda

$v$  = Velocidad de propagación de la onda (m/s)

$\omega = vk$  = Frecuencia angular (rad/s)

$a$  = Amplitud compleja

Esta solución representa una onda “viajando” (Figura 32) en la dirección de  $\vec{k}$ , en el sentido de un punto de fase constante, esto es  $\vec{k} \cdot \vec{x} - \omega t = \text{constante}$ , que se mueve a lo largo de esta dirección con una velocidad  $|v| = \omega/k$ . Además, se trata de una onda plana, que significa que una superficie de fase constante es un plano, en particular las superficies de fase constante son justo las de planos perpendiculares al vector  $\vec{k}$ .

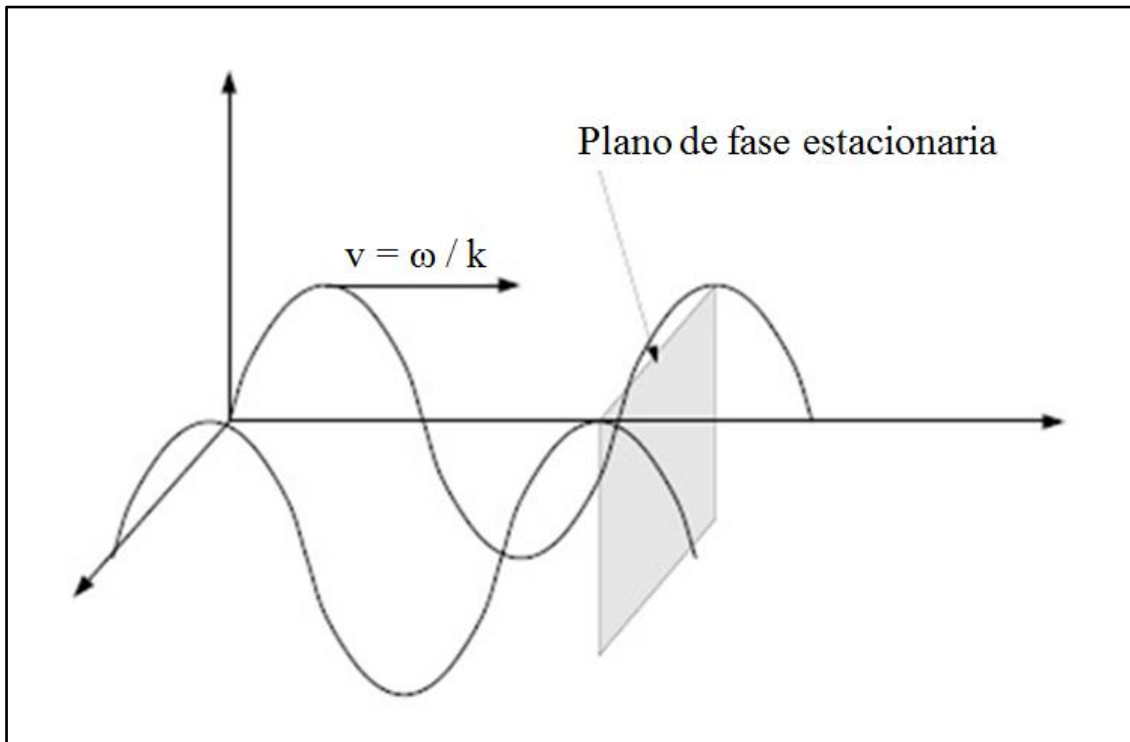


Fig. 32. Movimiento de un punto de fase estacionaria con velocidad  $|v| = \omega/k$ .

De esta forma, la onda plana podrá reescribirse en función de los campos eléctrico (35) y magnético (36) como:

$$\vec{E}(\vec{x}, t) = E_0 e^{i(\vec{k}\vec{x} - \omega t)} \quad (35)$$

$$\vec{B}(\vec{x}, t) = B_0 e^{i(\vec{k}\vec{x} - \omega t)} \quad (36)$$

En el caso del sistema diseñado, el campo eléctrico de la PW transversal de referencia varía a lo largo del tiempo en el plano  $yz$ , mientras que el campo magnético lo hace sobre el plano  $xz$ .

### 3.2 SIMULACIONES

#### 3.2.1 Simulaciones de Onda Plana para frecuencias de 30MHz a 2GHz

La onda de excitación PW específica que genera el código CST Microwave Studio en función del intervalo de frecuencias de 30MHz a 2GHz tiene el comportamiento transitorio reportado en la Figura 33.

En dicha figura se representa la parte real de una onda plana estacionaria creada según la ecuación (34), con los parámetros:

- $a = 0.9$ ,
- $x = 0$ .
- El valor de  $k = 2 \cdot \pi / \lambda$ , donde  $\lambda = c / f$ , queda irrelevante por ser  $x = 0$ .
- El valor de la frecuencia angular  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  puede ajustarse a  $6.38 \cdot 10^9$  (rad/s), que corresponde al valor  $f = 1.015 \cdot 10^9$  Hz, media aritmética del intervalo  $f = [30 \cdot 10^6, 2 \cdot 10^9]$  Hz.

Sin embargo, la onda plana transitoria utilizada por CST como señal de excitación responde de forma muy aproximada al sumatorio de 4 funciones gaussianas definidas en las fórmulas (37) y (38) con los parámetros de la Tabla 6:

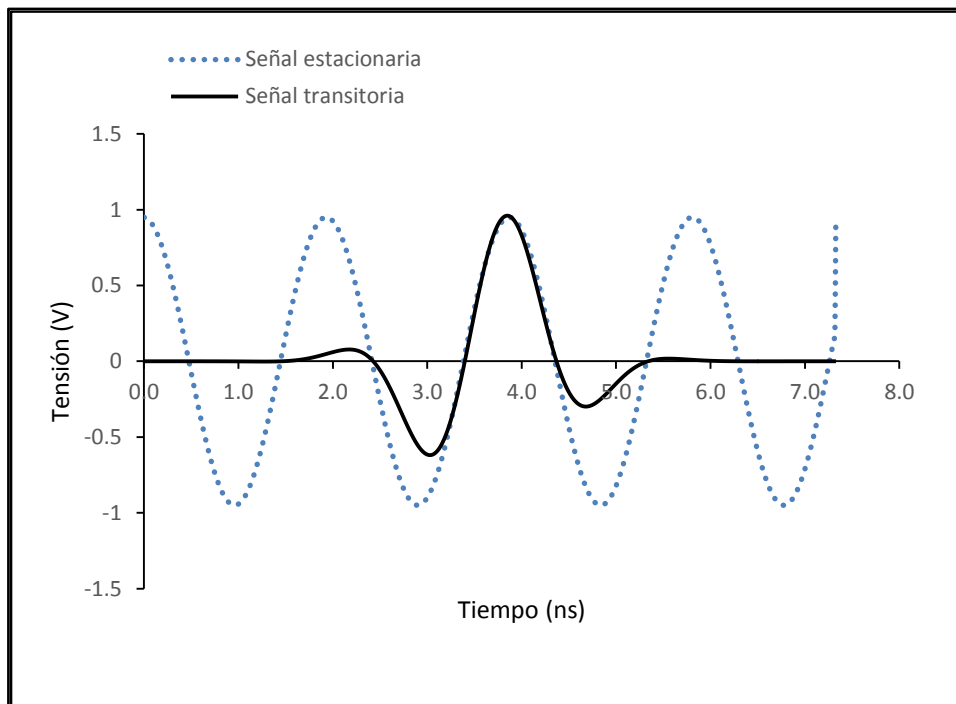


Fig. 33. Ondas planas estacionaria y simulada para [30MHz, 2GHz].



$$f(x) = A \cdot \exp\left(-\frac{(x - B)^2}{2 \cdot C^2}\right) \quad (37)$$

$$F(x) = \sum_{i=1}^4 f_i(x) \quad (38)$$

Tabla 6. Parámetros de definición de la Onda de Excitación Transitoria  $F(x)$  para el intervalo de frecuencias de 30MHz a 2GHz.

i =	1	2	3	4
A	0.93	-0.73	-0.25	0.10
B	1.95	1.55	2.33	1.15
C	0.15	0.15	0.15	0.15

Nótese que la señal de excitación transitoria idealizada tiene amplitud unitaria frente a la suma de factores A positivos  $A_1 + A_4 = 1.03$ , y los factores A negativos  $A_2 + A_3 = -0.98$ .

### 3.2.2 Simulaciones de Onda Plana para frecuencias de 30MHz a 1GHz

De forma análoga, la onda de excitación PW específica que genera el código CST Microwave Studio en función del intervalo de frecuencias de 30 MHz a 1 GHz tiene el comportamiento transitorio reportado en la Figura 34.

En dicha figura la compara con la parte real de una onda plana estacionaria creada según la ecuación (34), con los parámetros:

- $a = 0.95$ ,
- $x = 0$ .
- El valor de la frecuencia angular  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  puede ajustarse a  $3.24 \cdot 10^9$  (rad/s), que corresponde al valor  $f = 515 \cdot 10^9$  Hz, media aritmética del intervalo  $f = [30 \cdot 10^6, 1 \cdot 10^9]$  Hz.

Y de igual manera la onda plana transitoria utilizada por CST como señal de excitación responde de forma muy aproximada al sumatorio de 4 funciones gaussianas definidas en las fórmulas (37) y (38) con los parámetros de la Tabla 7:

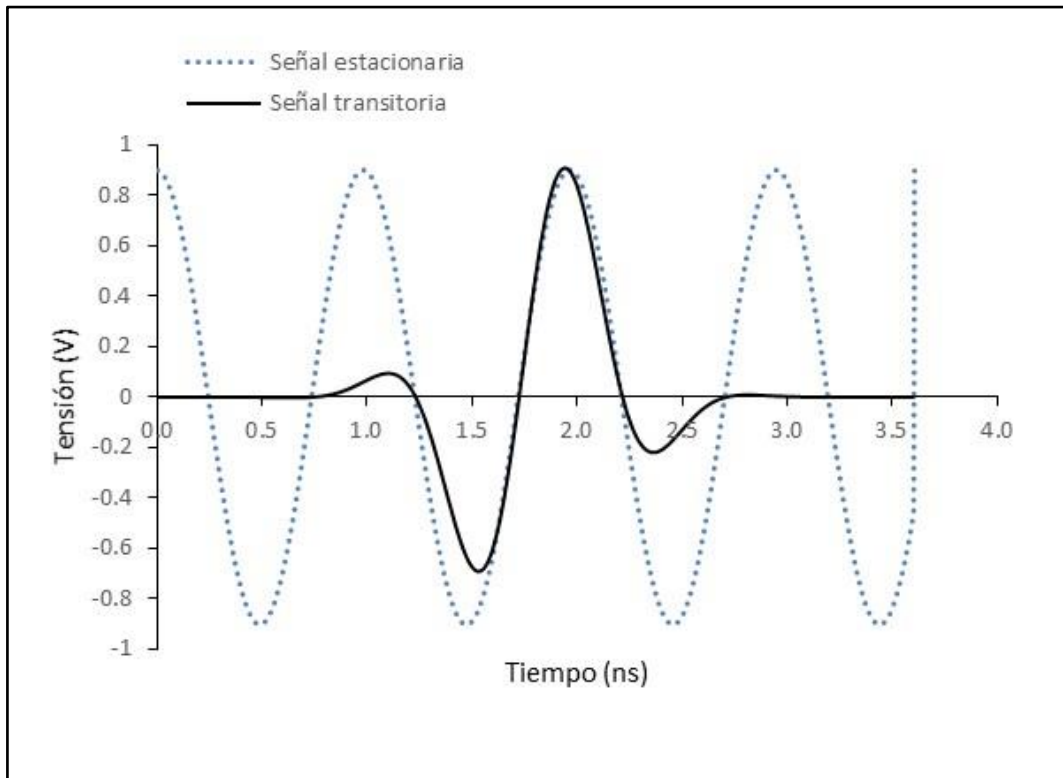


Fig. 34. Ondas planas estacionaria y simulada para [30 MHz, 1 GHz].

Tabla 7. Parámetros de definición de la Onda de Excitación Transitoria  $F(x)$  para el intervalo de frecuencias de 30MHz a 1GHz

$i =$	1	2	3	4
A	0.95	-0.63	-0.31	0.08
B	3.86	3.03	4.68	2.20
C	0.27	0.27	0.27	0.27

Nótese que la señal de excitación transitoria idealizada tiene amplitud unitaria frente a la suma de factores A positivos  $A_1 + A_4 = 1.03$ , y los factores A negativos  $A_2 + A_3 = -0.94$ .

### 3.2.3 Transformadas Discretas de Fourier de Simulaciones de Onda Plana

Para completar, la Figura 35 reporta el espectro de frecuencias de la onda incidente simulada para el intervalo de frecuencias de 30MHz a 2GHz al realizar la Transformada Discreta de Fourier (DFT) según la ecuación (39) [26].

$$G(f) = \Delta t \sum_{n=0}^N g(n\Delta t) e^{-j2\pi f n \Delta t} \quad (39)$$

Donde se especifican las siguientes definiciones:

- $G(f)$  Transformada de Fourier de  $g(t)$  a frecuencia  $f$
- $\Delta t$  Incremento de tiempo
- $g(n\Delta t)$  Respuesta en el dominio temporal en los instantes de tiempo  $t = n\Delta t, \quad n = 0, \dots, N$
- $j$  Parte imaginaria de un número complejo

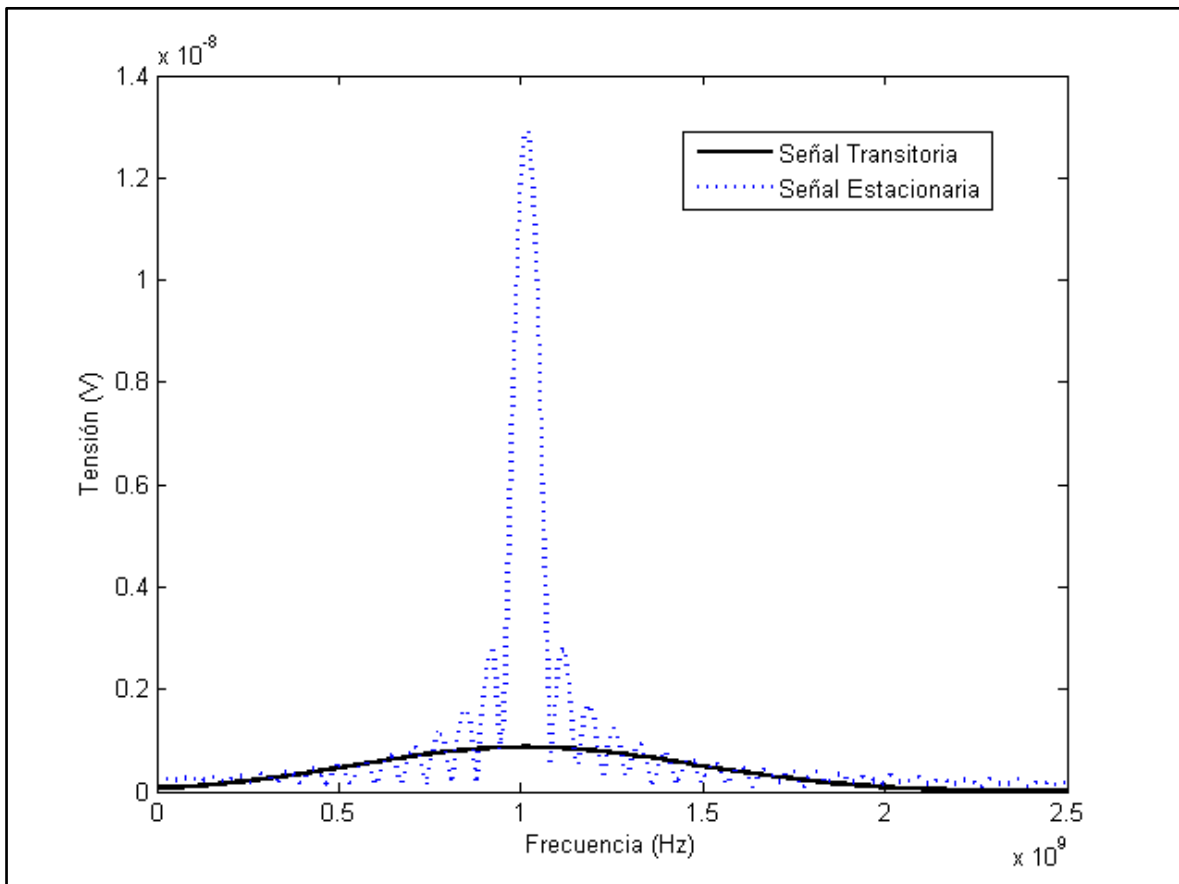


Fig. 35. Espectros de frecuencias de las PW gaussianas transitoria y estacionaria.

Por un lado la FT de una onda plana es una frecuencia pura, pulso o función del tipo Delta de Dirac, como puede verse en el par transformado de representado en (40) [88]:

$$\text{FT}\{e^{i2\pi f_0 t}\} \rightarrow \delta(f - f_0) \quad (40)$$

Por otro lado la FT de una función gaussiana es otra gaussiana, según el par transformado representado en (41) [88]:

$$\text{FT}\{e^{-\pi t^2}\} \rightarrow e^{-\pi f^2} \quad (41)$$

Tanto la resolución de la onda discretizada en el tiempo como la de los incrementos temporales seleccionados para realizar la DFT son responsables de que el pulso no sea puro en la Figura 35, de forma que la aumentar el tiempo para la onda estacionaria se consigue un pulso mayor, pero también mayor número de oscilaciones.

## 4 ANÁLISIS: SIMULACIONES Y MEDIDAS

---

En este apartado se realiza en primer lugar una valoración mediante simulación de la influencia de la presencia de la sonda eléctrica dentro de la cavidad, contrastándola con los resultados obtenidos en las medidas, tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo, y atendiendo tanto a la proximidad de los resultados como a los valores de resonancias. En segundo lugar se realizan valoraciones análogas para la sonda magnética y los resultados obtenidos en laboratorio.

Ante la imposibilidad de realizar una valoración en laboratorio de las presencias de las sondas eléctrica (monopolo) y magnética (espira) por la necesidad de disponer físicamente de ellas, estas valoraciones de cómo afectan las presencias de dichas sondas en el interior de la carcasa a los resultados sólo es posible en simulación.

#### 4.1 TÉCNICA DE VALIDACIÓN SELECTIVA DE CARACTERÍSTICAS (FSV)

Con objeto de cuantificar de forma objetiva la comparación de los resultados de medidas y cálculos, se ha utilizado la técnica de validación “Feature Selective Validation” (FSV) [89] [90] [91].

En este estudio se han utilizado los parámetros cuantificadores Amplitude Difference Measure (ADM) y Feature Difference Measure (FDM), los cuales aportan un valor numérico acerca de la proximidad entre dos gráficos, y por otra parte, sirven para calcular otro parámetro global (GDM o Global Difference Measure).

##### 4.1.1 Amplitude Difference Measure (ADM)

Para el cálculo de ADM en primer lugar se realiza el cálculo de  $ADM_i$ , o ADM punto a punto. Cada serie de datos contiene N puntos y para cada punto  $x$  se calcula según la siguiente ecuación (42):

$$ADM(x) = \left| \frac{|Lo_1(x)| - |Lo_2(x)|}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (|Lo_1(x)| + |Lo_2(x)|)} \right| \quad (42)$$

Donde  $Lo_1(x)$  y  $Lo_2(x)$  son valores obtenidos a través de la transformada inversa de un apantallamiento definido en [90] para los datos de las series 1 y 2. Se denominan como “low-region” de las series de datos originales.

A partir de  $ADM(x)$ , se calcula finalmente el valor medio ADM, según (43):

$$ADM = \frac{\sum_{i=1}^{N_x} ADM(i)}{N_x} \quad (43)$$

#### 4.1.2 Feature Difference Measure (FDM)

Para el cálculo de FDM en primer lugar se realiza el cálculo de  $FDM_i$ , o FDM punto a punto. En este caso se ha de realizar tres cálculos de forma separada, según (44):

$$FDM(x) = 2(|FDM_1(x) + FDM_2(x) + FDM_3(x)|) \quad (44)$$

Donde cada sumando se define en (45), (46) y (47):

$$FDM_1(x) = \left| \frac{|Lo'_1(x)| - |Lo'_2(x)|}{\frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (|Lo'_1(x)| + |Lo'_2(x)|)} \right| \quad (45)$$

Donde  $Lo'_1(x)$  y  $Lo'_2(x)$  corresponden a las primeras derivadas de  $Lo_1(x)$  y  $Lo_2(x)$ , y se calculan a través de un esquema de diferencias centrado.

$$FDM_2(x) = \left| \frac{|Hi'_1(x)| - |Hi'_2(x)|}{\frac{6}{N} \sum_{i=1}^N (|Hi'_1(x)| + |Hi'_2(x)|)} \right| \quad (46)$$

$$FDM_3(x) = \left| \frac{|Hi''_1(x)| - |Hi''_2(x)|}{\frac{7.2}{N} \sum_{i=1}^N (|Hi''_1(x)| + |Hi''_2(x)|)} \right| \quad (47)$$

Donde:

- $Hi_1(x)$  y  $Hi_2(x)$  son valores obtenidos a través de la transformada inversa de un apantallamiento definido en [90] para los datos de las series 1 y 2. Se denominan como “high-region” de las series de datos originales.
- $Hi'_1(x)$  y  $Hi'_2(x)$  corresponden a las primeras derivadas de  $Hi_1(x)$  y  $Hi_2(x)$ , y se calculan a través de un esquema de diferencias centrado.
- $Hi''_1(x)$  y  $Hi''_2(x)$  corresponden a las segundas derivadas de  $Hi_1(x)$  y  $Hi_2(x)$ , y se calculan a partir de  $Hi'_1(x)$  y  $Hi'_2(x)$  y a través de un esquema de diferencias centrado.

A partir de  $FDM(x)$ , se calcula finalmente el valor medio FDM de la misma forma que AMD, según (48):

$$FDM = \frac{\sum_{i=1}^{N_x} FDM(i)}{N_x} \quad (48)$$

#### 4.1.3 Interpretación de los valores de ADM y FDM

Los valores obtenidos para los parámetros de cuantificación ADM y FDM se interpretan según la Tabla 8, donde x es el valor de ADM o FDM obtenido:

*Tabla 8. Escala de Interpretación FSV*

Valor cuantitativo del parámetro FSV	Interpretación cualitativa del parámetro FSV
$X \leq 0.1$	Excelente
$0.1 \leq X < 0.2$	Muy bueno
$0.2 \leq X < 0.4$	Bueno
$0.4 \leq X < 0.8$	Moderado
$0.8 \leq X < 1.6$	Pobre
$1.6 \leq X$	Muy pobre



#### 4.2 RESONANCIAS EN CAVIDADES DE GUÍA DE ONDA RECTANGULARES

Dada la similitud de la cavidad del sistema empleado con respecto a una guía de onda rectangular, los resultados de las frecuencias de resonancia obtenidas mediante los cálculos teóricos en guías de onda serán próximos a los correspondientes para las cavidades empleadas en el sistema.

Referenciando el modo resonante de la cavidad de la forma  $TE_{mnl}$  o  $TM_{mnl}$ , donde los índices  $m, n, l$  indican el número de variaciones de la onda estacionaria en las direcciones  $x, y, z$  respectivamente, la frecuencia de resonancia del modo  $TE_{mnl}$  o  $TM_{mnl}$  está definido [85] por la fórmula (49):

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (49)$$

Siendo:

- $a, b, d$  la longitud de la cavidad según las direcciones de los ejes  $x, y, z$
- $m, n, l$  número de modo en la dirección de cada eje  $x, y, z$

Si  $b < a < d$ , entonces el modo de resonancia dominante (frecuencia de resonancia más baja) será el  $TE_{101}$ , correspondiente al modo de guía de onda dominante  $TE_{10}$  en una guía acortada de longitud  $\lambda_g/2$  (longitud de onda de la guía del modo de guía de onda dieléctrica  $TE_{10}$ ) y es similar a la resonancia de la línea de transmisión cortocircuitada  $\lambda/2$ . El modo resonante dominante TM es el modo  $TM_{110}$ .

Para el modo  $TE_{10l}$  y teniendo en cuenta un sistema sin carga Q, se pueden escribir las expresiones [85] de  $E_y, H_x$  y  $H_z$  de la siguiente forma (50):

$$E_y = E_0 \sin \frac{\pi x}{a} \sin \frac{l\pi z}{d} \quad (50.a)$$

$$H_x = \frac{-jE_0}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{l\pi z}{d} \quad (50.b)$$

$$H_z = \frac{j\pi E_0}{k\eta a} \cos \frac{\pi x}{a} \cos \frac{l\pi z}{d} \quad (50.c)$$

Donde:

- $Z_{TE}$  = impedancia de onda. Puede depender del tipo de línea o guía, del material y de la frecuencia de operación.

- $k$  = número de onda (módulo)
- $\eta$  = impedancia intrínseca del medio

Que claramente muestran que los campos forman ondas estacionarias dentro de la cavidad.

Nótese que en esta formulación las coordenadas  $x$ ,  $y$ ,  $z$  están referidas al punto  $P'$  ubicado en  $P'(-a/2, -b/2, -c/2)$ , y que por tanto cualquier cálculo dependiente del punto de observación habrá que realizar la traslación correspondiente. Es decir el punto  $P'$  es considerado  $(0, 0, 0)$  en las ecuaciones anteriores.

#### 4.2.1 Caso $TE_{101}$ para un punto de observación centrado en la cavidad

El valor teórico de esta frecuencia para la cavidad vacía sin aperturas puede obtenerse [85] según la definición (49), que para este caso específico es (51):

$$f_{101} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{d}\right)^2} = 707.107 \text{ MHz} \quad (51)$$

Para este caso  $TE_{101}$  y punto de observación  $P$  ubicado en el centro de la cavidad,  $P(a/2, b/2, c/2)$  respecto a  $P'$ , se obtendrán los resultados de (52):

$$E_{101y} = E_0 \sin \frac{\pi a/2}{a} \sin \frac{\pi d/2}{d} = E_0 \sin \frac{\pi}{2} \sin \frac{\pi}{2} = E_0 = E_y \text{ MÁXIMO} \quad (52.a)$$

$$H_{101x} = \frac{-jE_0}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi a/2}{a} \sin \frac{\pi d/2}{d} = \frac{-jE_0}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi}{2} \cos \frac{\pi}{2} = 0 \quad (52.b)$$

$$H_{101z} = \frac{j\pi E_0}{k\eta a} \cos \frac{\pi a/2}{a} \sin \frac{\pi d/2}{d} = \frac{j\pi E_0}{k\eta a} \cos \frac{\pi}{2} \cos \frac{\pi}{2} = 0 \quad (52.c)$$

Es decir, mientras que  $E_y$  y  $H_x$  se encuentran en su valor máximo,  $H_z$  es nulo.

#### 4.2.2 Caso $TE_{102}$ para un punto de observación centrado en la cavidad

El segundo modo  $TE_{102}$  tiene la misma polarización y aparece como dos cilindros ubicados delante y detrás del centro de la cavidad. Su cálculo teórico se define a través de (53):

$$f_{102} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{2}{d}\right)^2} = 1118.034 \text{ MHz} \quad (53)$$

Para el caso  $TE_{102}$  y punto de observación P ubicado en el centro de la cavidad,  $P(a/2, b/2, c/2)$  respecto a  $P'$ , se obtendrán los resultados de (54):

$$E_{102y} = E_0 \sin \frac{\pi a/2}{a} \sin \frac{2\pi d/2}{d} = E_0 \sin \frac{\pi}{2} \sin \pi = 0 \quad (54.a)$$

$$H_{102x} = \frac{-jE_0}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi a/2}{a} \sin \frac{2\pi d/2}{d} = \frac{-jE_0}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi}{2} \cos \pi = \frac{-jE_0}{Z_{TE}} = H_x \text{ MÁXIMO} \quad (54.b)$$

$$H_{102z} = \frac{j\pi E_0}{k\eta a} \cos \frac{\pi a/2}{a} \sin \frac{2\pi d/2}{d} = \frac{j\pi E_0}{k\eta a} \cos \frac{\pi}{2} \cos \pi = 0 \quad (54.c)$$

Es decir, mientras que  $E_y$ , y  $H_z$  son nulos,  $H_x$  muestra un valor máximo.

### 4.3 EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO ELÉCTRICO

Se parametrizó en el sistema la Cavity A, de dimensiones  $a \times b \times c = 30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$ , con Apertura 1, de dimensiones  $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), y se realizó la Transformada Inversa Discreta de Fourier (IDFT) de los resultados de las simulaciones en el dominio de la frecuencia (FD) para el rango de frecuencias de 500 MHz a 2 GHz.

También se ha utilizado en este apartado y para una mejor comparativa la Cavity A con Apertura 3, de dimensiones  $30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), que resulta ser la mayor de las aperturas (cavidad sin pared frontal).

#### 4.3.1 Presencia de la Sonda Eléctrica en el Dominio de la Frecuencia

La Figura 36 muestra una comparación de la efectividad de apantallamiento del campo eléctrico, en decibelios  $SE_E$  (dB), en el dominio de la frecuencia para resultados medidos en laboratorio y simulados proporcionados por la aplicación CST. Ello se realizó para la cavidad A con apertura 1.

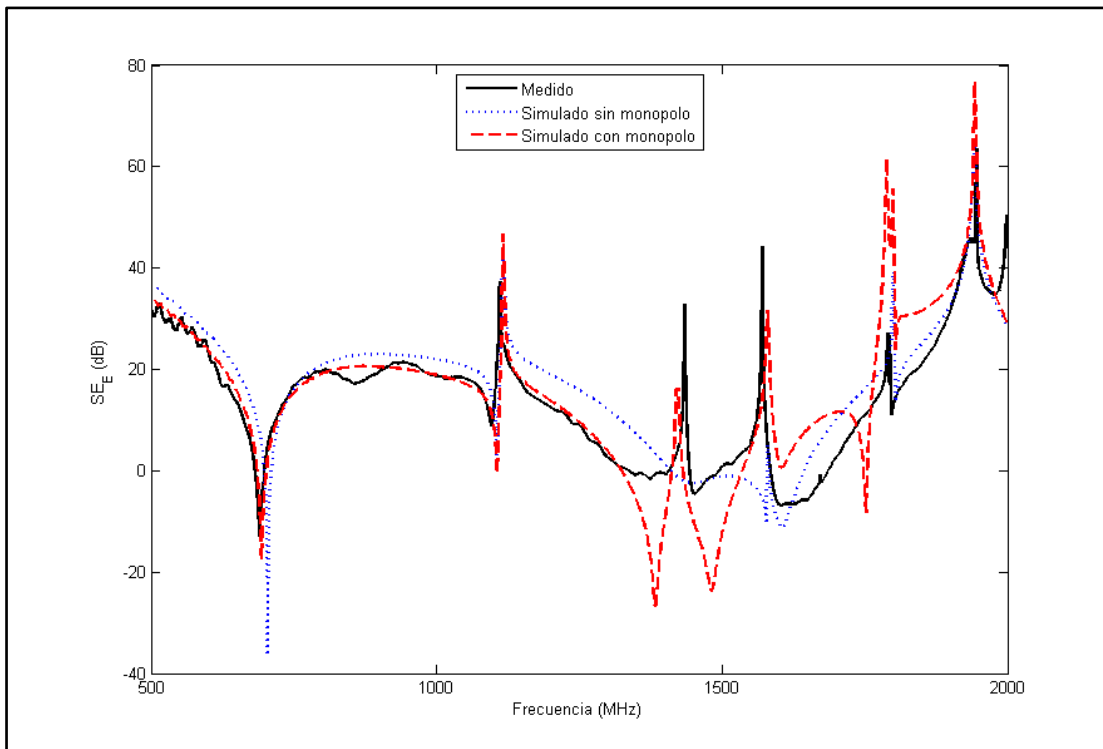


Fig. 36. Efectividad de apantallamiento eléctrico en el dominio de la frecuencia obtenido con FIT simulado sin y con monopolo y resultados de las medidas de laboratorio para cavidad A y apertura 1.

Con objeto de realizar dicha comparación se ha de recordar que el Analizador Vectorial de Redes (VNA), en nuestro caso, el Rohde & Schwartz ZVA67, proporciona los parámetros de dispersión  $S_{ij}$  [79], como ya se indicó en el subapartado “Etapas del proceso de toma de medidas”.

Cabe esperar a priori que los resultados obtenidos en laboratorio en presencia de la sonda eléctrica sean más próximos a los obtenidos en simulación cuando el monopolo ha sido implementado, que en simulación sin monopolo.

En la Tabla 9 se muestran los resultados de los parámetros cuantificadores Amplitude Difference Measure (ADM) y Feature Difference Measure (FDM).

*Tabla 9. Parámetros de valoración FSV de simulaciones sin y con monopolo frente a las medidas con monopolo para la cavidad A y apertura 1.*

	ADM		FDM	
Sin monopolo	0.46	Moderado	0.69	Moderado
Con monopolo	0.58	Moderado	0.65	Moderado

Es decir, un nivel de ajuste razonable o moderado “fair level” con valores de 0.46 y 0.69 respectivamente, al comparar los resultados de medidas y simulación sin monopolo, así como una misma calificación de nivel de ajuste razonable al comparar los resultados de medidas y simulación con monopolo.

Se ha de destacar en la Figura 36 las siguientes valoraciones:

1. Frecuencias de resonancia de la cavidad (modo  $TE_{101}$ ). Este aparece como un cilindro orientado según el eje y justo en el centro de la cavidad:
  - El valor para una simulación de cavidad vacía sin monopolo resulta muy próximo al valor teórico de 707 MHz. Las diferencias son debidas a la apertura. En concreto el valor de 704.2 MHz, tomado de la Figura 36, se muestra en la Figura 37.

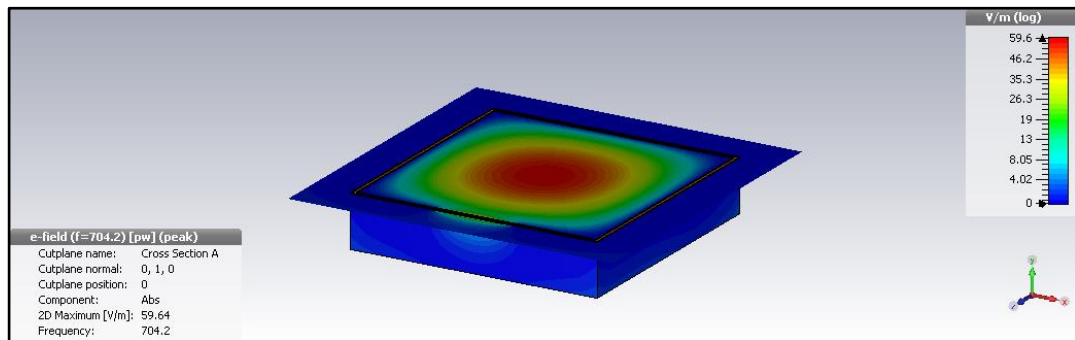


Fig. 37. Vista del módulo del campo eléctrico a 704.2 MHz en simulación sin monopolo (corte horizontal en el plano  $y=0$ ).

- Sin embargo para una simulación de cavidad con monopolo, la frecuencia dista algo más de la teórica. En concreto resulta ser de 692.3 MHz, según la Figura 38. Se muestra en dicha figura el módulo de campo eléctrico. Por otro lado en el subapartado “Sonda Eléctrica” se indicó que el centro del monopolo no coincidía con el centro de la cavidad, sino que se ubicaba a tan sólo 2 cm de la base de la misma. Este desplazamiento sobre el eje  $y$  no es relevante para los primeros modos, ya que la distribución del modo es invariante en el eje  $y$ .

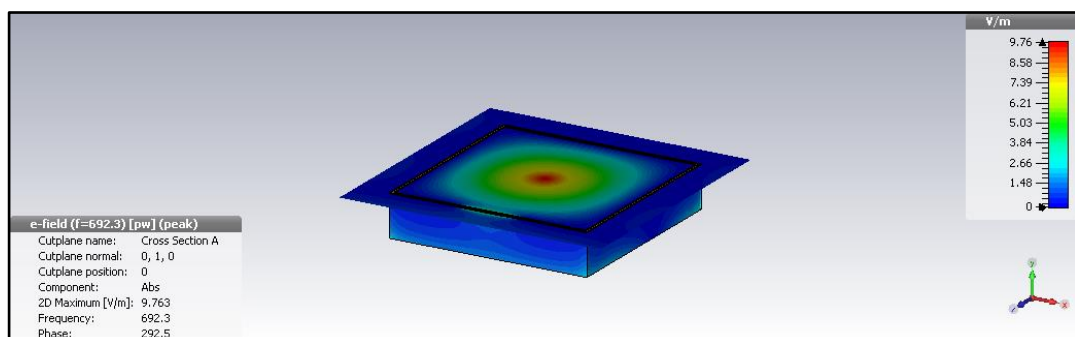


Fig. 38. Vista del módulo del campo eléctrico a 692.3 MHz en simulación con monopolo (corte horizontal en el plano  $y=0$ ).

2. La curva de resultados de la simulación con monopolo es más aproximada a la de medidas en el rango de frecuencias de 500 MHz a 1300 MHz. En concreto para las frecuencias de resonancia de la cavidad (modo  $TE_{102}$ ):
  - El valor para una simulación de cavidad vacía sin monopolo resulta próximo al teórico (1118 MHz), aunque más distante que para el primer modo. En concreto 1105 MHz, como muestra la Figura 39, y como ya se predijo el campo eléctrico es nulo en el centro de la cavidad.

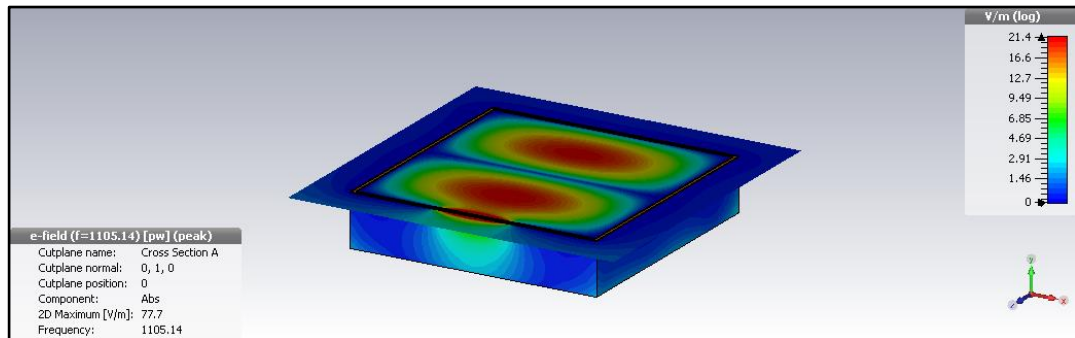


Fig. 39. Vista del módulo del campo eléctrico a 1105 MHz en simulación sin monopolo (corte horizontal en el plano  $y=0$ ).

- Sin embargo para una simulación de cavidad con monopolo, la frecuencia coincide con la anterior, es decir, 1105 MHz, como muestra la Figura 40. Esto es debido a que el monopolo está en el mínimo del campo eléctrico y no afecta.

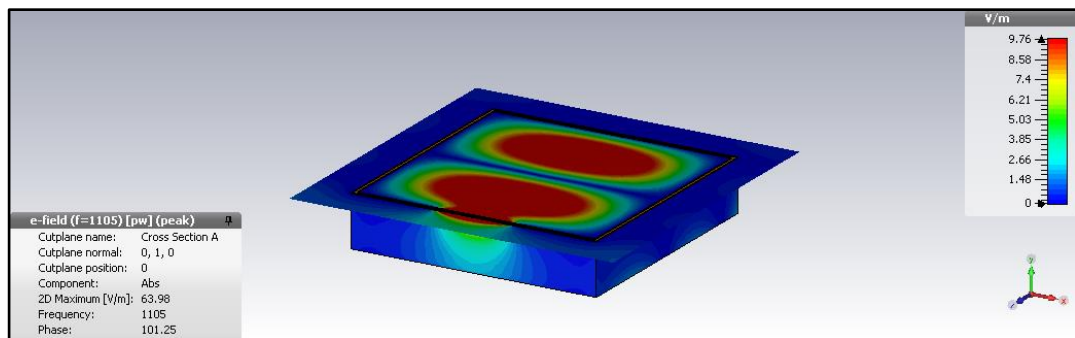


Fig. 40. Vista del módulo del campo eléctrico a 1105 MHz en simulación con monopolo (corte horizontal en el plano  $y=0$ ).

3. Para frecuencias mayores, ninguna simulación se ajusta adecuadamente ya que, entre otras razones, se entra en una región multimodo que muestra muchas resonancias.
  - La resonancia de la apertura 1 ( $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  ( $h \times w$ )) de la cavidad se puede calcular a nivel teórico [92] a través de (55) y (56) teniendo en cuenta que la apertura puede ser redefinida como ranura (al ser  $h \gg w$ ) y, por el principio de Babinet [5], su cálculo es equiparable al de la frecuencia de resonancia del dipolo de longitud  $h$ :

$$h = \frac{\lambda}{2}; \quad \lambda = 2h \quad (55)$$

$$f_{\text{apertura}} = \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{2h} = 1.50\text{ GHz} \quad (56)$$

El valor tomado de la Figura 36 para una simulación de cavidad vacía sin monopolo resulta bastante próximo. En concreto 1.45 GHz, y como se muestra en la Figura 41, se excita la apertura.

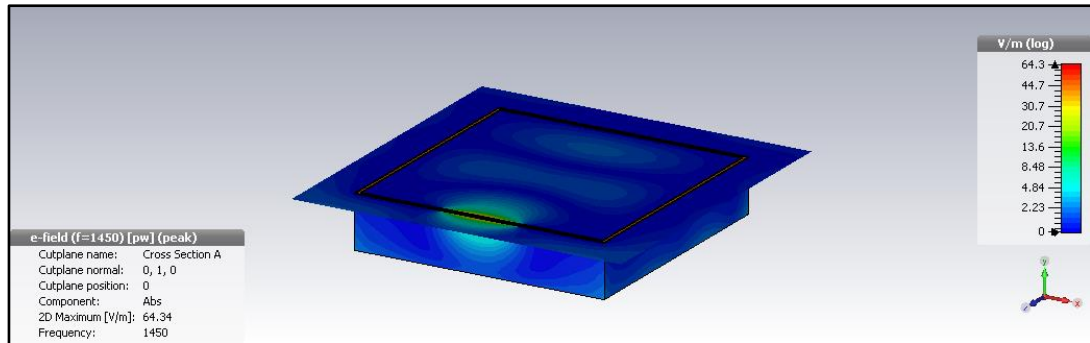


Fig. 41. Vista del módulo del campo eléctrico a 1.45 GHz en simulación (corte horizontal en el plano  $y=0$ ).

- Y más distante, 1.48 GHz con monopolo. Véase la Figura 42:

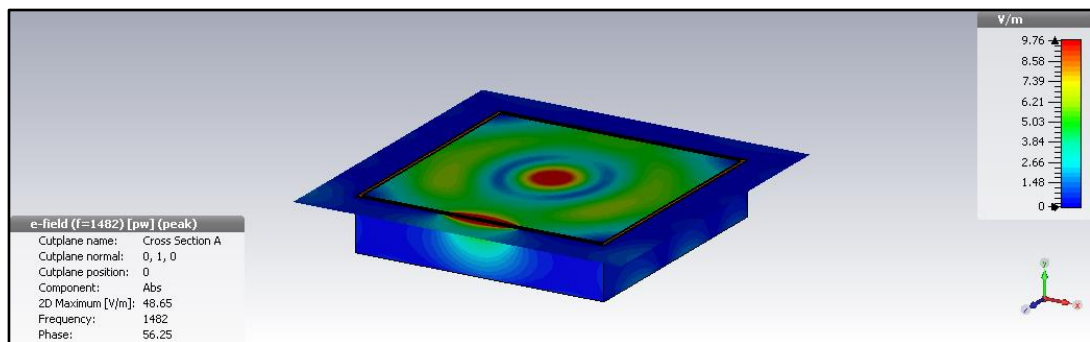


Fig. 42. Vista del módulo del campo eléctrico a 1.48 GHz en simulación con monopolo (corte horizontal en el plano  $y=0$ ).

- La propia resonancia del monopolo (antena de  $H = 4$  cm) puede calcularse [92] a partir de un dipolo resonante de longitud  $2H$  según (57) y (58), donde se toma  $H$  como longitud física del monopolo:

$$2 H = \frac{\lambda}{2}; \quad \lambda = 4 H \quad (57)$$

$$f_{\text{monopolo}} = \frac{c}{\lambda} = \frac{1}{4} \frac{c}{H} = 1.87 \text{ GHz} \quad (58)$$

El valor del módulo del campo eléctrico en simulación con monopolo, tomado de la Figura 36 y mostrado en la Figura 43, es de 1.752 GHz, afectando su ubicación justo



en el centro de la cavidad. En este caso también está afectando a la diferencia tanto la apertura como las paredes de la cavidad.

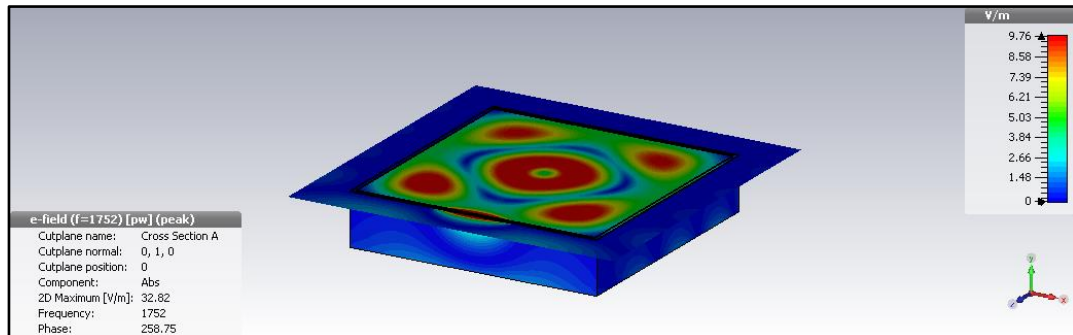


Fig. 43. Vista del módulo del campo eléctrico a 1.75 GHz en simulación con monopolo (corte horizontal en el plano  $y=0$ ).

Nótese en general en la Figura 36 la dificultad que presenta la  $SE_E$  como posible herramienta para comparar diferentes sistemas con cavidades y tamaños de aperturas diferentes, al no aportar valores únicos y además presentar los mínimos debidos a frecuencias de resonancia específicas.

#### 4.3.2 Presencia de la Sonda Eléctrica en el Dominio del Tiempo

En el dominio del tiempo [36], la efectividad de apantallamiento del campo eléctrico puede evaluarse al comparar la reducción de pico del campo eléctrico con cavidad (apertura 1) y sin cavidad.

En primer lugar se puede observar en la Figura 44 la reducción de pico del campo eléctrico en el dominio temporal al comparar los diferentes valores máximos de campo con y sin apantallamiento para el punto de observación  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ . En el caso de apantallado se ha implementado la apertura 1, de dimensiones  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ).

En la Figura 45 se compara en el dominio del tiempo el módulo del parámetro de transmisión  $|S_{21}|$  según las medidas de laboratorio en el punto de observación  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$  cuando no hay cavidad y con la cavidad A y apertura 1. En este caso el rango de frecuencias seleccionado es de 500 MHz a 2 GHz. Es evidente que el máximo valor de  $|S_{21}|$  sin cavidad es mayor que valor máximo de este parámetro con cavidad. A partir de la Figura 45, y teniendo en cuenta la ecuación (7.a) para la SE de la reducción del valor de pico del campo eléctrico, definida en el apartado “Teoría de Apantallamiento” (subapartado “Dominio en el Tiempo”), se puede obtener la efectividad de apantallamiento eléctrico para un determinado ancho de banda de la siguiente forma (59):

$$SE_{E\_PR} = 20 \log \frac{|S_{21\_MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|S_{21\_MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (59)$$

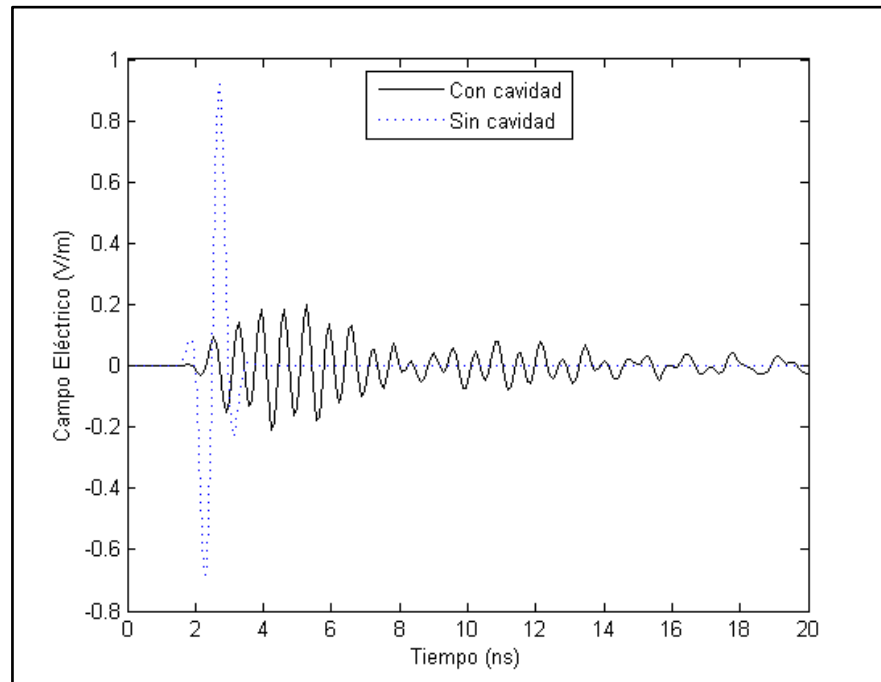


Fig. 44. Campos eléctricos transitorios en el punto de observación  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$  con y sin apantallado para Cavity A y Apertura 1.

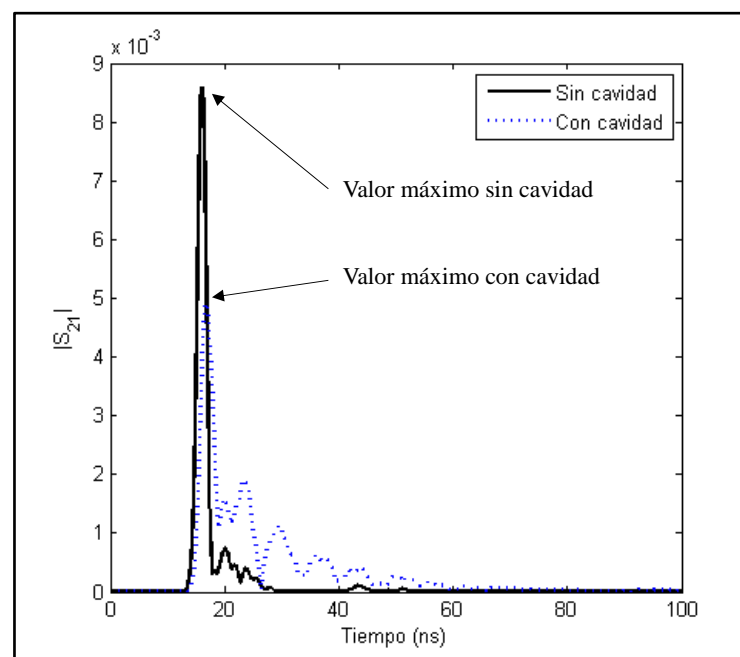


Fig. 45. Comparación de  $|S_{21}|$  medido en el dominio del tiempo en el punto de observación  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$  con cavidad y sin cavidad.

### 4.3.3 Ausencia de la Sonda Eléctrica para Simulaciones

La Figura 46 expone los resultados para la apertura 3. En este caso el problema es más simple ya que la pared frontal es eliminada [36] y los resultados coinciden mucho mejor que los de la figura 36 (con apertura 1). De hecho los parámetros de valoración de ajuste de los gráficos ADM y FDM ofrecen niveles “bueno” y “moderado” al comparar las medidas con la simulación sin monopolo, según muestra la Tabla 10.

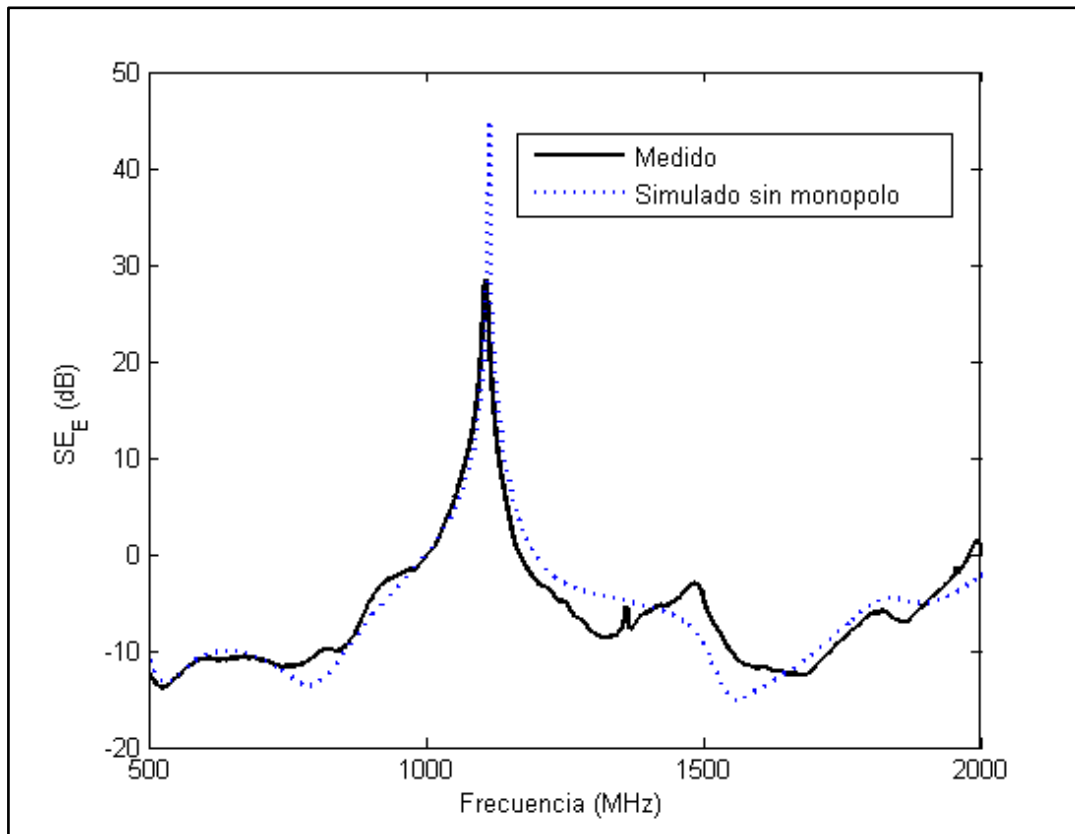


Fig. 46. Efectividad de apantallamiento eléctrico para la apertura 3 en el dominio de la frecuencia obtenido con FIT simulado sin monopolo y resultados de las medidas.

Tabla 10. Parámetros de valoración FSV de simulaciones sin monopolo frente a las medidas con monopolo con apertura 3.

	ADM		FDM	
Sin monopolo	0.36	Bueno	0.50	Moderado

Como puede observarse, cuando la apertura es total, las resonancias asociadas a las dimensiones de la cavidad pueden llevar a valores mayores de campo eléctrico que sin cavidad, lo que genera valores negativos de  $SE_E$ . Esto es debido a que en las resonancias de la cavidad, y teniendo en cuenta que la cavidad está vacía, y que las únicas pérdidas son

debidas a la conductividad de la pared y a la presencia de la apertura, el campo con pantalla es mayor que el campo sin pantalla. Por lo tanto, la cavidad con apertura 3 apantalla peor que si no hubiera cavidad.

Esto puede dificultar una comparación directa entre aperturas en el dominio de la frecuencia. Por ejemplo, a 700 MHz la efectividad de apantallamiento de la cavidad con apertura 3 es ligeramente mejor que aquella con apertura 1 más estrecha, lo que hace pensar en la posibilidad del estudio en el dominio del tiempo como una mejor opción.

Del análisis anterior se deduce que las simulaciones con monopolo se ajustan mejor que las simulaciones sin monopolo, tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo. Un ejemplo de cómo con fuertes recursos computacionales se es capaz de ajustar las resonancias simuladas a las medidas en presencia de un monopolo fue estudiado en [37].

A pesar de ello, en el presente estudio se toma la decisión de realizar las simulaciones sin monopolo para el resto del trabajo. Las razones son fundamentalmente dos:

- En primer lugar, la presencia del monopolo en las medidas es necesaria como sonda eléctrica que recibe la información en el punto de observación, pero no es así en las simulaciones, donde además se intenta llegar al caso ideal, es decir, a lo recibido en el punto de observación (sin presencia de ningún tipo de objeto en el interior de la carcasa). Visto de esta forma la presencia del monopolo presenta una distorsión de los resultados objetivos.
- En segundo lugar, las simulaciones sin monopolo son casi cuatro veces más rápidas que aquellas realizadas con presencia de monopolo (de hecho cuatro horas frente a quince horas), y esto sin utilizar grandes recursos computacionales sino con un simple PC. Esto es obvio ya que la presencia del monopolo, simulado como un cilindro de radio pequeño, hace que el mallado de la simulación se tenga que ajustar a al menos una celda por anchura del monopolo, forzando el sistema a un mallado más fino que conduce a un mayor tiempo de computación.

#### 4.4 EFECTIVIDAD DE APANTALLAMIENTO DEL CAMPO MAGNÉTICO

Se parametrizó en el sistema la Cavity A, de dimensiones  $a \times b \times c = 30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$ , con Apertura 1, de dimensiones  $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), y se realizó la Transformada Inversa Discreta de Fourier (IDFT) de los resultados de las simulaciones en el dominio de la frecuencia para el rango de frecuencias de 500 MHz a 2 GHz.

##### 4.4.1 Presencia de la Sonda Magnética en el Dominio de la Frecuencia

De forma análoga al caso de sonda eléctrica, en este apartado la Figura 47 muestra una comparación de la efectividad de apantallamiento de la intensidad de campo magnético, en decibelios  $SE_H$  (dB), en el dominio de la frecuencia para resultados medidos en laboratorio y simulados, con y sin espira, proporcionados por la aplicación CST. Ello se realizó para la apertura 1.

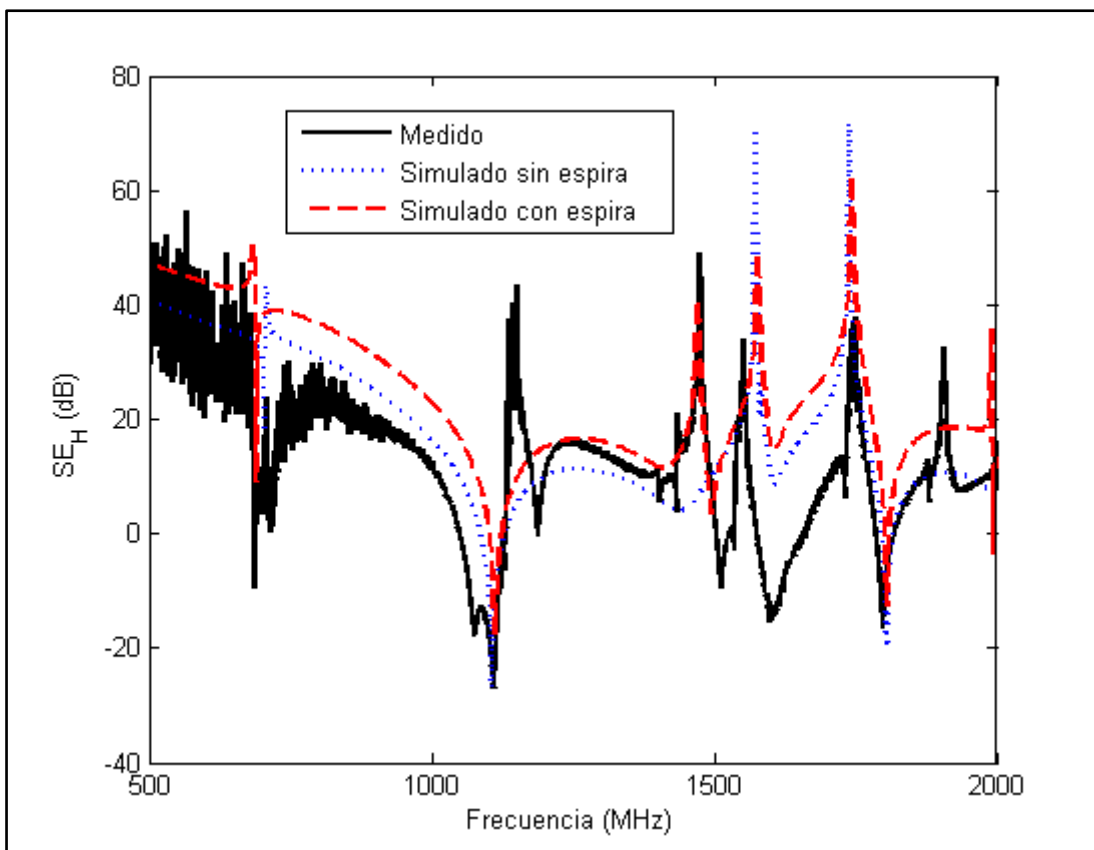


Fig. 47. Efectividad de apantallamiento magnético en el dominio de la frecuencia obtenido con FIT simulado sin y con espira y resultados de las medidas de laboratorio.

Con objeto de realizar dicha comparación se ha de recordar que el Analizador Vectorial de Redes (VNA), en nuestro caso, el Rohde & Schwartz ZVA67, proporciona los parámetros de dispersión  $S_{ij}$  [79], como ya se indicó en el subapartado “Etapas del proceso de toma de medidas”.

Cabe esperar a priori que los resultados obtenidos en laboratorio en presencia de la sonda magnética, en este caso una espira, sean más próximos a los obtenidos en simulación cuando la espira ha sido implementada que en simulación sin espira. Se valoró con la herramienta FSV el ajuste de cada gráfico de simulación al gráfico de medidas a través de los parámetros de valoración ADM y FDM, según muestra la Tabla 11:

*Tabla 11. Parámetros de valoración FSV de simulaciones sin y con espira frente a las medidas con espira para la apertura 1.*

	ADM		FDM	
Sin espira	0.94	Pobre	0.85	Pobre
Con espira	0.96	Pobre	0.79	Moderado

Aunque los valores de ajuste de los gráficos fueron en general “pobres”, se detectó una ligera mejora a nivel “moderado” para el parámetro FDM cuando se comparó el resultado de las medidas con la simulación con espira.

Por otro lado, aparte de la evidente distorsión de ruido a las frecuencias más bajas, también presente en las figuras relativas al campo eléctrico, no hay mejoras significativas cuando la espira es implementada. Sin embargo, las simulaciones sin espira son casi cuatro veces más rápidas que aquellas con espira, de forma similar al caso del monopolo.

Se ha de destacar en la Figura 47 las siguientes valoraciones:

1. Frecuencias de resonancia de la cavidad (modo  $TE_{101}$ ). Al igual que en campo eléctrico, éste aparece como un cilindro orientado según el eje y justo en el centro de la cavidad:
  - El valor teórico de esta frecuencia para la cavidad vacía ya se obtuvo en (51) a través de (49) con un valor de 707 MHz.
  - El valor para una simulación de cavidad vacía resulta en este caso exacto. A 707 MHz, como muestra la Figura 48, y como ya se anticipó muestra un mínimo en el punto de observación centrado en la cavidad.

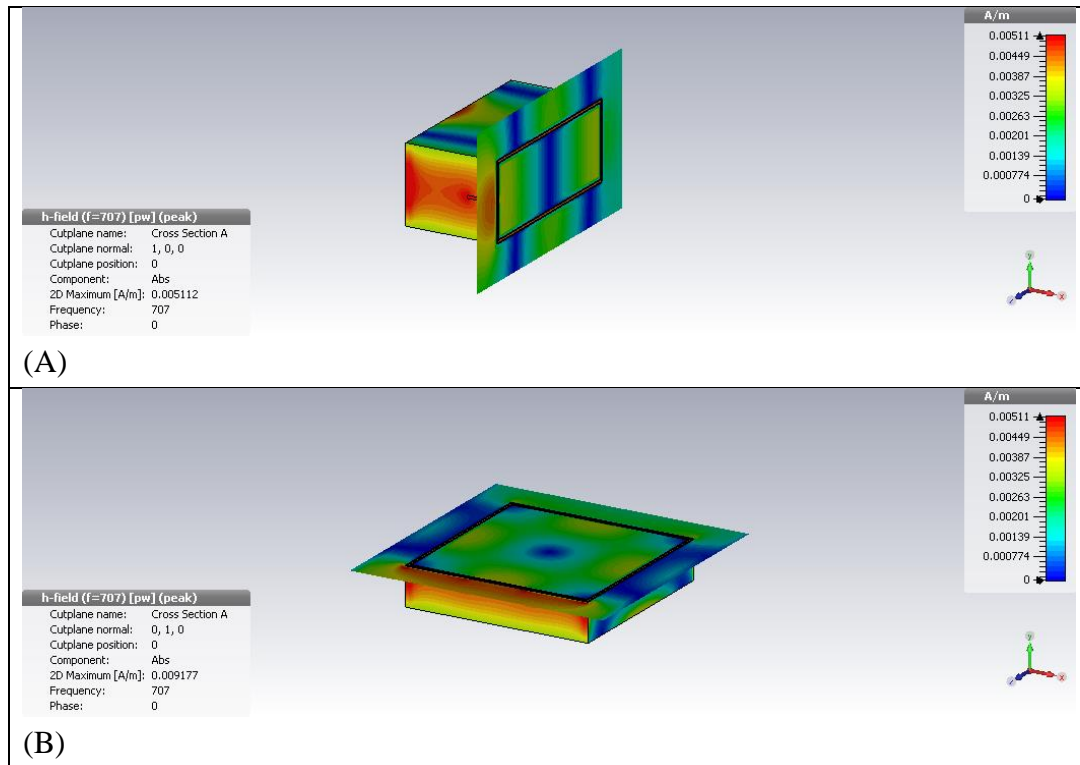
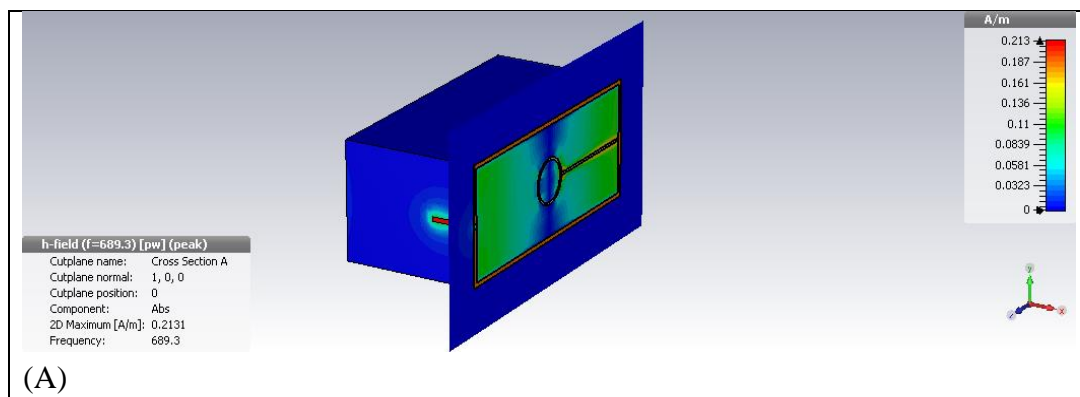
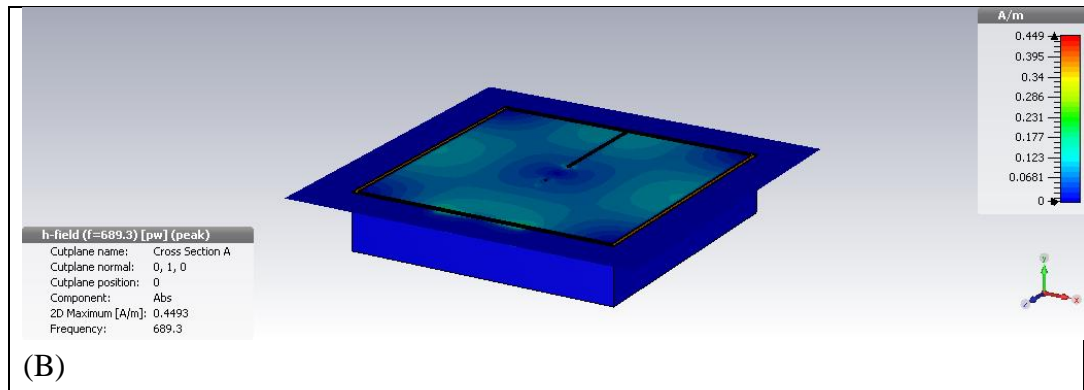


Fig. 48. Vista del módulo del campo magnético a 707 MHz en simulación: (A), corte vertical en el plano  $z=0$ , y (B), corte horizontal en el plano  $y=0$ .

- Para una simulación de cavidad con espira, la frecuencia dista aún más de la teórica, en concreto resulta ser de 689.3 MHz, representándose en la Figura 49 la distribución del campo magnético:

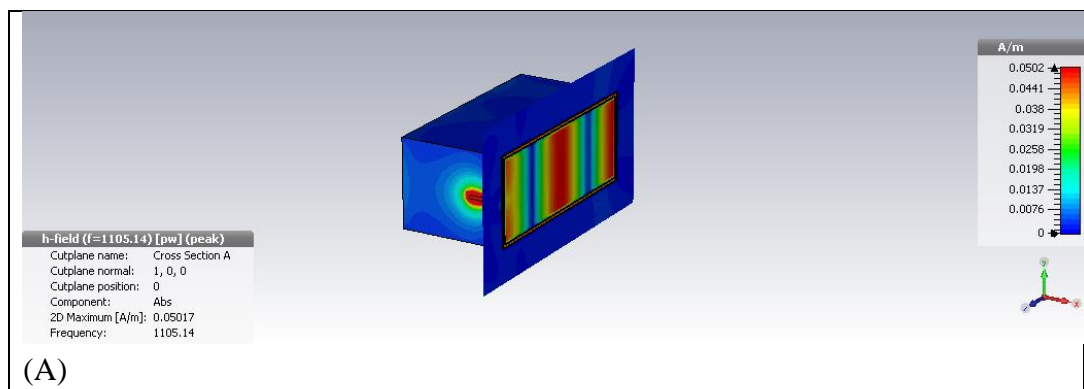




(B)

Fig. 49. Vista del módulo del campo magnético a 689.3 MHz en simulación con espira: (A) corte vertical en el plano  $z=0$ , (B) corte horizontal en el plano  $y=0$ .

2. La curva de resultados de la simulación sin espira es más aproximada a la de medidas en el rango de frecuencias de 500 MHz a 1100 MHz. No obstante de 1100 MHz a 1500 MHz es la simulación con espira la más próxima a la obtenida en laboratorio. En concreto para las frecuencias de resonancia de la cavidad (modo  $TE_{102}$ ):
  - El segundo modo  $TE_{102}$  tiene la misma polarización y aparece como dos cilindros ubicados delante y detrás del centro de la cavidad. Los dos cilindros son dos mínimos, mientras que en el centro existe un máximo que se corresponde con el mínimo de apantallamiento magnético. Su cálculo teórico se estableció en (53) a través de (49), con un valor de 1118 MHz:
  - El valor para una simulación de cavidad vacía resulta próximo, aunque más distante que para el primer modo. En concreto 1105 MHz, como muestra la Figura 50.



(A)



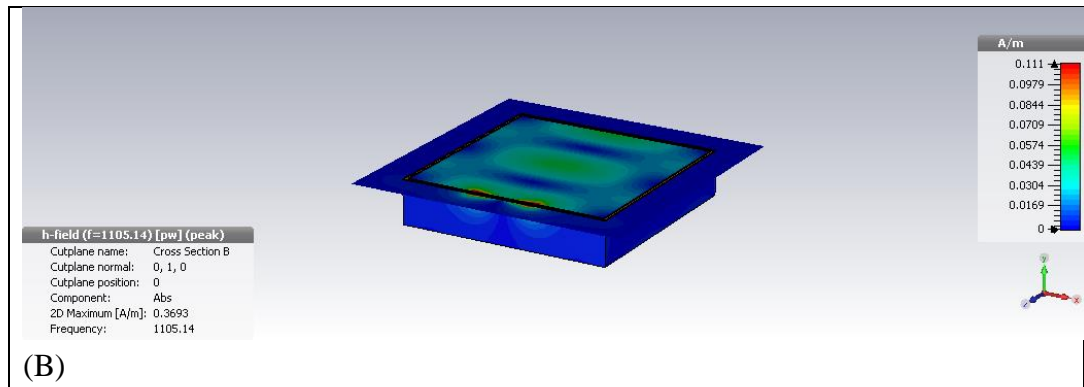


Fig. 50. Vista del módulo del campo magnético a 1105 MHz en simulación: (A), corte vertical en el plano  $z=0$ , y (B), corte horizontal en el plano  $y=0$ .

- Sin embargo para una simulación de cavidad con espira, la frecuencia para el segundo modo corresponde a 1111 MHz, como muestra la Figura 51. Puede observarse la presencia de los dos mínimos, y cómo el máximo en el centro de la cavidad queda totalmente anulado por la presencia de la espira.

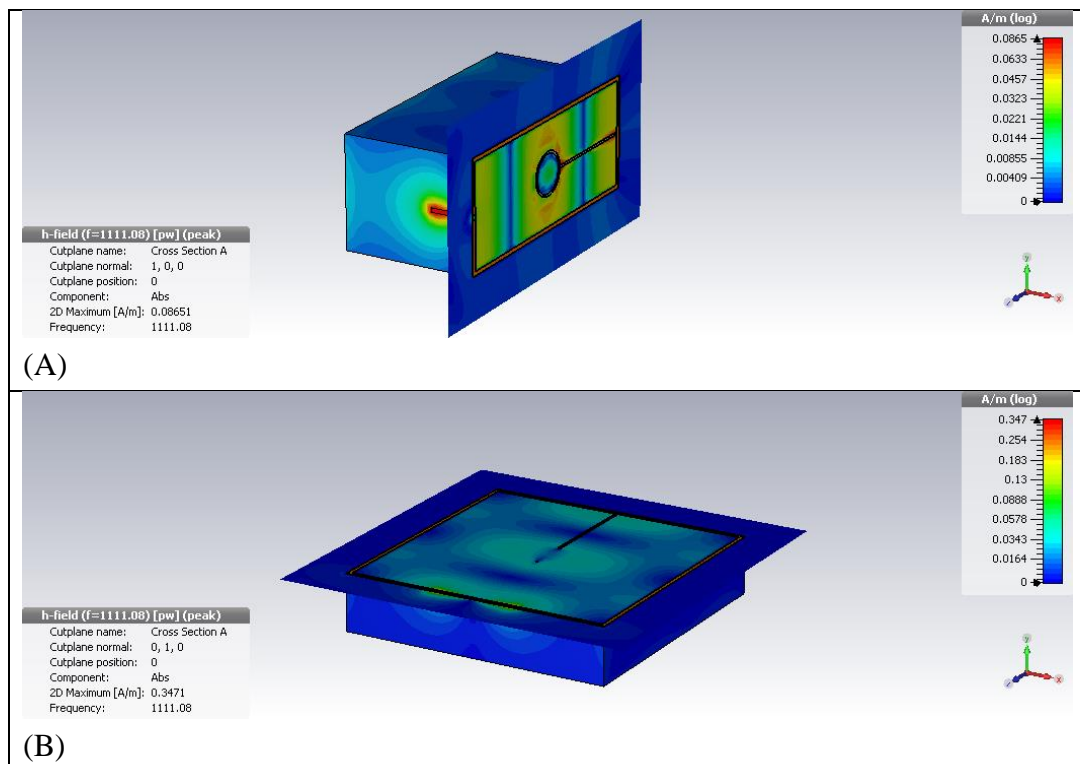


Fig. 51. Vista del módulo del campo magnético a 1111 MHz en simulación con espira: (A) corte vertical en el plano  $z=0$ , (B) corte horizontal en el plano  $y=0$ .

3. Para frecuencias mayores, ninguna simulación se ajusta adecuadamente ya que, entre otras razones, se entra en una región multi-modo que muestra muchas resonancias.

- La resonancia de la apertura 1 ( $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  ( $h \times w$ )) de la cavidad se puede calcular a nivel teórico de la misma forma que para campo eléctrico, que es de 1.5 GHz.

El valor para una simulación de cavidad vacía resulta algo inferior. En concreto 1.43 GHz, como muestra la Figura 52.

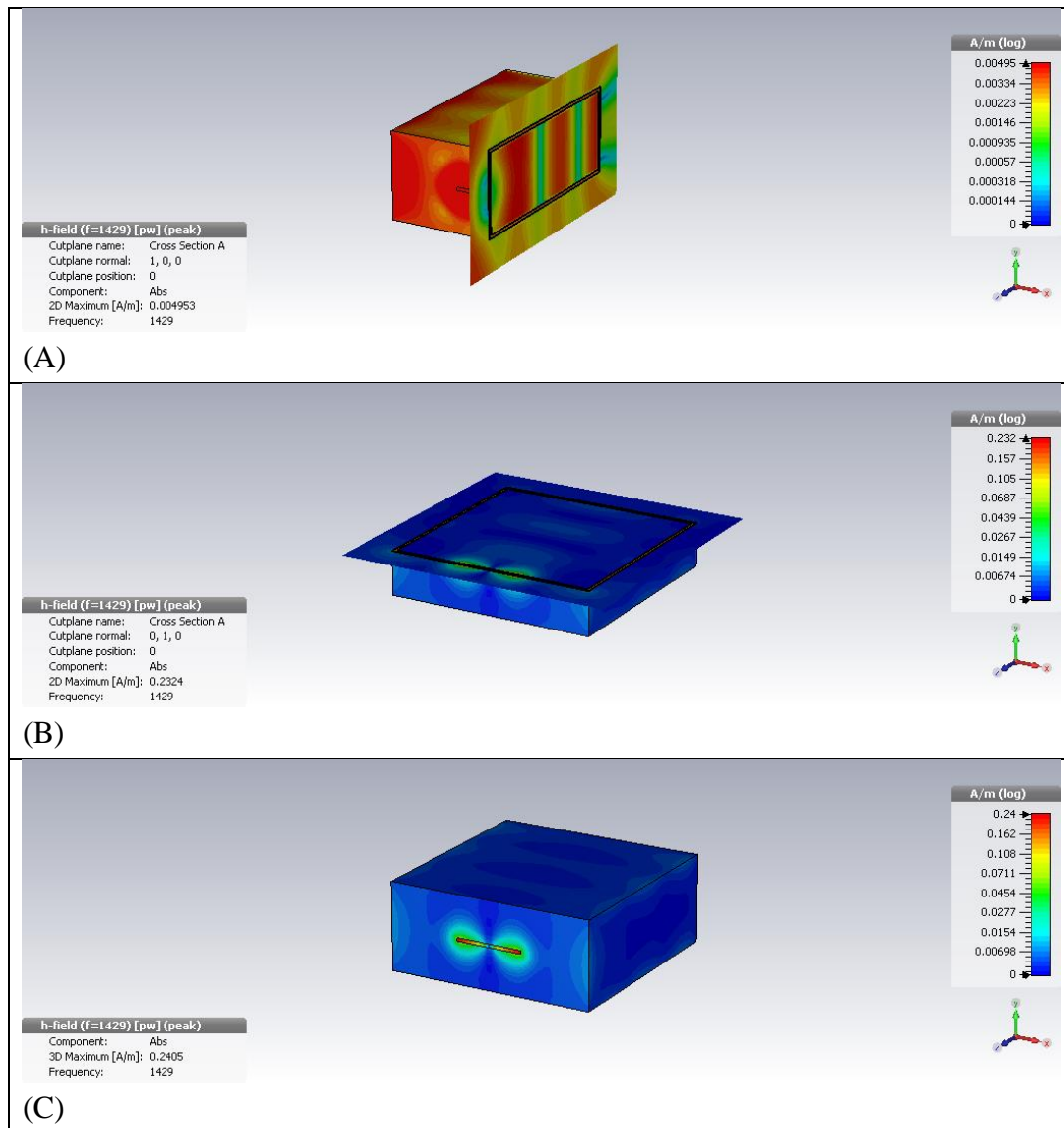


Fig. 52. Vista del módulo del campo magnético a 1.43 GHz en simulación (A) corte vertical en el plano  $z=0$ , (B) corte horizontal en el plano  $y=0$ , (C) envolvente.

- Y más distante, 1.49 GHz, con espira. Véase la Figura 53:

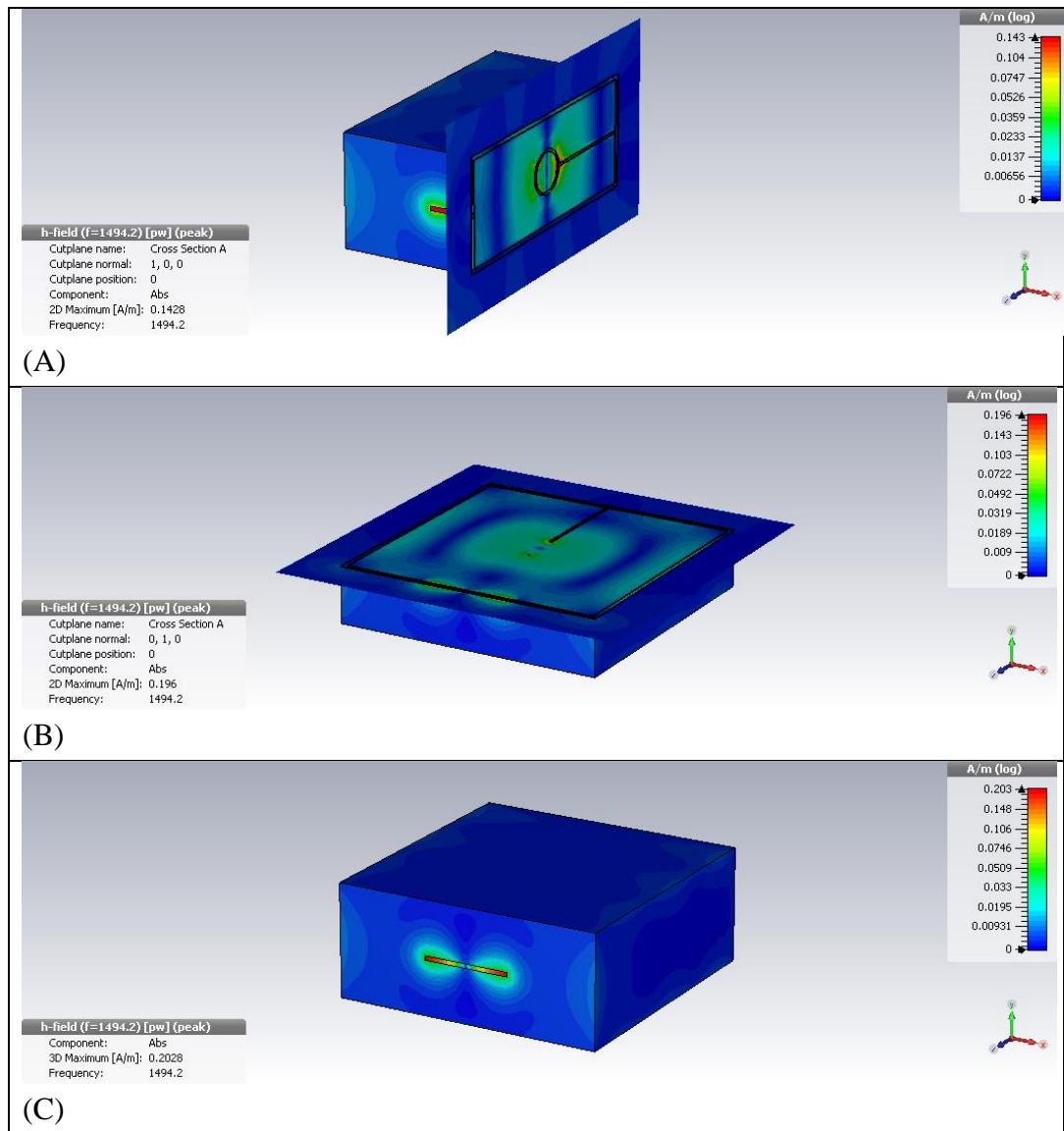


Fig. 53. Vista del valor absoluto del campo eléctrico a 1.43 GHz en simulación (A) corte vertical en el plano  $z=0$ , (B) corte horizontal en el plano  $y=0$ , (C) envolvente.

#### 4.4.2 Presencia de la Sonda Magnética en el Dominio del Tiempo

En el dominio del tiempo [36], la efectividad de apantallamiento del campo magnético puede evaluarse al comparar la reducción de pico del campo magnético con cavidad (apertura 1) y sin cavidad.

En primer lugar se puede observar en la Figura 54 la reducción de pico de la intensidad de campo magnético en el dominio temporal al comparar los diferentes valores máximos de campo con y sin apantallamiento. En el caso de apantallado se ha implementado la apertura 1, de dimensiones  $10\text{cm} \times 0.5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ).

De forma análoga a la SE de la reducción de pico del campo eléctrico, y teniendo en cuenta la ecuación (7.b) para la SE de la reducción del valor de pico de la intensidad de campo magnético, definida en el apartado “Teoría de Apantallamiento” (subapartado “Dominio en el Tiempo”), se puede obtener la efectividad de apantallamiento magnético de la siguiente forma (60):

$$SE_{H\_PR} = 20 \log \frac{|S_{21\_MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|S_{21\_MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (60)$$

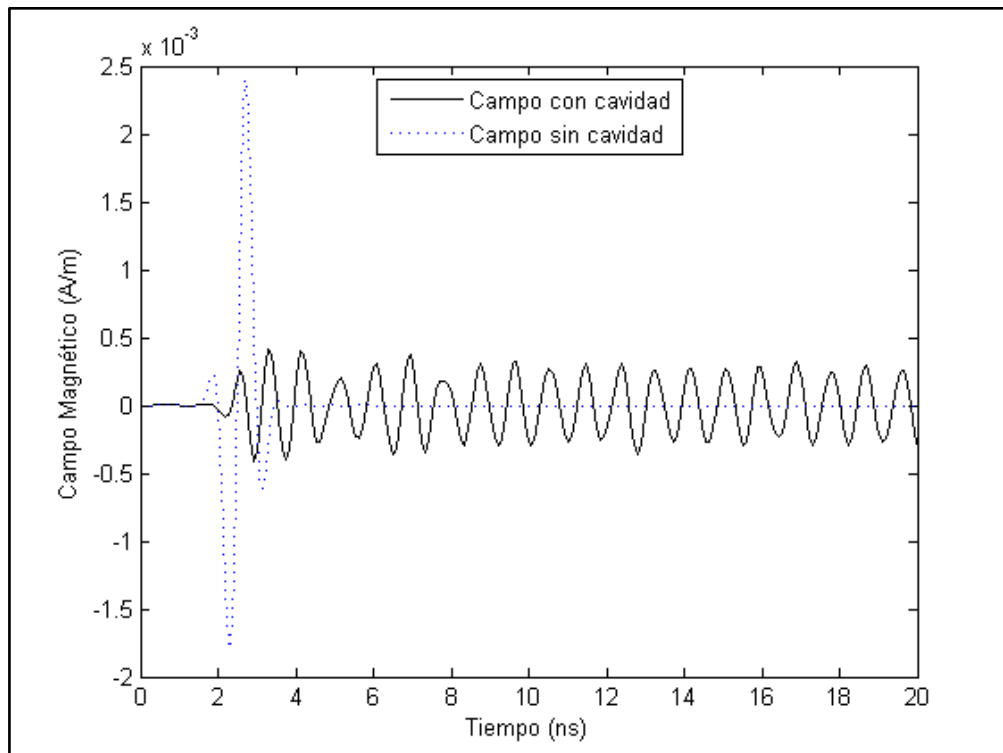


Fig. 54. Campos magnéticos transitorios en el punto de observación  $P(x,y,z) = (0,0,0)$  con y sin apantallado para Cavidad A y Apertura 1.

#### ***4.4.3 Ausencia de la Sonda Magnética para Simulaciones***

En el dominio del tiempo la efectividad de apantallamiento de la intensidad del campo magnético puede evaluarse al comparar la reducción de pico del campo magnético con y sin cavidad. Se ha obtenido  $SE_{H_{PR}}$  de forma análoga al caso de efectividad de apantallamiento eléctrico en el dominio del tiempo.

Las diferencias en los resultados para la Figura 47 son mayores debido a la complejidad de la espira. Puede estar interfiriendo también, en la efectividad del apantallamiento magnético medido, el hecho de que la propia presencia de la espira esté afectando la distribución del campo. Es decir, por una parte estos gráficos permiten evaluar la presencia de la espira en las simulaciones, no sólo como sonda magnética, sino también como un objeto que se encuentra dentro de la cavidad.



## 5 RESULTADOS DE LAS DEFINICIONES DE APANTALLAMIENTO

---

### 5.1 CAMPO ELÉCTRICO

En este apartado se reportan las medidas realizadas y los resultados obtenidos con el código comercial CST Microwave Studio para el campo eléctrico con cavidades A y B y para diferentes puntos de observación, conductividades y aperturas, tanto en el dominio temporal como en el dominio de la frecuencia.

#### 5.1.1 Variación del Punto de Observación en el Dominio de la Frecuencia

En las siguientes figuras se muestra una comparativa en el dominio de la frecuencia de la efectividad de apantallamiento de la intensidad de campo eléctrico evaluada considerando la transformada de Fourier de los campos transitorios realizada por CST, y los resultados obtenidos mediante medidas en laboratorio en diferentes puntos de observación. Todo ello para la cavidad A y apertura 1.

En concreto la comparación se realiza habiéndose desplazado el punto de observación a -7.5cm (Figura 55) y 7.5cm (Figura 56) respectivamente sobre el eje z, y con frecuencias desde 500 MHz a 2 GHz.

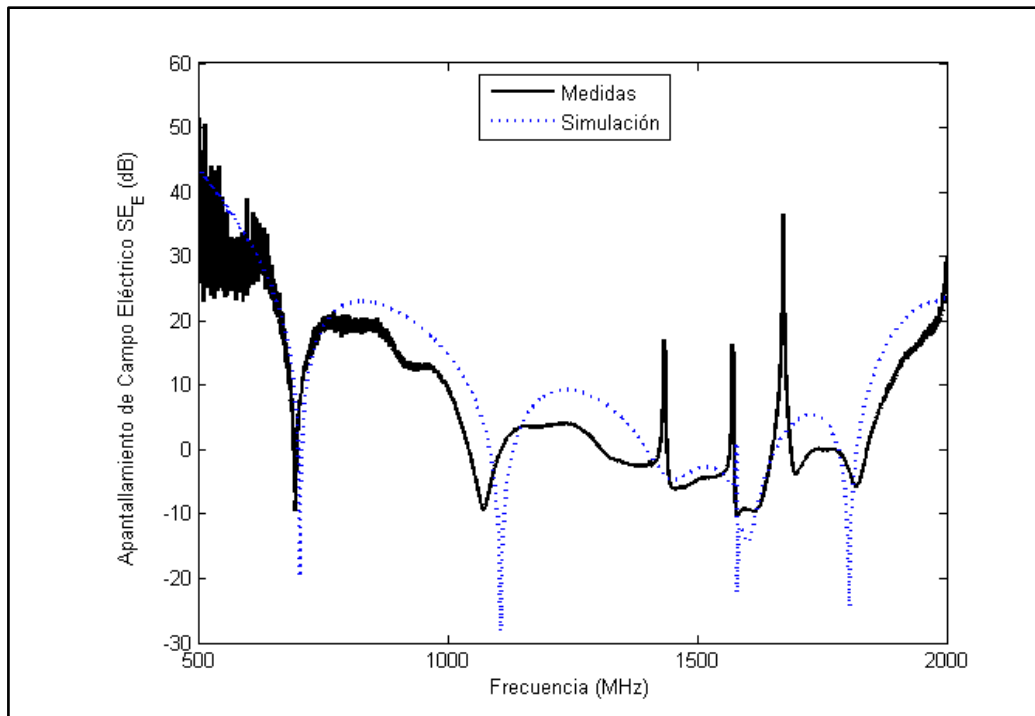


Fig. 55. Comparativa de la efectividad de apantallamiento del campo eléctrico calculada en simulación y los resultados obtenidos en laboratorio en el punto de observación  $P_1(x_1, y_1, z_1) = (0, 0, -7.5\text{cm})$ .



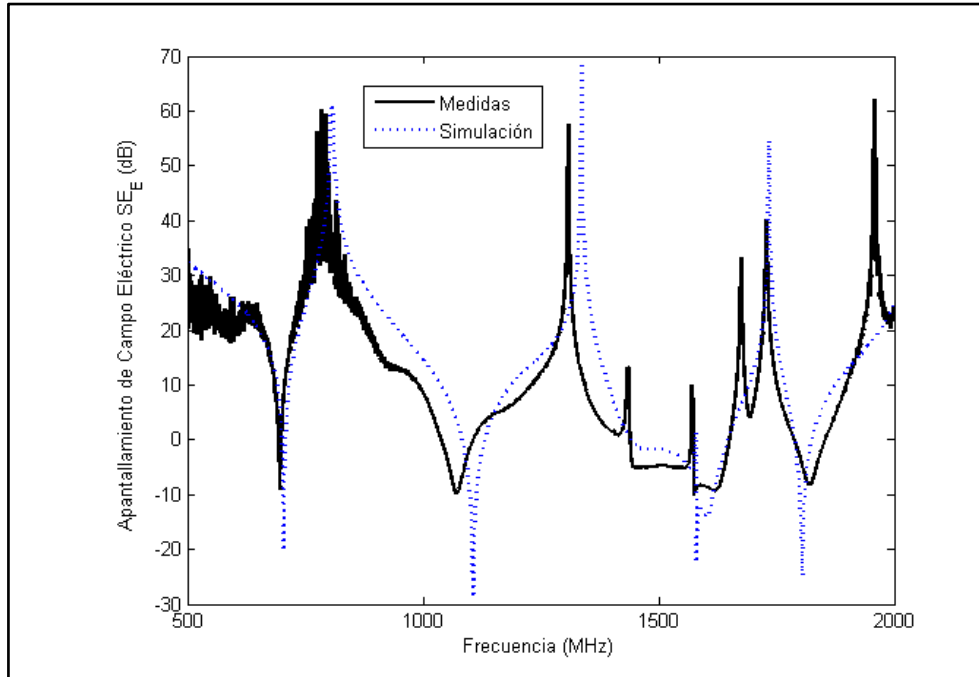


Fig. 56. Comparativa de la efectividad de apantallamiento del campo eléctrico calculada en simulación y los resultados obtenidos en laboratorio en el punto de observación  $P_2(x_2, y_2, z_2) = (0, 0, 7.5\text{cm})$ .

Las figuras 55 y 56 muestran cómo la SE del campo eléctrico para las diferentes frecuencias varía al cambiar las coordenadas del punto de observación. También se aprecia que las medidas y simulaciones coinciden ampliamente.

Aunque de forma global los gráficos de la Figura 57 son claramente diferentes al modificar el punto de observación, en determinadas frecuencias los gráficos pueden coincidir más o menos atendiendo a la distribución de los campos electromagnéticos.

Por otra parte cabe destacar de nuevo la dificultad de poder determinar un valor de efectividad de apantallamiento específico, puesto que depende claramente de la frecuencia. La cavidad es efectiva en general ( $SE_E > 0$ ), pero a determinadas frecuencias es negativa ( $SE_E < 0$ ) y por tanto para esas frecuencias resulta ser inconveniente. Dichas frecuencias suelen estar asociadas a las frecuencias de resonancia de la cavidad.

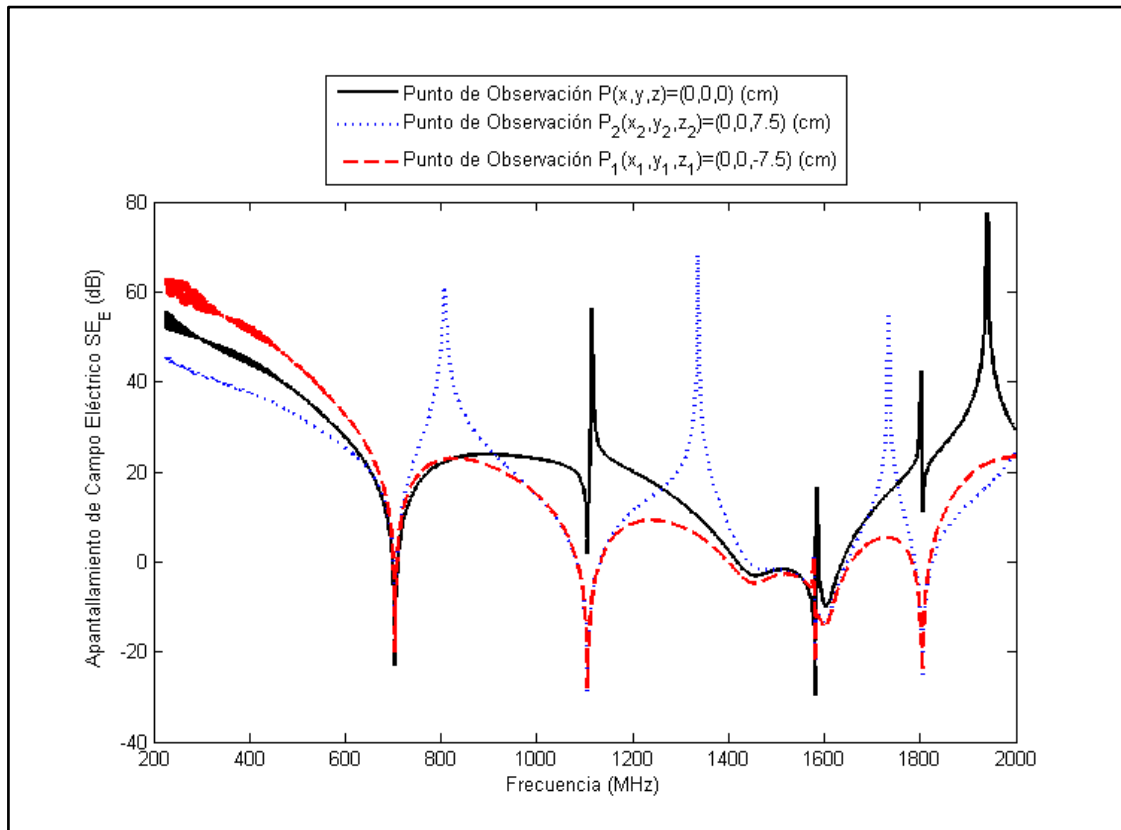


Fig. 57. Comparativa de la efectividad de apantallamiento del campo eléctrico calculada en simulación para los puntos de observación  $P$ ,  $P_1$  y  $P_2$ .

**5.1.2 Variación del Tamaño de la Cavity en el Dominio de la Frecuencia**

En este sub-apartado se muestran los resultados obtenidos para la cavity B de dimensiones  $a \times b \times c = 40 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$ , y con diferentes aperturas, en concreto las aperturas 4, 5 y 6 de dimensiones  $10 \text{ cm} \times 2,5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ),  $15 \text{ cm} \times 4,5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), y  $30 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), respectivamente.

En la Figura 58 se muestra una comparativa en el dominio de la frecuencia de la efectividad de apantallamiento de la intensidad del campo eléctrico evaluada considerando la transformada de Fourier de los campo transitorios realizada por CST en el punto de observación desplazado el punto de observación  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ , y con frecuencias desde 200 MHz a 2 GHz.

Es evidente, y como cabía esperar a excepción de las frecuencias de resonancia, para aperturas menores la efectividad de apantallamiento es mayor. Así en general se puede afirmar que (61):

$$SE_E(\text{Apertura 4}) > SE_E(\text{Apertura 5}) > SE_E(\text{Apertura 6}) \tag{61}$$

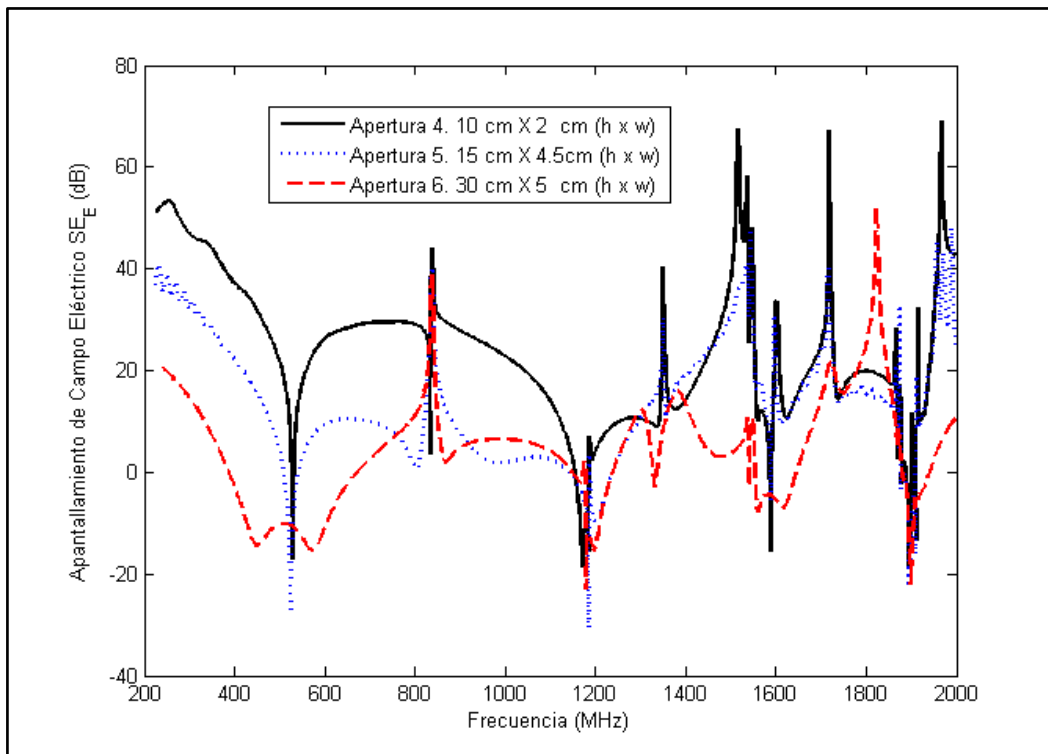


Fig. 58. Efectividad de apantallamiento del campo eléctrico evaluada considerando la transformada de Fourier de los campo transitorios realizada por CST para la cavity 2 y aperturas 4, 5 y 6.

### 5.1.3 Variación de la Conductividad de la Cavity en el Dominio del Tiempo

Atendiendo al amplio rango de conductividades que ofrecen los materiales conductores se comparan en la Figura 59 los resultados en simulación de los campos eléctricos percibidos por el punto de observación centrado en la cavity y con cavidades de conductividades  $10^7$  S/m (semejante a las conductividades del hierro y del aluminio) y  $10^3$  S/m (un valor comprendido entre las conductividades del telurio y del carbono) [93]. El grosor de las paredes de la cavity se ha establecido en 0.5 cm en ambos casos:

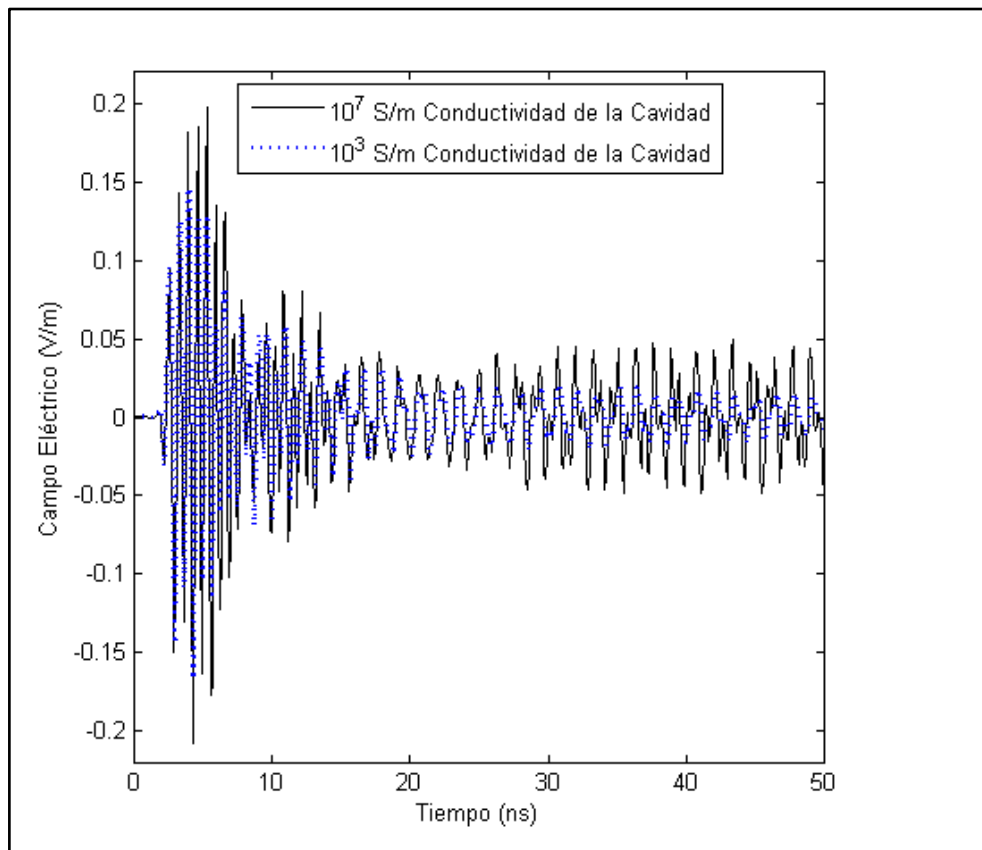


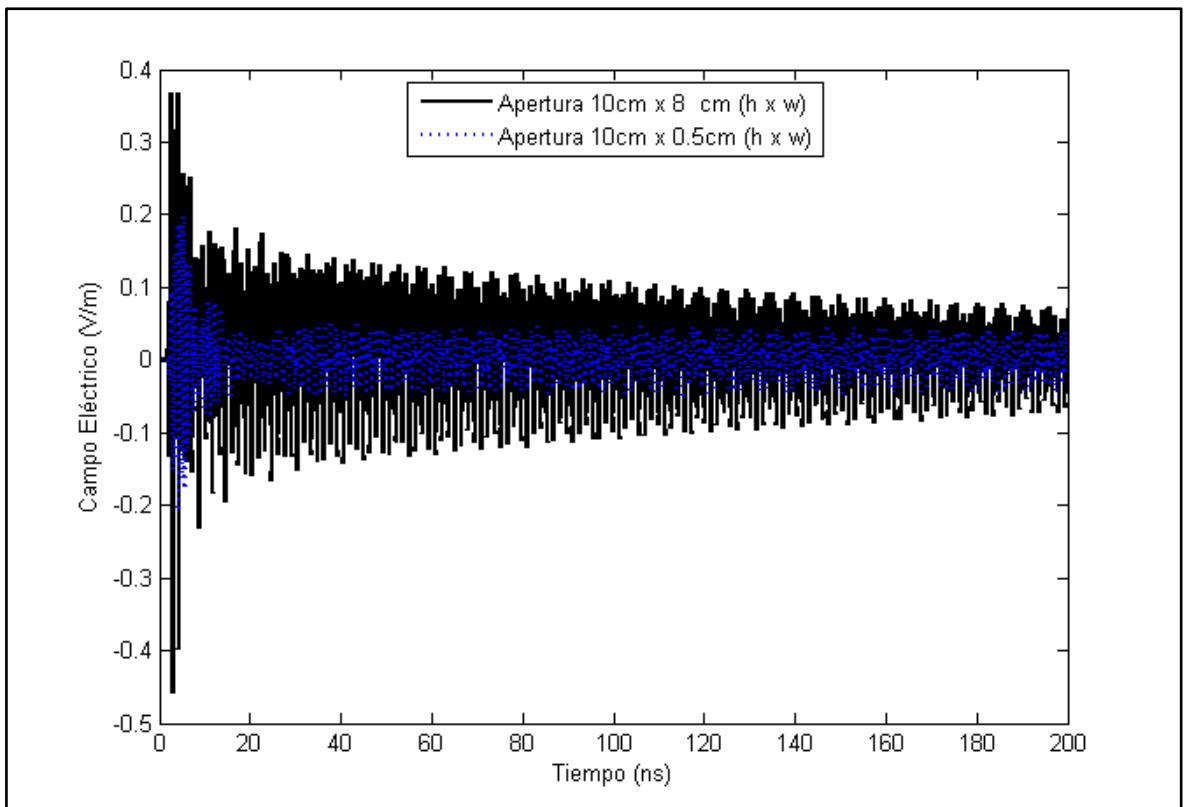
Fig. 59. Campos transitorios con apantallamientos metálicos de dimensiones las de la Cavity A y apertura 1, y con conductividades  $10^7$  y  $10^3$  S/m.

Al observar la Figura 59 se puede destacar cómo, al disminuir la conductividad de la cavity metálica, tanto los valores máximos de campo eléctrico como el resto de valores en general se atenúan, es decir, tiene mayor efectividad de apantallamiento eléctrico.

Esto contrasta con la afirmación general de que una cavity metálica apantalla el campo eléctrico mejor que cualquier otra. Sin embargo estas medidas ponen de manifiesto que una vez que la onda electromagnética ha podido acceder al interior de la cavity a través de la apertura, metales con conductividades limítrofes a los semiconductores parecen presentar mejores apantallamientos atenuando mejor las ondas.

**5.1.4 Variación de la Apertura de la Cavity en el Dominio del Tiempo**

También la altura de la apertura afecta de forma notable sobre la efectividad del apantallamiento del campo eléctrico. La Figura 60 compara los campos eléctricos recibidos en el tiempo por un punto de observación centrado en la cavidad A con apertura 1 ( $10\text{cm} \times 0.5\text{ cm} (h \times w)$ ), frente a otra apertura 2 de dimensiones  $10\text{cm} \times 8\text{ cm} (h \times w)$ . En ambos casos la cavidad simulada tiene un grosor de  $0.5\text{cm}$  y una conductividad de  $10^7\text{ S/m}$ .



*Fig. 60. Campos transitorios con Cavity A y aperturas de diferente altura, y con conductividad  $10^7\text{ S/m}$ .*

La Figura 61 realiza una comparación análoga a la de la Figura 60 pero con una conductividad de  $10^3\text{ S/m}$ .

Al comparar las dos figuras (60 y 61) se puede destacar que, al aumentar la altura de la apertura, la intensidad del campo eléctrico dentro de la cavidad es mayor. Sin embargo el campo eléctrico se atenúa más rápidamente que con aperturas más estrechas.

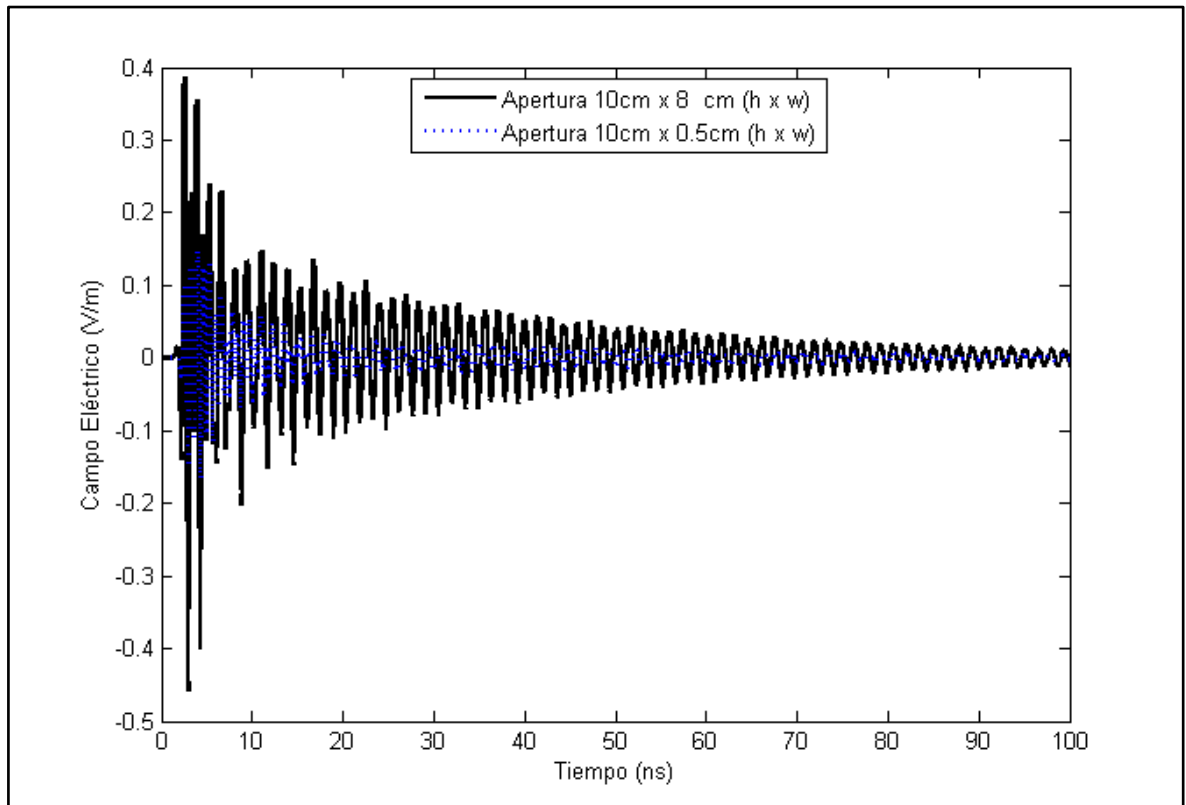


Fig. 61. Campos transitorios con Cavity A y aperturas de diferente altura, y con conductividad  $10^3$  S/m.

5.1.5 *Derivada del Desplazamiento en el Dominio del Tiempo*

Respecto a la relación entre la derivada del desplazamiento eléctrico en el dominio del tiempo con la intensidad del campo eléctrico para el punto de observación  $P(x,y,z) = (0,0,0)$ , se ha evaluado una simulación sin cavidad, que se presenta en la Figura 62.

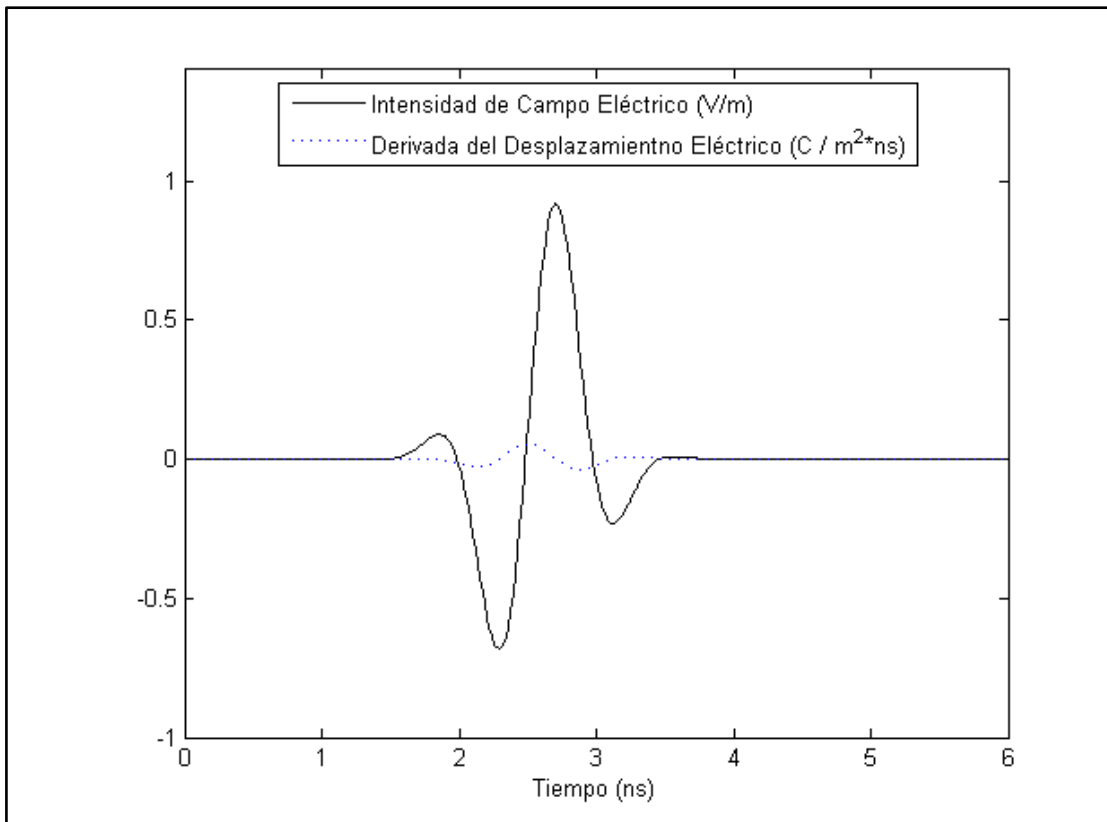


Fig. 62. *Comparativa de la intensidad de campo eléctrico y la derivada del desplazamiento eléctrico calculadas en simulación sin cavidad en el punto de observación  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ .*

La derivada temporal de la intensidad de campo eléctrico generada por la onda de excitación (onda plana) tomada es muy similar en su forma y periodo, aunque con cierto desfase, al propio campo eléctrico. La diferencia de orden está originada en gran parte por la permitividad en el vacío ( $8.8541878176e-12$  F/m).

## 5.2 CAMPO MAGNÉTICO

En este apartado se reportan los resultados de las simulaciones obtenidas con el código comercial CST Microwave Studio para el campo magnético con cavidades A y B y para diferentes puntos de observación, aperturas, tanto en el dominio temporal como en el dominio de la frecuencia.

### 5.2.1 Variación del Punto de Observación en el Dominio de la Frecuencia

En la Figura 63 se muestra una comparativa en el dominio de la frecuencia de la efectividad de apantallamiento de la intensidad de campo magnético H evaluada considerando la transformada de Fourier de los campos transitorios realizada por CST. Todo ello para la cavidad A y apertura 1. En concreto la comparación se realiza habiéndose desplazado el punto de observación a -7.5cm y 7.5cm sobre el eje z, y desde 200 MHz a 2 GHz.

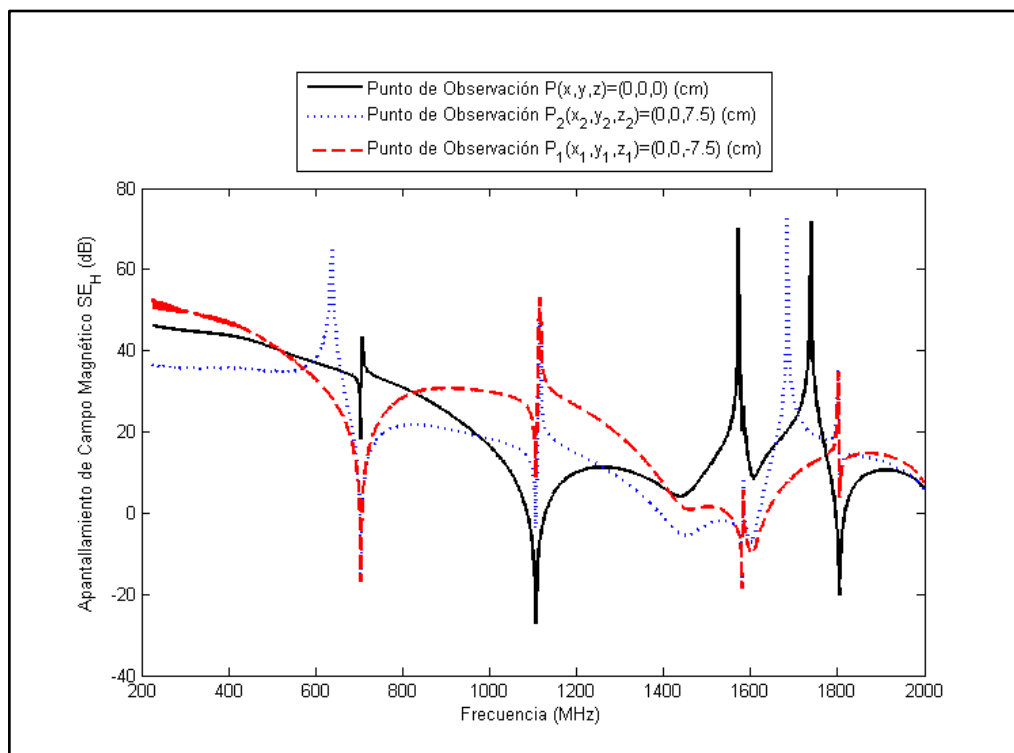


Fig. 63. Comparativa de la efectividad de apantallamiento del campo magnético calculada en simulación para los puntos de observación P, P<sub>1</sub> y P<sub>2</sub>.

De forma general los gráficos de la Figura 63 son claramente diferentes, detectándose diferencias al modificar el punto de observación.



Por otra parte cabe destacar de nuevo la dificultad de poder determinar un valor de efectividad de apantallamiento específico, puesto que depende claramente de la frecuencia. La cavidad es efectiva en general ( $SE_H > 0$ ), pero a determinadas frecuencias ( $SE_H < 0$ ) y por tanto para esas frecuencias, que suelen ser las de resonancia, la cavidad amplifica la señal interferente.

### 5.2.2 Variación del Tamaño de la Cavidad en el Dominio de la Frecuencia

En este sub-apartado se muestran los resultados obtenidos para la cavidad B de dimensiones  $a \times b \times c = 40 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$ , y con diferentes aperturas, en concreto las aperturas 4, 5 y 6 de dimensiones  $10 \text{ cm} \times 2,5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ),  $15 \text{ cm} \times 4,5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), y  $30 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), respectivamente.

En la Figura 64 se muestra una comparativa en el dominio de la frecuencia de la efectividad de apantallamiento de la intensidad del campo magnético evaluada considerando la transformada de Fourier de los campo transitorios realizada por CST en el punto de observación desplazado el punto de observación  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ , y desde 200 MHz a 2 GHz.

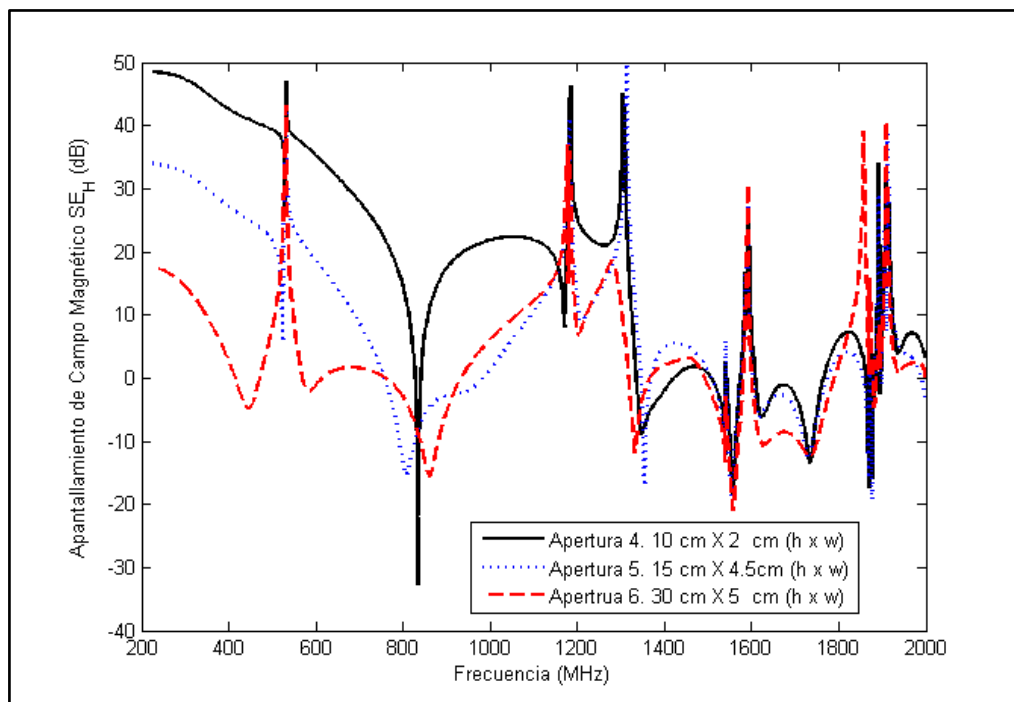


Fig. 64. Efectividad de apantallamiento de la intensidad de campo magnético calculada en simulación para la cavidad 2 y aperturas 4, 5 y 6.

Como cabía esperar salvo las excepciones de las frecuencias de resonancia, que para aperturas menores la efectividad de apantallamiento es mayor. Así en general se puede afirmar que (62):

$$SE_H(\text{Apertura 4}) > SE_H(\text{Apertura 5}) > SE_H(\text{Apertura 6}) \quad (62)$$

### 5.2.3 Variación de la Apertura de la Cavidad en el Dominio del Tiempo

También la altura de la apertura afecta de forma notable sobre la efectividad del apantallamiento de la intensidad de campo magnético. La Figura 65 compara los campos magnéticos recibidos en el tiempo por un punto de observación centrado en la cavidad A con apertura 1 ( $10\text{cm} \times 0.5\text{ cm} (h \times w)$ ), frente a otra apertura 2 de dimensiones  $10\text{cm} \times 8\text{ cm} (h \times w)$ . En ambos casos la cavidad simulada tiene un grosor de  $0.5\text{cm}$  y una conductividad de  $10^7\text{ S/m}$ .

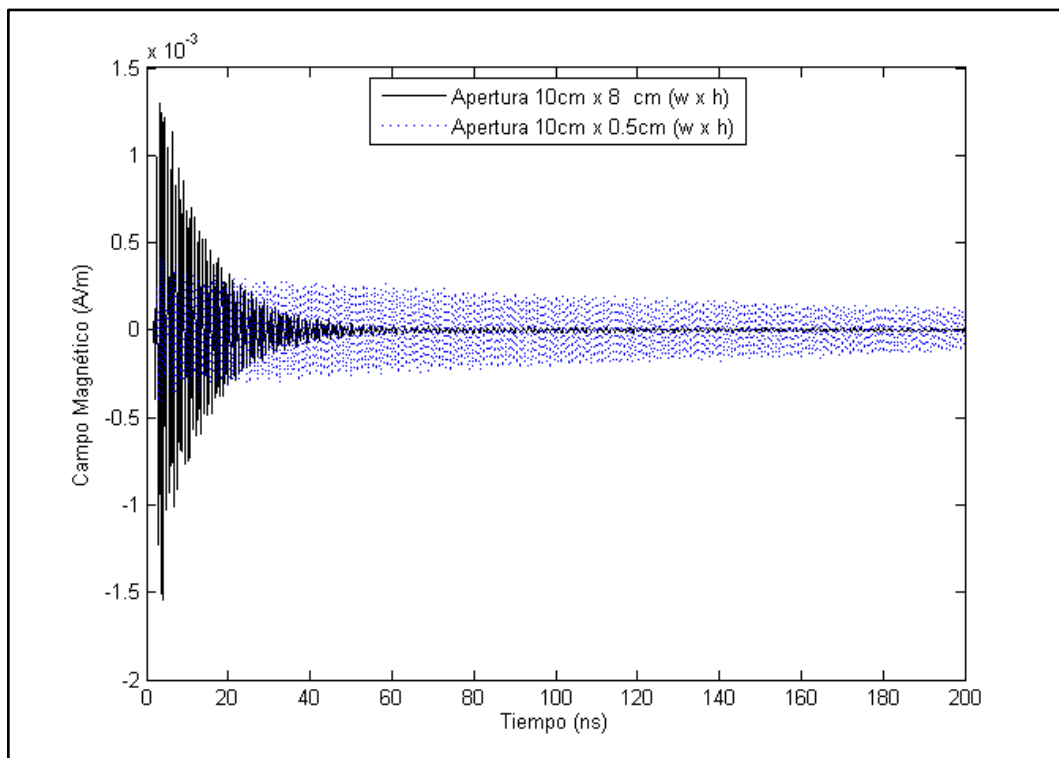


Fig. 65. Campos magnéticos transitorios con Cavidad A y aperturas de diferente  $w$ .

De forma similar a los resultados en el dominio temporal del campo eléctrico, se puede destacar que al aumentar la altura de la apertura, la intensidad del campo magnético dentro de la cavidad es mayor. Sin embargo ésta se atenúa más rápidamente que con aperturas más estrechas.

5.3 DENSIDAD DE ENERGÍA

5.3.1 Campos Transitorios en el Dominio del Tiempo

Antes de valorar la efectividad del apantallamiento de la densidad de energía en el dominio temporal, es interesante representar el módulo del producto vectorial de la intensidad de campo eléctrico por la intensidad de campo magnético a lo largo del tiempo  $|\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)|$  en el punto de observación  $P(x, y, z) = (0, 0, 0)$ , tanto en vacío (Figura 66) como apantallado con cavidad A y apertura 1, que se muestra en la Figura 67.

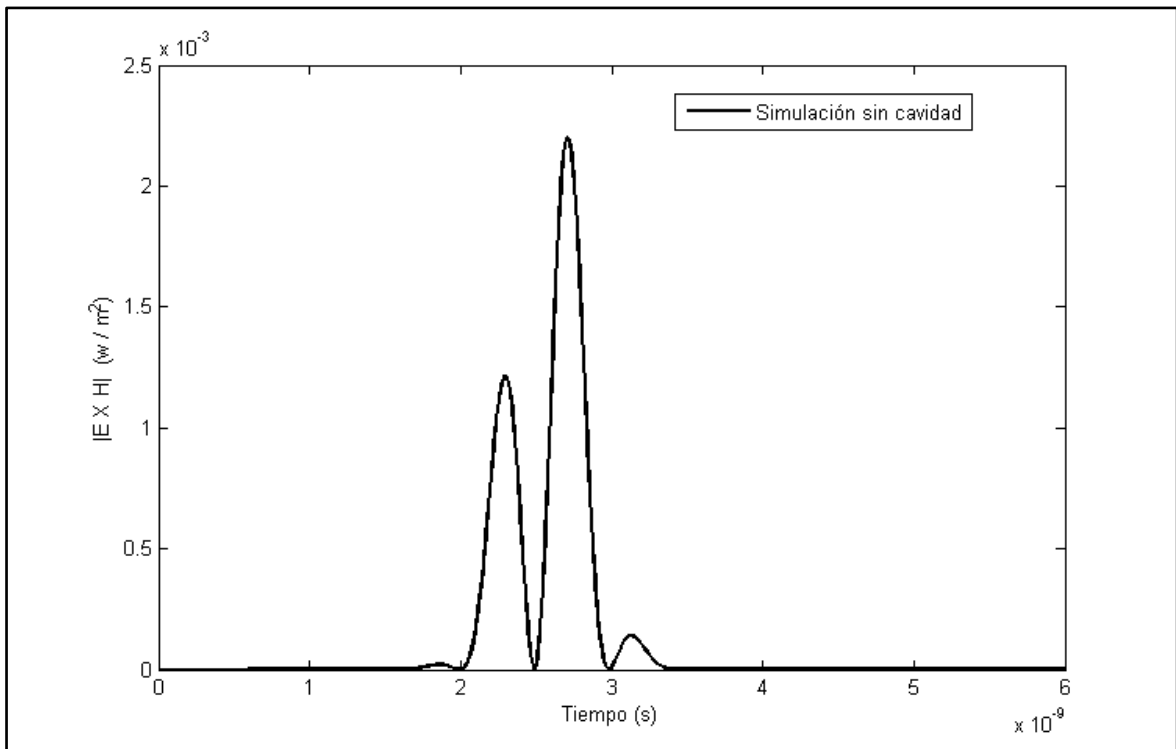


Fig. 66.  $|\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)|$  Ocasionado por la onda plana a lo largo del tiempo sin apantallamiento calculado mediante CST.

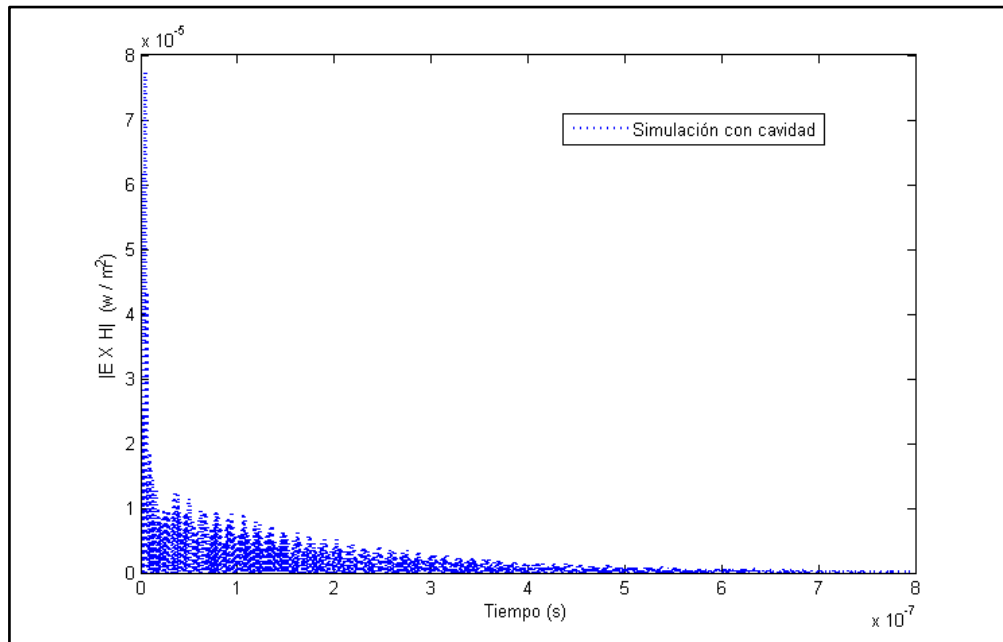


Fig. 67.  $|\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)|$  Ocasionado por la onda plana a lo largo del tiempo con apantallamiento calculado mediante CST.

Debido a que los órdenes de magnitud de ambas representaciones son diferentes para el intervalo de tiempo en que está emitiéndose la onda plana, se ha realizado una comparativa particular que se muestra en la Figura 68.

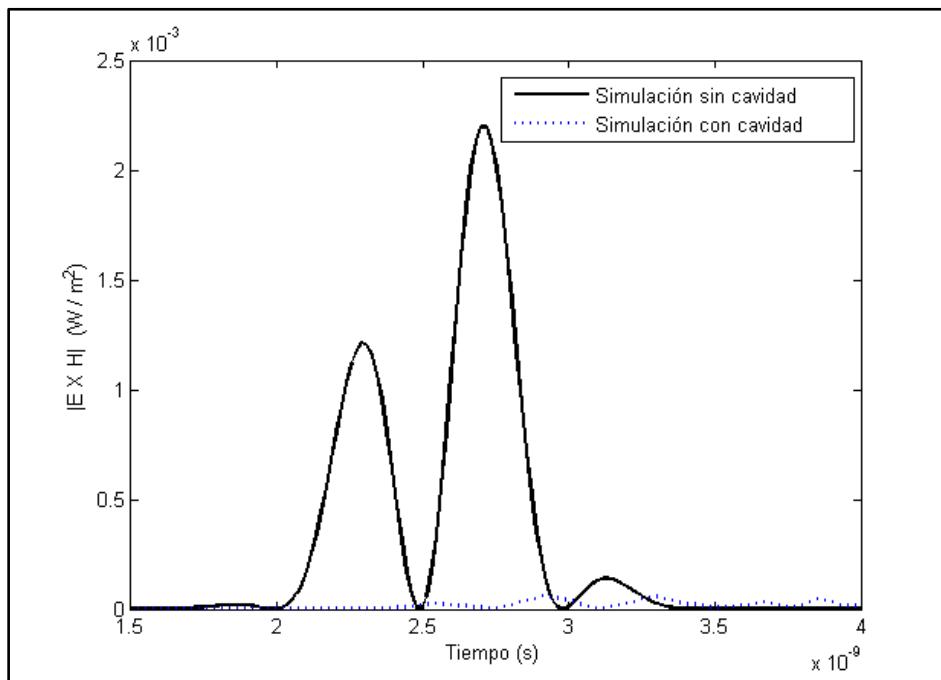


Fig. 68. Comparativa de  $|\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)|$  ocasionado por la onda plana a lo largo del tiempo con y sin apantallamiento calculado mediante CST.

Como paso intermedio para finalmente valorar la efectividad del apantallamiento de la densidad de energía en el dominio temporal, se ha de estudiar la integral a lo largo del tiempo del módulo del producto vectorial  $|\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)|$ , según se presentó anteriormente en la ecuación (12). Dicha integral representa la densidad de energía recibida en el punto de observación. Al relacionar estas integrales tanto con apantallamiento como sin apantallamiento, según se indicó en la definición (13), se obtiene la efectividad de apantallamiento.

La Figura 69 muestra el paso previo al cálculo de la efectividad de apantallamiento con objeto de visualizar los valores a lo largo del tiempo de las integrales en los casos de vacío y con cavidad.

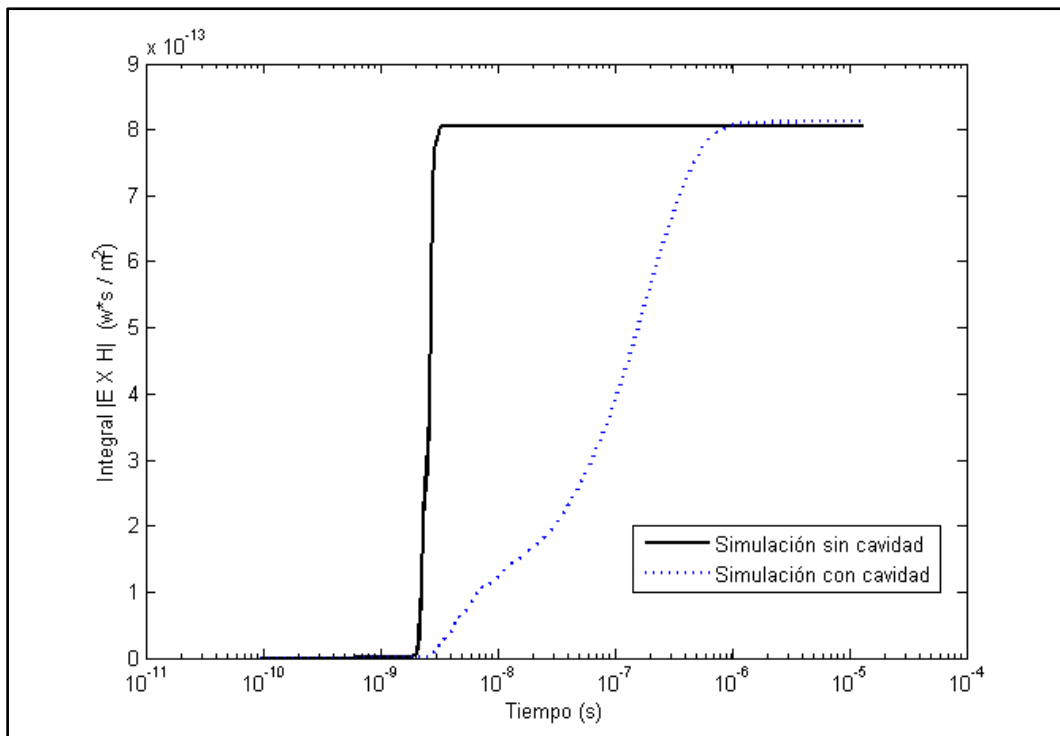


Fig. 69. Comparativa de la energía ocasionada por una onda plana a lo largo del tiempo con y sin apantallamiento calculado mediante CST.

En la figura anterior hay al menos tres aspectos a tener en cuenta:

- En primer lugar, y como era de esperar, no se recibe energía hasta que la onda plana no incide sobre el punto de observación, es decir, a partir de 1.5 ns.
- En segundo lugar, durante el tiempo que dura la emisión de la onda plana la cavidad realiza un apantallado efectivo, ya que la energía percibida en el punto de observación es bastante menor cuando está apantallado.

- Por último, una vez que la onda plana ha dejado de emitirse, el punto de observación deja de estar sometido a energía alguna, mientras que sí que sigue recibiendo energía cuando está apantallado. Finalmente, a partir de los 360 ns, la energía que ha percibido el punto de observación con cavidad se estabiliza. Las diferencias de valores con y sin apantallado aportarán la efectividad de apantallamiento.

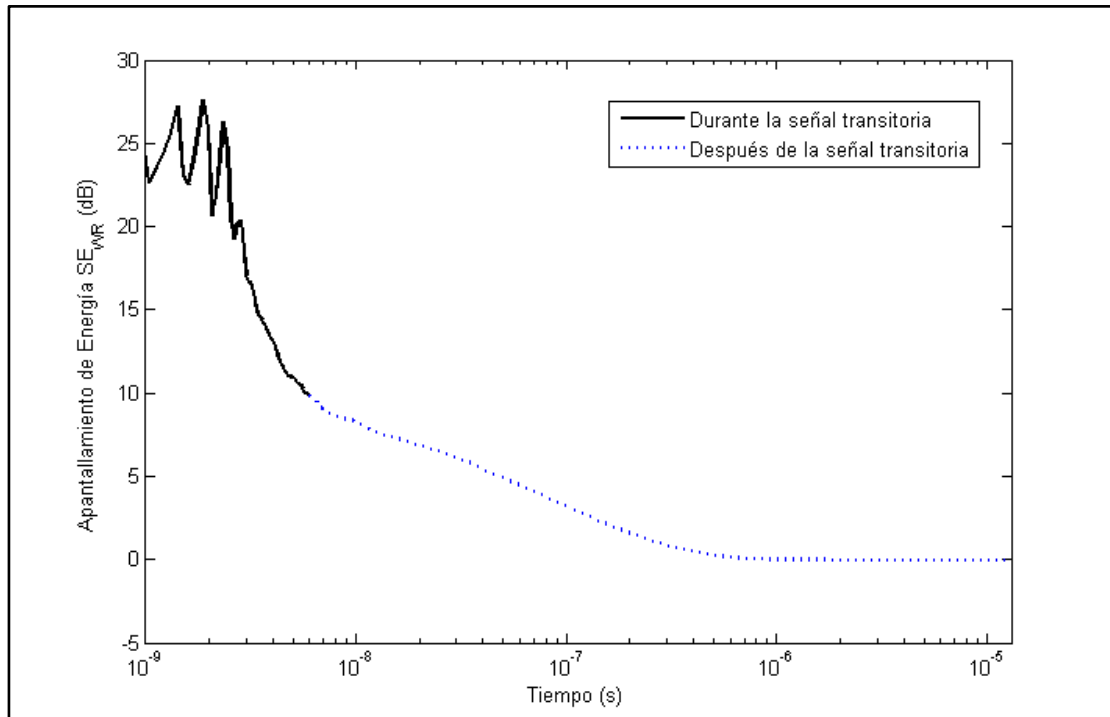


Fig. 70. Efectividad de apantallamiento de la densidad de energía a lo largo del tiempo durante y después de la señal transitoria.

De la Figura 70 hay que hacer notar en primer lugar que directamente muestra el resultado de la efectividad de apantallamiento de densidad de energía para cada periodo de tiempo. Ello es debido a que en la expresión (12) se define la integral, por lo que los resultados tanto en el numerador como en el denominador de (13) serán siempre crecientes en el tiempo, o al menos estables, en ningún caso decrecientes.

En segundo lugar se ha de puntualizar que para valores de tiempo inferiores a 1.5 ns el resultado no es relevante, ya que la onda plana todavía no se ha recibido en el punto de observación y por lo tanto dicho valor carece de sentido, correspondiendo más bien a valores de cálculo residuales.

En tercer lugar, de dicha figura se pueden detectar claramente dos intervalos de tiempo en los que es posible especificar tres valores característicos de la curva de apantallamiento de densidad de energía:

- El intervalo de tiempo durante el que se propaga la señal incidente sin apantallamiento corresponde a un intervalo de 1 a 5.85 ns ya que, como se ha podido comprobar en la Figura 69, el resultado se estabiliza antes cuando no hay cavidad. Durante dicho intervalo de tiempo se puede destacar el valor máximo de la efectividad de apantallamiento de la densidad de energía calculado  $SE_{WR\_D}$ . En la Figura 70 este máximo corresponde al valor 27.6094, y se produce cuando han transcurrido 1.88 ns.
- El intervalo de tiempo desde que finaliza la propagación de la señal incidente sin apantallamiento hasta que se estabiliza el valor de la energía en el tiempo con cavidad. De aquí se deducen dos valores de efectividad de apantallamiento:
  - El valor correspondiente al tiempo máximo de duración de la señal de excitación  $SE_{WR\_AI}$ , y que en la Figura 70 corresponde al valor 9.8130 que se produce en el tiempo 6.0156 ns.
  - el valor correspondiente al del tiempo en que se considera que se ha estabilizado el valor final cuando el tiempo tiende a infinito  $SE_{WR\_AF}$ . En nuestro caso corresponde al valor -0.0354 para  $1.2943e^{-5}$  s.

Por lo tanto merece la pena destacar cómo puede variar este valor en función del intervalo de tiempo seleccionado.

En cuarto lugar el valor máximo total  $SE_{WR\_D}$  mientras dura la señal incidente es un valor elevado, es decir, no es de interés en tanto en cuanto no representa para el punto de observación un momento crítico por la densidad de energía a la que está sometido.

Finalmente se dará más importancia a los valores  $SE_{WR\_AI}$  y  $SE_{WR\_AF}$ , ya que estos sí que nos muestran los valores críticos para el punto de observación tras la emisión de la onda incidente. El valor negativo  $SE_{WR\_AF} = -0.0354$  puede interpretarse debido a la influencia de las resonancias [94] que puede provocar la onda plana dentro de la cavidad.

### ***5.3.2 Variación de la Apertura de la Cavidad***

Con objeto de verificar la dependencia del valor  $SE_{WR\_AF}$  respecto de la apertura de la cavidad, se realizaron diferentes simulaciones con la misma cavidad A y diferentes aperturas.

La Figura 71 confirma esta dependencia, así como la afirmación anterior, ya que el valor de la densidad de energía recibida con apantallamiento cuando la apertura es total o de  $30\text{cm} \times 12\text{cm}$  ( $h \times w$ ) es mucho mayor que con apertura  $10\text{cm} \times 8\text{cm}$  ( $h \times w$ ) y ésta a su vez es mayor que con apertura de  $10\text{cm} \times 0.5\text{cm}$  ( $h \times w$ ).

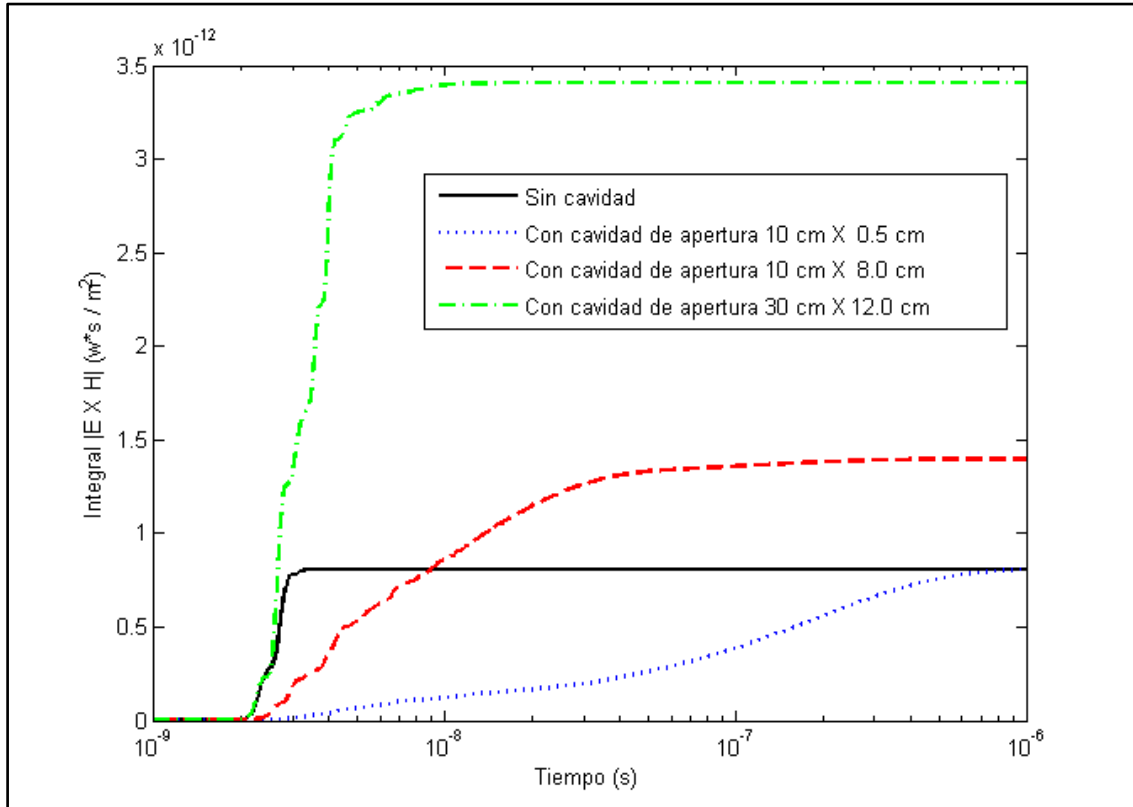


Fig. 71. Comparativa de la energía ocasionada por una onda plana transitoria a lo largo del tiempo sin y con apantallamiento para diferentes aperturas.

Para una mayor concreción de estos resultados, la Figura 72 muestra las curvas de efectividad de apantallamiento de la densidad de energía a lo largo del tiempo para la cavidad con aperturas total o de  $30\text{cm} \times 12\text{ cm}$  ( $h \times w$ ),  $10\text{cm} \times 8\text{ cm}$  ( $h \times w$ ) y  $10\text{cm} \times 0.5\text{ cm}$  ( $h \times w$ ); y la Tabla 12 expone los tres valores anteriormente definidos representativos de las curvas para dichas aperturas. Estas simulaciones se realizaron para un rango de frecuencias de 200 MHz a 2 GHz.

Tabla 12. Valores representativos de la curva de efectividad de apantallamiento de la densidad de energía para las aperturas 1, 2 y 3.

Apertura [cm x cm]	SE <sub>WR_D</sub> [dB]	SE <sub>WR_AI</sub> [dB]	SE <sub>WR_AF</sub> [dB]
1. 10 x 0.5	27.6094	9.8130	-0.0354
2. 10 x 8	13.6425	3.2114	-2.3936
3. 30 x 12	1.0378	-4.3945	-6.2585



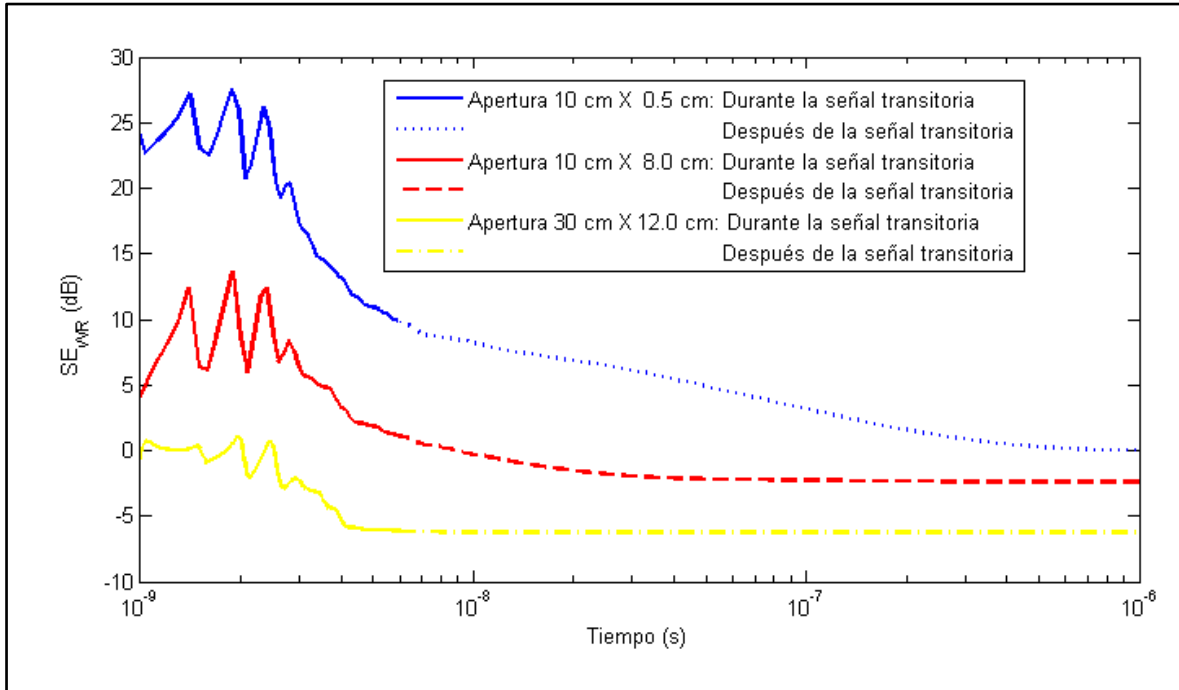


Fig. 72. Comparativa de efectividad de apantallamiento de la densidad de energía a lo largo del tiempo con apantallamiento para diferentes aperturas para un rango de frecuencias de 200 MHz a 2 GHz.

### 5.3.3 Variación del Intervalo de Frecuencias en el Dominio del Tiempo

A continuación se representa, a través de la Figura 73, las curvas de efectividad de apantallamiento de la densidad de energía a lo largo del tiempo para la cavidad con aperturas total o de 30cm × 12 cm ( $h \times w$ ), 10cm × 8 cm ( $h \times w$ ) y 10cm × 0.5 cm ( $h \times w$ ). Estas simulaciones se realizaron para un rango de frecuencias de 200 MHz a 1 GHz.

Por comparación de los resultados obtenidos para el ancho de banda de 200 MHz a 2 GHz, según la anterior Figura 72, frente a los obtenidos para el ancho de banda de 200 MHz a 1 GHz, según la Figura 73, y siendo estos claramente diferentes, se puede afirmar que el rango de frecuencias establecido afectará a los resultados de los indicadores temporales.

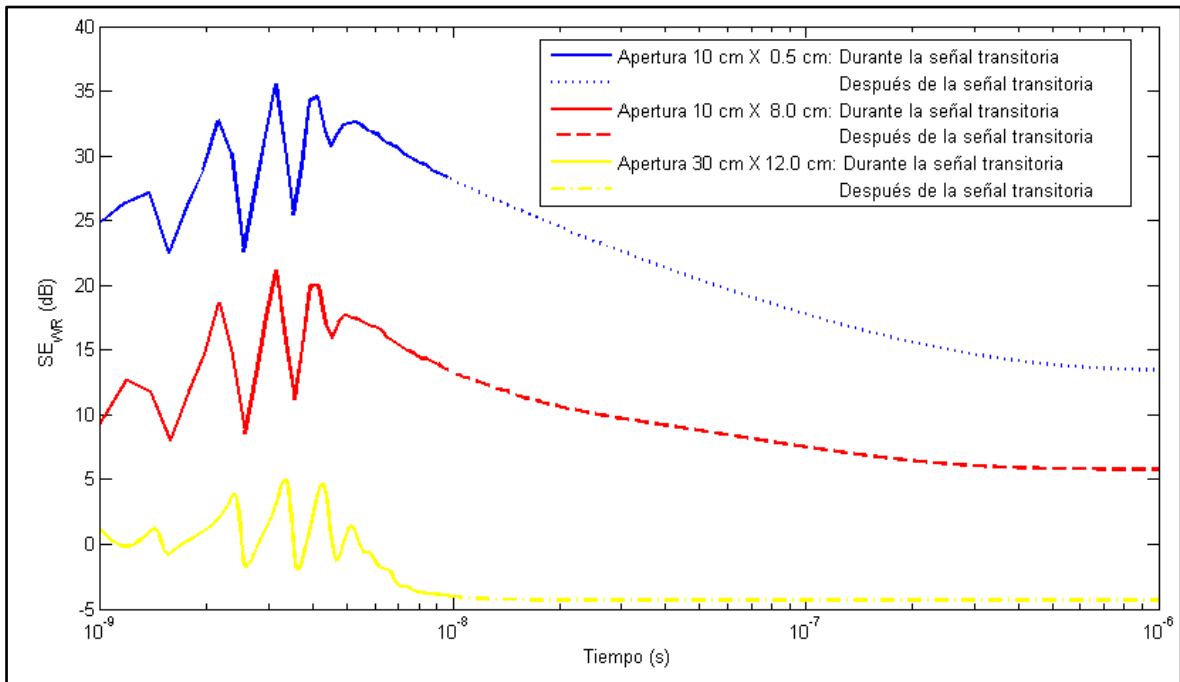


Fig. 73. Comparativa de efectividad de apantallamiento de la densidad de energía a lo largo del tiempo con apantallamiento para diferentes aperturas para frecuencias de 200 MHz a 1 GHz.

## 6 DISCUSIÓN

---

6.1 DEFINICIÓN DE NUEVOS INDICADORES DE BARRIDO

A continuación se definen y caracterizan nuevos indicadores de apantallamiento electromagnético, basados en los anteriormente definidos en el dominio de tiempo. En concreto se han definido en este apartado los de reducción de pico de la intensidad de campo eléctrico y magnético, y de reducción de densidad de energía estabilizado, aunque evidentemente se han tratado otros como los de la reducción derivativa del desplazamiento eléctrico e inducción magnética, y el de reducción de densidad de energía en el instante de finalizar la señal transitoria. Posteriormente se realizará una comparación de todos estos indicadores.

6.1.1 Intensidad de Campo Eléctrico

En la Figura 74 la frecuencia inicial del VNA se ha fijado a 30 MHz, mientras que la frecuencia final se ha hecho variar desde 500 MHz hasta 2 GHz. Con el fin de comprobar la fiabilidad de la información obtenida, se ha implementado el barrido de medidas de laboratorio con 201 intervalos, mientras que en simulación se tomaron 51. El valor de la  $SE_{E\_PR}$  se ha obtenido utilizando la ecuación (43) para los resultados experimentales.

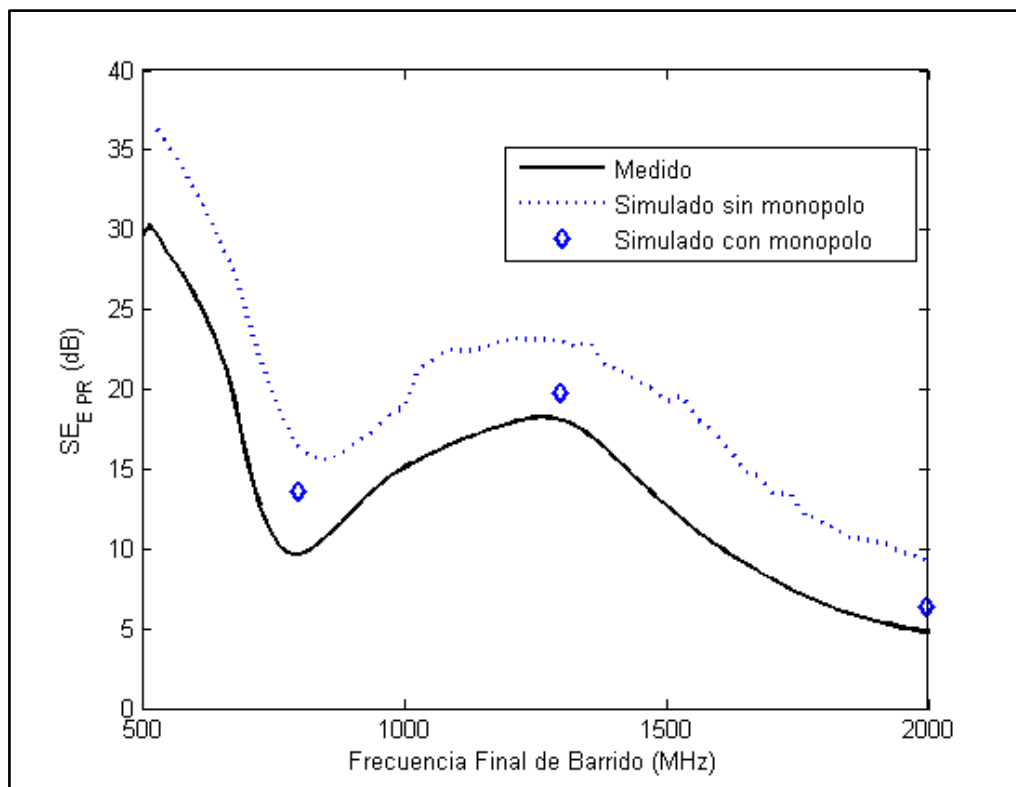


Fig. 74. Comparación de  $SE_{E\_PR}$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 500 MHz.

Para obtener los resultados de la figura anterior fue necesario cambiar al dominio temporal antes de obtener el valor máximo de  $SE_{E_{PR}}$  a lo largo del tiempo. Después de seleccionar el valor máximo de la reducción de pico en TD dicha figura muestra los resultados para cada ancho de banda. Utilizando las herramientas de simulación, definidas en el sub-apartado “Estructura de aplicaciones y datos: proceso”, el ancho de banda se hizo variar de la misma forma.

Como puede observarse, y ya se indicó en el apartado “Análisis: Simulaciones y Medidas”, las simulaciones con monopolo se ajustan mucho mejor a las medidas que las simulaciones sin monopolo ya que, como se indicó anteriormente, la presencia del monopolo afecta no solo debido a sus dimensiones (frecuencia de resonancia en 1.87 GHz) sino también por su ubicación justo en el centro del modo  $TE_{101}$ , cuyo valor de resonancia par la cavidad vacía es de 707 MHz. Este efecto puede apreciarse a partir de los 500 MHz.

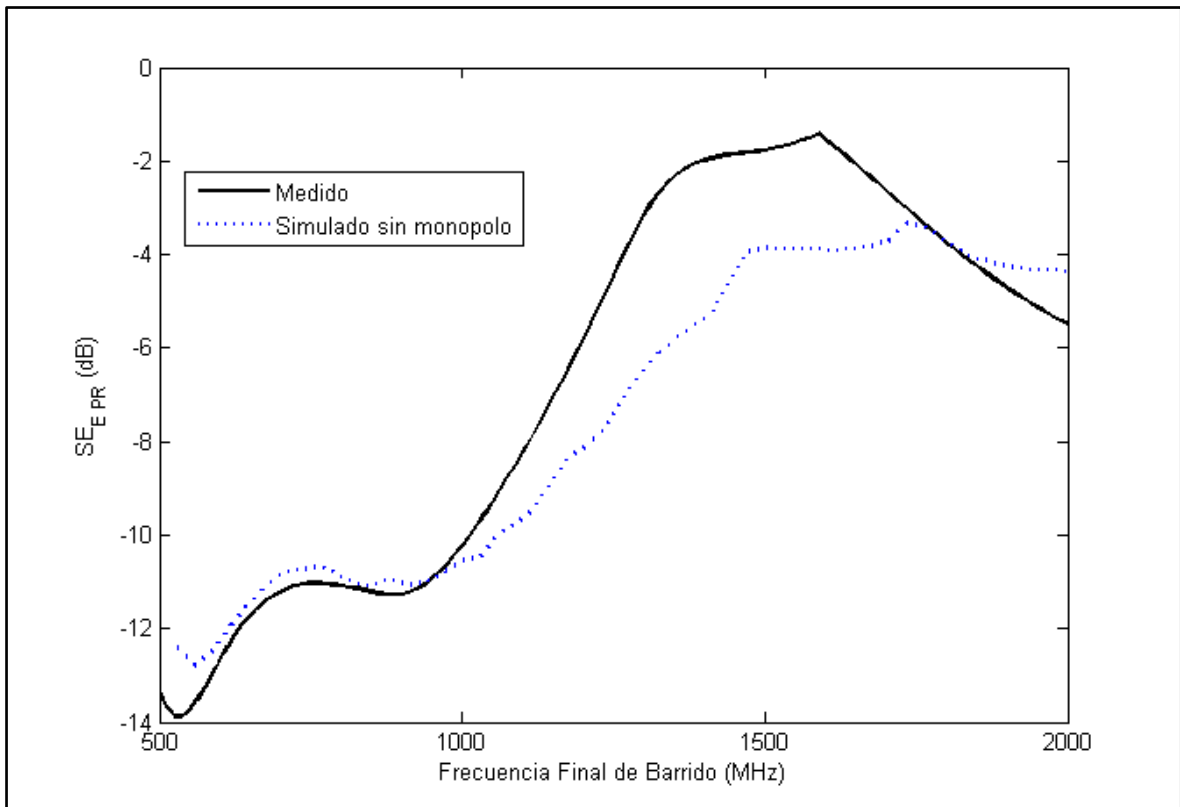


Fig. 75. Comparación de  $SE_{E_{PR}}$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 3 para un barrido con frecuencia inicial de 500 MHz.

La Figura 75 representa este nuevo indicador de apantallamiento en barridos de frecuencias del máximo en el tiempo de la intensidad de campo eléctrico cuando la apertura de la cavidad A es total (apertura 3), cuyos resultados han sido recogidos tanto desde simulación sin

monopolo como desde las medidas realizadas en la cámara anecoica. Este nuevo indicador corrige la irregularidad y mayor variabilidad de los resultados en frecuencia y es mucho más fiable.

### 6.1.2 Intensidad de Campo Magnético

De forma análoga al apartado anterior, en la Figura 76 la frecuencia inicial del VNA se fijó a 30 MHz, mientras que la frecuencia final se ha hecho variar desde 500 MHz hasta 2 GHz. El valor  $SE_{H\_PR}$  se obtuvo a través de las medidas de laboratorio. Para la simulación el ancho de banda se hizo variar de la misma forma que en laboratorio.

Para obtener los resultados de dicha figura fue necesario cambiar al dominio temporal antes de obtener el valor máximo de  $SE_{H\_PR}$  a lo largo del tiempo. Después de seleccionar el valor máximo de la reducción de pico en TD dicha figura muestra los resultados para cada ancho de banda. Utilizando las herramientas de simulación, definidas en el sub-apartado “Estructura de aplicaciones y datos: proceso”, el ancho de banda se hizo variar de la misma forma.

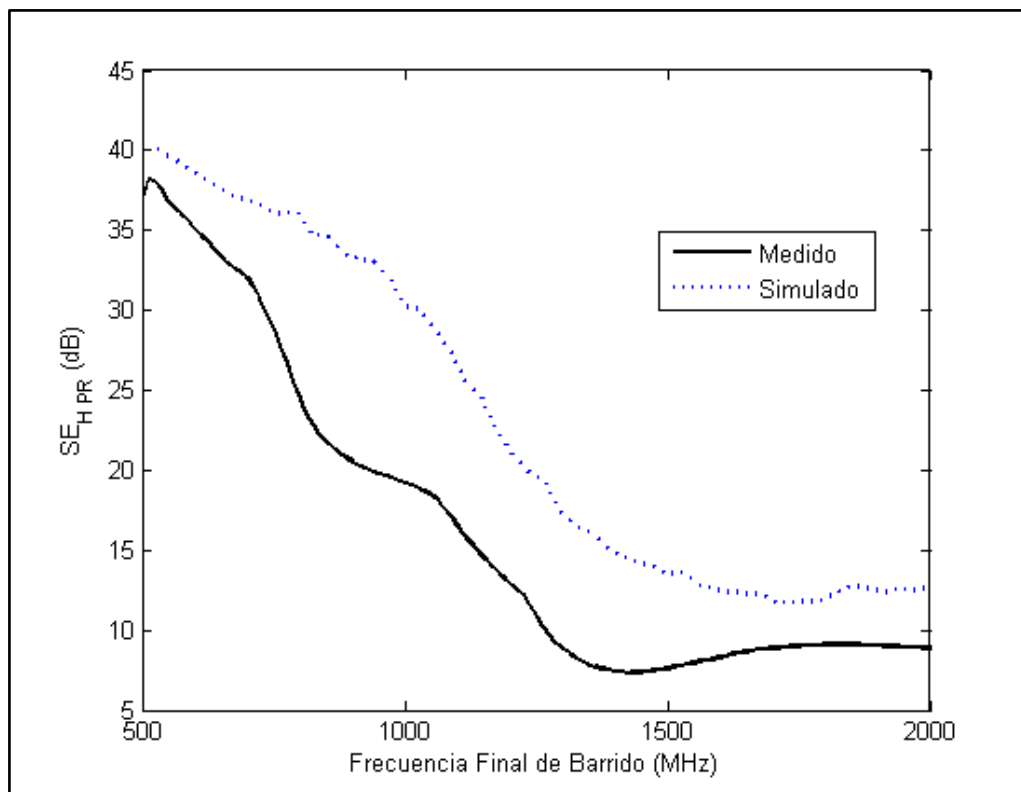


Fig. 76. Comparación de  $SE_{H\_PR}$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 500 MHz simulado sin espira y resultados de las medidas.

Como puede observarse, las diferencias entre los resultados medidos y simulados son algo mayores, debido a la presencia de la espira en las medidas de laboratorio.

Por otra parte, la figura anterior, al igual que para el caso eléctrico, compara los indicadores tradicionales en frecuencia con los nuevos sugeridos en el dominio del tiempo para diferentes casos, verificando que estos nuevos indicadores añaden información a los tradicionales en frecuencia. Ante el grado de proximidad de los gráficos que depende de las frecuencias de resonancia y de la presencia de la espira, se considera más importante el nuevo indicador, que corrige la irregularidad de los resultados en frecuencia y es más fiable.

### 6.1.3 Densidad de Energía

De forma análoga a los apartados anteriores, en la Figura 77 se obtuvo el valor máximo de  $SE_{WR}$  a lo largo del tiempo. Los valores entre simulación y laboratorio distan más debido a que las simulaciones se realizaron sin tener en cuenta ni el monopolo ni la espira.

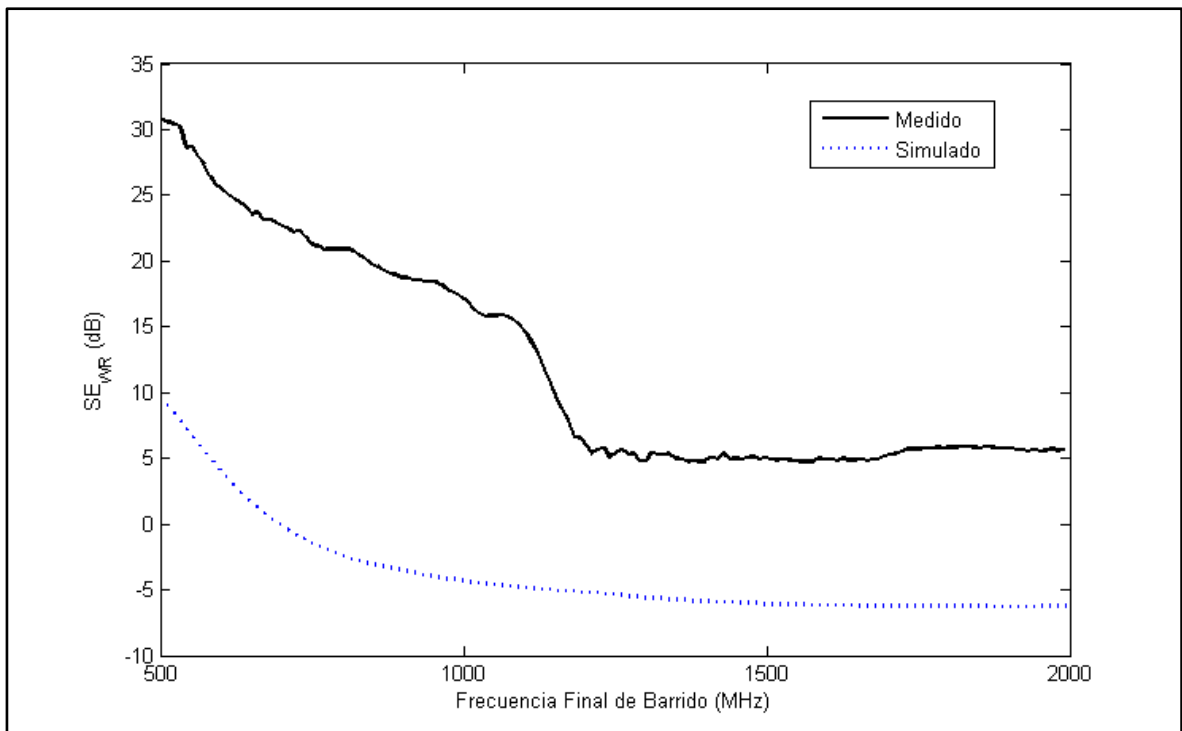


Fig. 77. Comparación de  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo en el punto de observación con cavidad A y apertura 3 para un barrido con frecuencia inicial de 30 MHz simulado sin espira ni monopolo y resultados de las medidas.

En este caso la diferencia de los resultados medidos y simulados es aún mayor ya que se están acumulando las diferencias obtenidas anteriormente tanto para la intensidad de campo eléctrico como para la intensidad de campo magnético.

## 6.2 COMPARACIÓN Y SELECCIÓN DE INDICADORES SIGNIFICATIVOS

### 6.2.1 Selección de Indicadores de Barrido en el Dominio del Tiempo

En la Tabla 13 se reportan los parámetros de apantallamiento propuestos en el dominio del tiempo mediante simulación, a los que se ha añadido el valor final  $SE_{WR\_AF}$  [dB] para los casos de punto de observación en el centro de la cavidad A, onda plana como señal de excitación y aperturas 1 ( $10 \times 0.5$ ), 2 ( $10 \times 8$ ) y 3 ( $30 \times 12$ ) ( $h \times w$ ) [cm x cm], y con un rango de frecuencia de 30 MHz a 2 GHz, en los que se evidencia la mejor efectividad de apantallamiento en todos los parámetros para la cavidad con apertura más pequeña y la peor para la apertura mayor, como era de esperar.

Tabla 13. Valores de parámetros de apantallamiento propuestos para diferentes aperturas.

Apertura ( $h \times w$ ) [cm x cm]	$SE_{E\_PR}$ [dB]	$SE_{H\_PR}$ [dB]	$SE_{D\_DR}$ [dB]	$SE_{B\_DR}$ [dB]	$SE_{WR\_AI}$ [dB]	$SE_{WR\_AF}$ [dB]
1. $10 \times 0.5$	12.8922	15.1901	10.7000	13.8715	9.8130	-0.0354
2. $10 \times 8$	6.0456	3.8232	5.1800	2.9859	3.2114	-2.3936
3. $30 \times 12$	-4.9065	-2.8135	-4.8750	-2.2746	-4.3945	-6.2585

Los parámetros propuestos pueden ayudar en el asesoramiento y cuantificación de la efectividad de la estructura protectora directamente, sin el soporte de cualquier otro post-proceso de SE en el dominio de la frecuencia. Estos parámetros pueden relacionarse directamente con la susceptibilidad de las víctimas, una vez conocidas sus características.

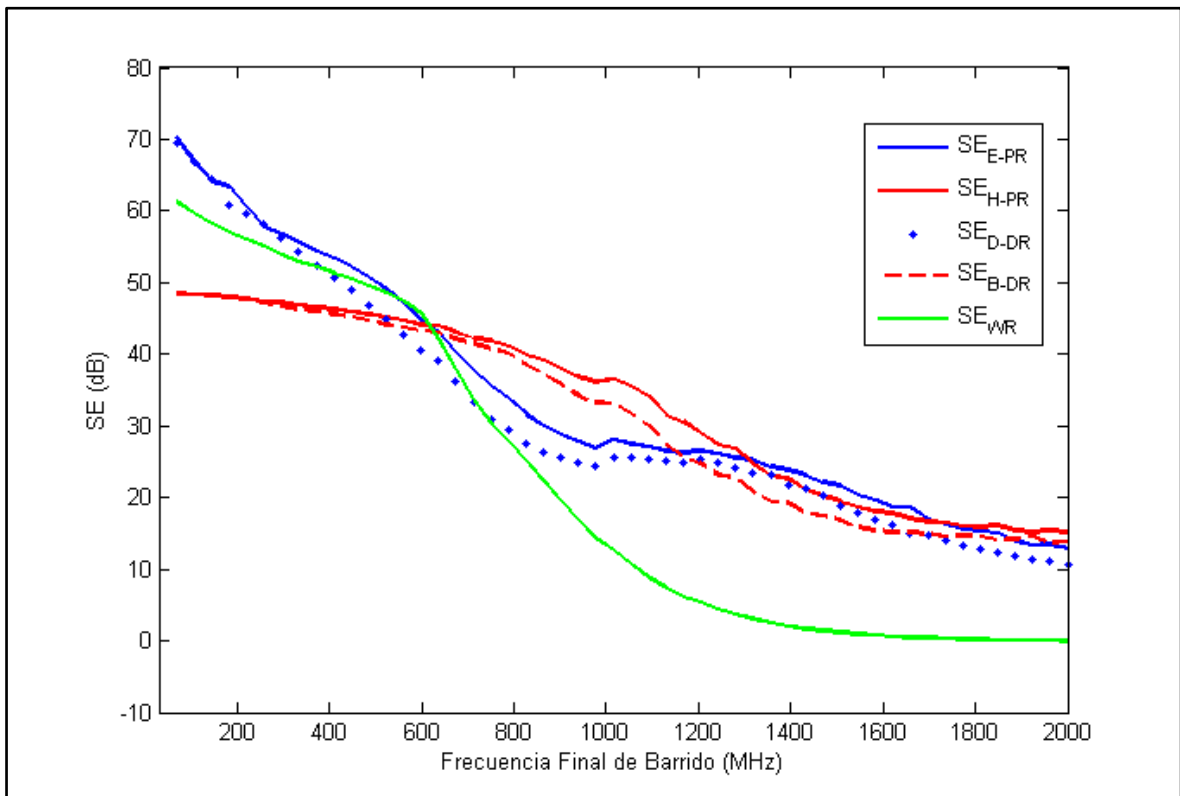
Se ha de destacar que, como primera selección se ha elegido el parámetro  $SE_{WR\_AF}$  frente al  $SE_{WR\_AI}$  debido a que aporta un valor estabilizado en el tiempo que además es más restrictivo. Puede apreciarse esto en las Figuras 70, 72 y 73. Por lo tanto, a partir de este punto se tratará únicamente el parámetro  $SE_{WR\_AF}$ .



**6.2.2 Comparativa de los Nuevos Indicadores de Barrido**

Con objeto de poder comparar los resultados de los principales indicadores tradicionales en el dominio del tiempo, ahora rediseñados en nuevos indicadores de barrido, la Figura 78 muestra para la cavidad A y apertura 1 las efectividades de apantallamiento de las intensidades de campo eléctrico E y magnético H, así como las derivadas temporales del desplazamiento eléctrico D y de la inducción magnética B, y la densidad de energía W, para un punto de observación ubicado en el centro de la cavidad. En este caso la frecuencia final se ha representado desde los 30 MHz iniciales hasta 2 GHz.

El comportamiento de este gráfico es acumulativo en el sentido de que los valores a 700 MHz son los resultados para el ancho de banda de 30 a 700 MHz, y consecuentemente, los valores a 2 GHz son los resultados para el ancho de banda de 30 a 2000 GHz.



*Fig. 78. Comparación de  $SE_{E-PR}$ ,  $SE_{H-PR}$ ,  $SE_{D-DR}$ ,  $SE_{B-DR}$  y  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo en el punto de observación P con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 30 MHz simulado sin espira ni monopolo.*

6.2.2.1 Variación de la Apertura de la Cavity

La Figura 79 representa estos nuevos indicadores de apantallamiento a partir de barridos en frecuencia de máximos en el tiempo cuando la apertura de la cavity A es total (apertura 3), cuyos resultados han sido recogidos desde simulación sin monopolo ni espira.

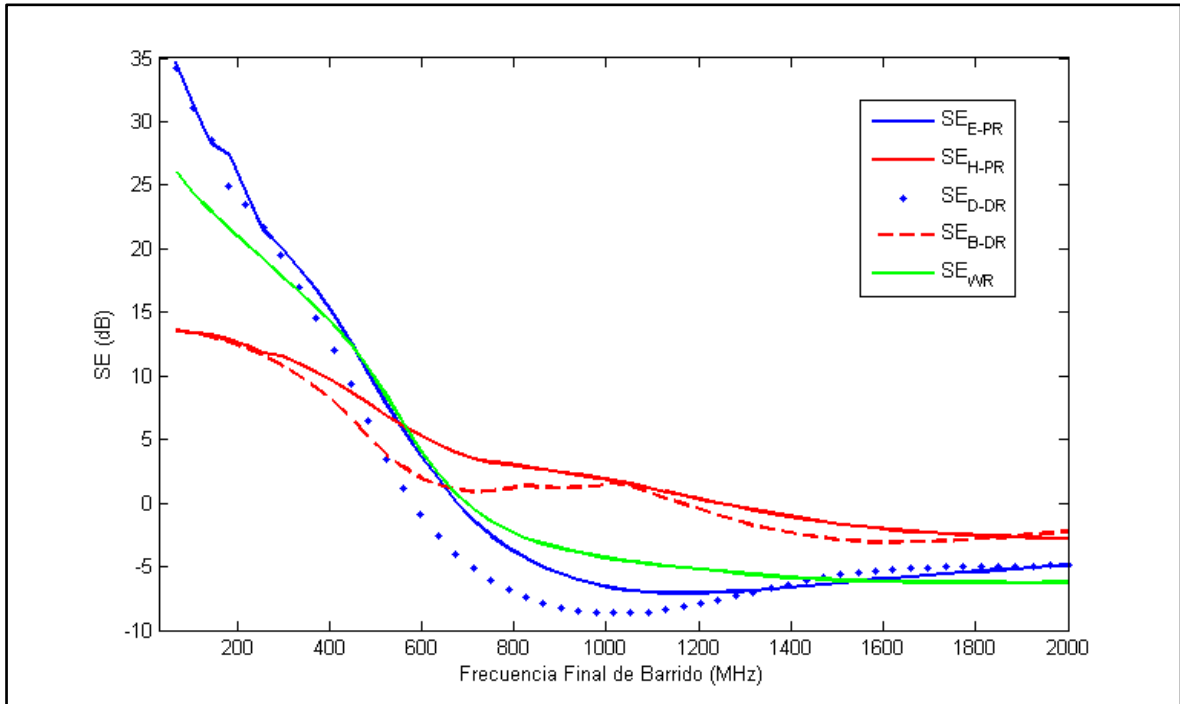


Fig. 79. Comparación de  $SE_{E-PR}$ ,  $SE_{H-PR}$ ,  $SE_{D-DR}$ ,  $SE_{B-DR}$  y  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo en el punto de observación P con cavity A y apertura 3 para un barrido con frecuencia inicial de 30 MHz simulado sin espira ni monopolo.

A diferencia de los indicadores en el dominio de la frecuencia, estos indicadores de barrido aportan un valor único y significativo para cada intervalo de frecuencias. En concreto, comparando las figuras 78 y 79, donde se ha cambiado la apertura de la cavity, se evidencia que los valores de efectividad de apantallamiento de los cinco indicadores mostrados son superiores para la apertura 1, de menor tamaño, como era de esperar.

Además, se comprueba que para la apertura 3, a partir de determinados rangos de frecuencia, la cavity tiene un efecto de apantallamiento negativo.

Puede observarse en la figura anterior que los valores de  $SE_E$  y  $SE_D$  son equivalentes por su proximidad y paralelismo. De forma análoga ocurre con los valores de  $SE_H$  y  $SE_B$ .

6.2.2.2 Variación del Punto de Observación

En este sub-apartado se va a comparar los indicadores de apantallamiento electromagnético de barrido para el caso de que el punto de observación esté más cerca de la apertura ( $P_2$ ), y más lejos de la apertura ( $P_1$ ). También es posible comparar ambos con los resultados para el punto de observación en el centro de la cavidad ( $P$ ) mostrados en la Figura 78.

A continuación la Figura 80 muestra para la cavidad A y apertura 1 la efectividad de apantallamiento del campo eléctrico de barrido de frecuencias en que la frecuencia inicial se fijó a 30 MHz, y la frecuencia final hizo variar desde 500 MHz hasta 2 GHz, para un punto de observación  $P_2$  ubicado 7.5 cm más cerca de la apertura que el punto de observación normal. Esto es  $P_2(x_2, y_2, z_2) = (0, 0, 7.5\text{cm})$ .

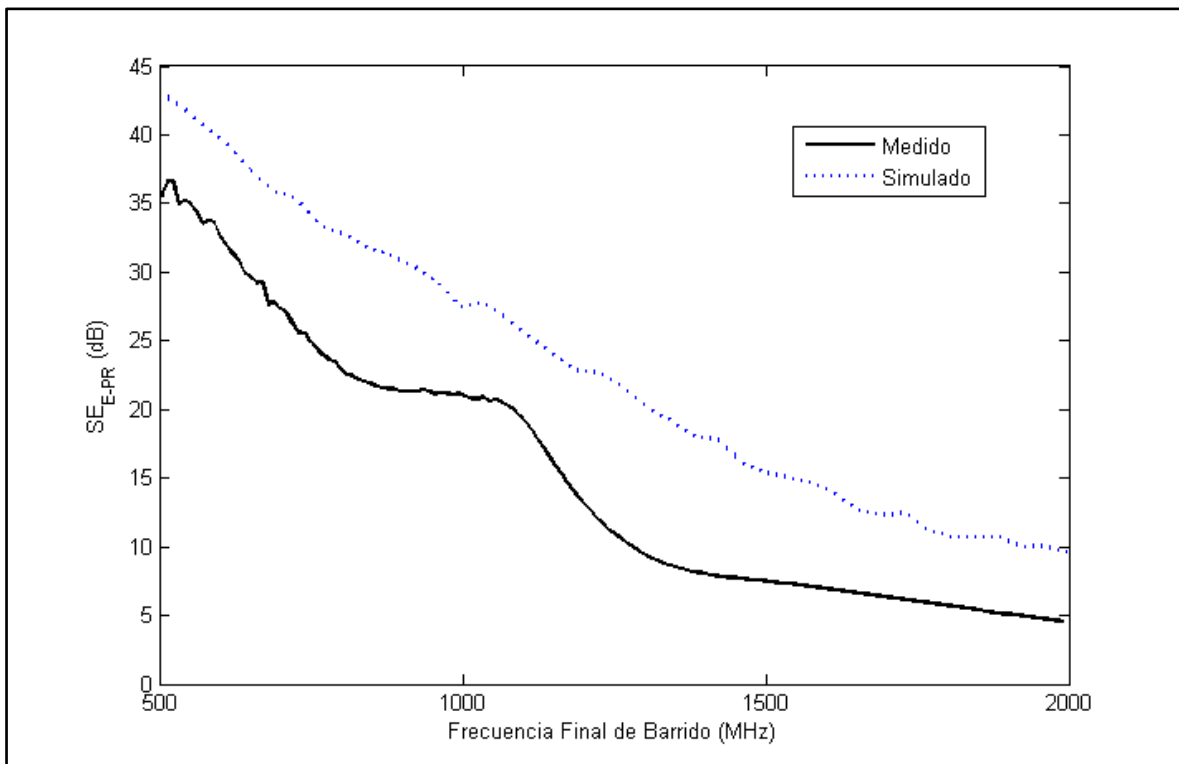


Fig. 80. Comparación de  $SE_{E,PR}$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 30 MHz simulado sin monopolo y resultados de las medidas, y para un punto de observación  $P_2(x_2, y_2, z_2) = (0, 0, 7.5\text{cm})$ .

Y a continuación, en la Figura 81, se exponen el resto de indicadores para una frecuencia inicial de 30 MHz, pero para una frecuencia final desde 30MHz hasta 2 GHz.

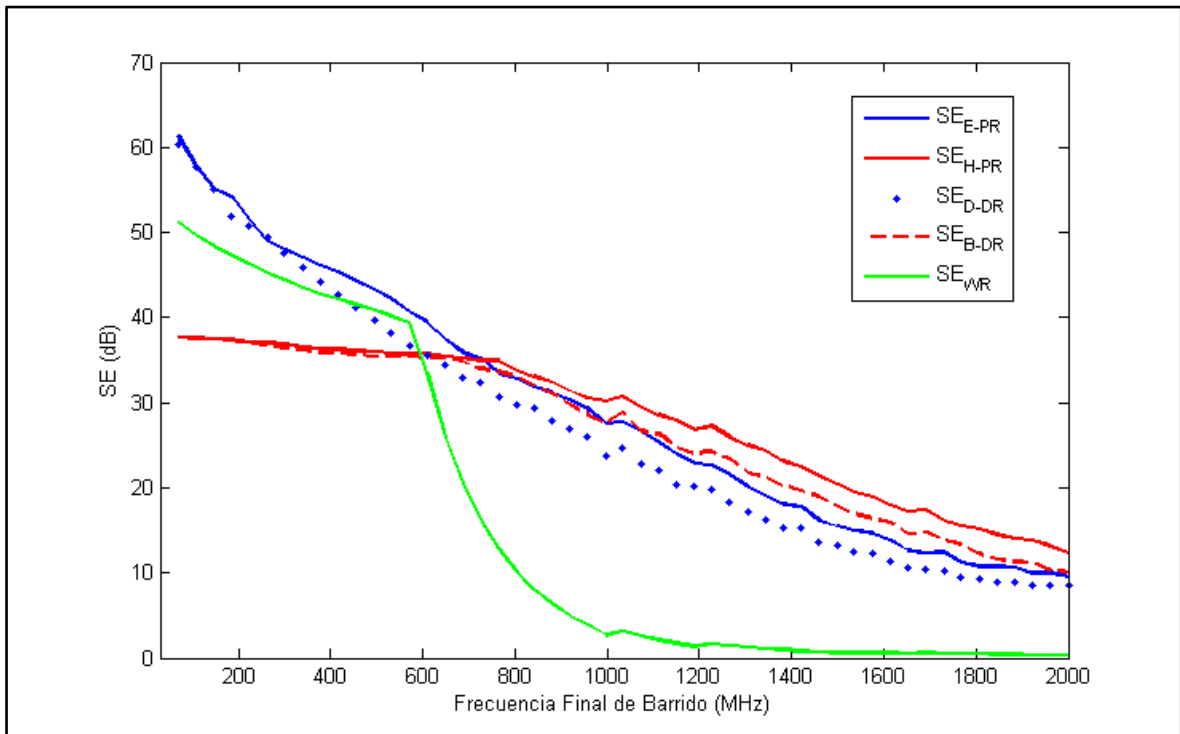


Fig. 81. Comparación de  $SE_{E-PR}$ ,  $SE_{H-PR}$ ,  $SE_{D-DR}$ ,  $SE_{B-DR}$  y  $SE_{VWR}$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 30 MHz simulado sin espira ni monopolo, y para un punto de observación  $P_2(x_2, y_2, z_2) = (0, 0, 7.5\text{cm})$ .

Una vez presentados los resultados de los indicadores de barrido para el punto de observación  $P_2(x_2, y_2, z_2) = (0, 0, 7.5\text{cm})$ , seguidamente se presentan los análogos para el punto de observación  $P_1(x_1, y_1, z_1) = (0, 0, -7.5\text{cm})$ , ubicado por lo tanto al fondo de la cavidad, a través de las Figuras 82 y 83.

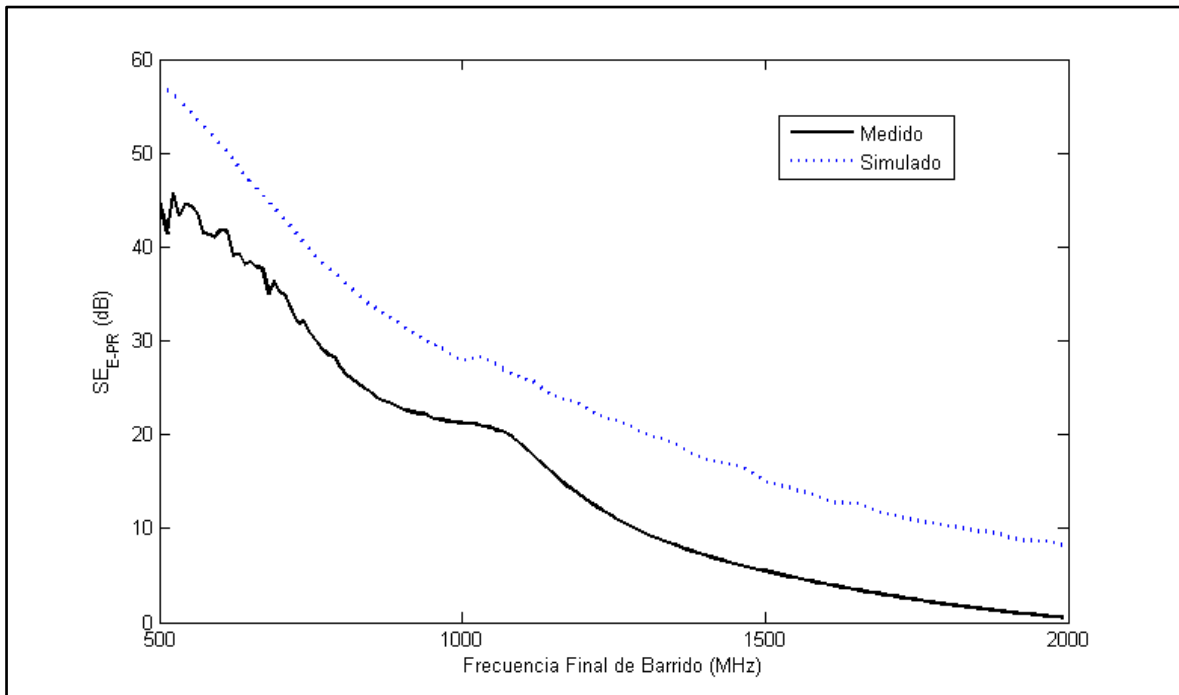


Fig. 82. Comparación de  $SE_E$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 30 MHz simulado sin monopolo y resultados de las medidas, y para un punto de observación  $P_1(x_1, y_1, z_1) = (0, 0, -7.5\text{cm})$ .

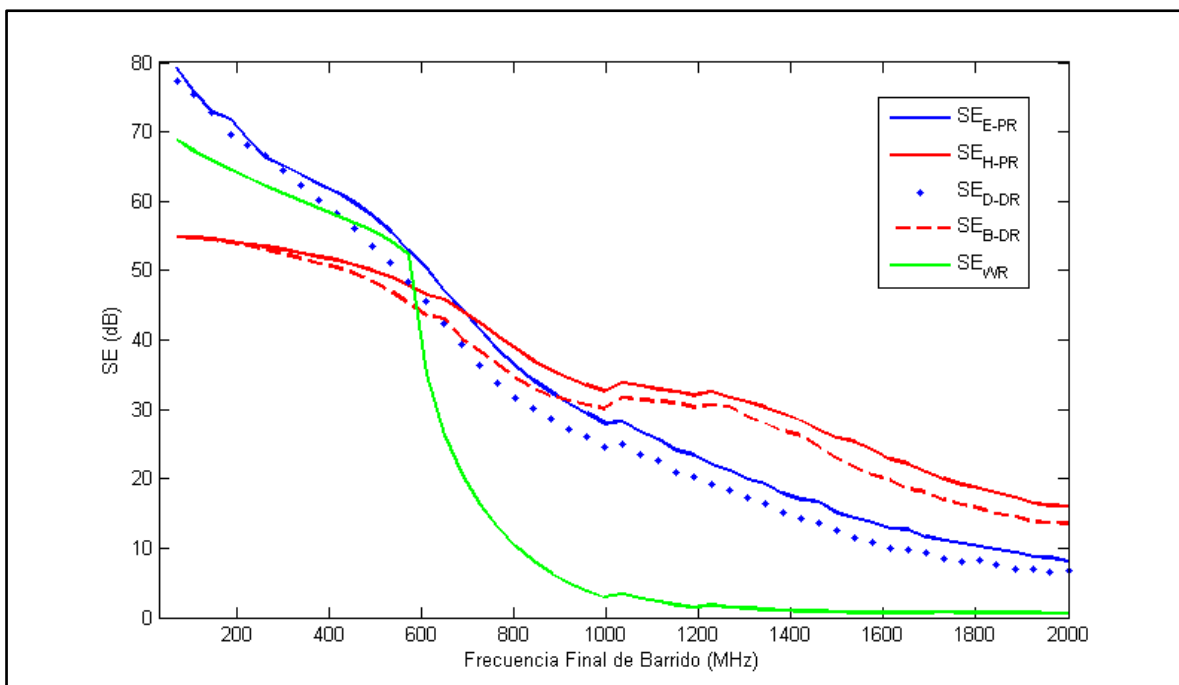


Fig. 83. Comparación de  $SE_{E\_PR}$ ,  $SE_{H\_PR}$ ,  $SE_{D\_DR}$ ,  $SE_{B\_DR}$  y  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 30 MHz simulado sin espira ni monopolo, y para un punto de observación  $P_1(x_1, y_1, z_1) = (0, 0, -7.5\text{cm})$ .

Al realizar la comparación de las figuras 81 y 83, en los que se varía el punto de observación de la coordenada  $z = 7.5$  a  $z = -7.5$ , se deduce fácilmente que esta última está mejor apantallada, sobre todo hasta rangos de frecuencia final inferiores a 1 GHz.

El fuerte descenso que se produce en ambos gráficos para los valores de apantallamiento de densidad de energía es debido a un aumento significativo de la energía desprendida (12) cuando el punto de observación está apantallado para frecuencias finales de barrido a partir de 609 MHz. A un nivel mayor de detalle, mientras los máximos de campo magnético aumentan paulatinamente, los máximos de campo eléctrico aumentan de forma considerable. Este hecho se produce cuando los puntos de observación están desplazados 7.5 cm tanto hacia la apertura como hacia el fondo de la cavidad, y en cambio no se produce cuando el punto de observación está centrado. Es un tema que está relacionado con la distribución de los campos electromagnéticos para los distintos modos, y queda pendiente de un estudio más exhaustivo basado en la ubicación del punto de observación.

### 6.2.2.3 Variación del Tamaño de la Cavidad y de la Apertura

En este sub-apartado se van a comparar los indicadores de apantallamiento electromagnético de barrido para el caso de la cavidad B, más grande que la A, en el punto de observación P centrado en la cavidad, para las aperturas 4, 5 y 6, a través de las Figuras 84, 85 y 86.

Lógicamente también es posible comparar estos resultados con los obtenidos para la cavidad A, representados en las Figuras 78 y 79 para las aperturas 1 y 3, respectivamente.

Es preciso recordar que las dimensiones son para la cavidad B,  $a \times b \times c = 40 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 40 \text{ cm}$ , y con las aperturas 4, 5 y 6 de dimensiones  $10 \text{ cm} \times 2,5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ),  $15 \text{ cm} \times 4,5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), y  $30 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$  ( $h \times w$ ), respectivamente. Los barridos realizados en esta sección tienen una frecuencia inicial de 30 MHz y frecuencia final desde 30 MHz hasta 2 GHz. Todas las simulaciones se realizaron sin monopolo ni espira, y para un punto P centrado en la cavidad.

Como puede observarse en las Figuras 84, 85 y 86, al aumentar las dimensiones de la apertura disminuyen los valores de apantallamiento electromagnético.

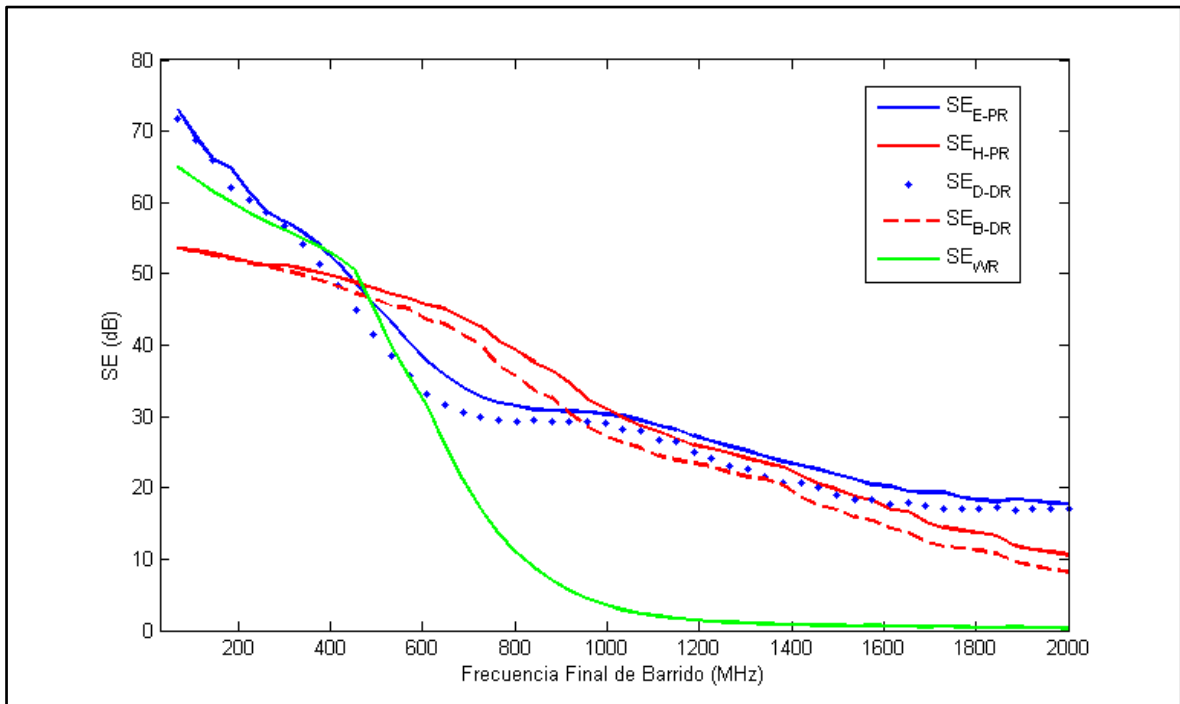


Fig. 84. Comparación de los indicadores de barrido  $SE_{E\_PR}$ ,  $SE_{H\_PR}$ ,  $SE_{D\_DR}$ ,  $SE_{B\_DR}$  y  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo para cavidad B y apertura 4.

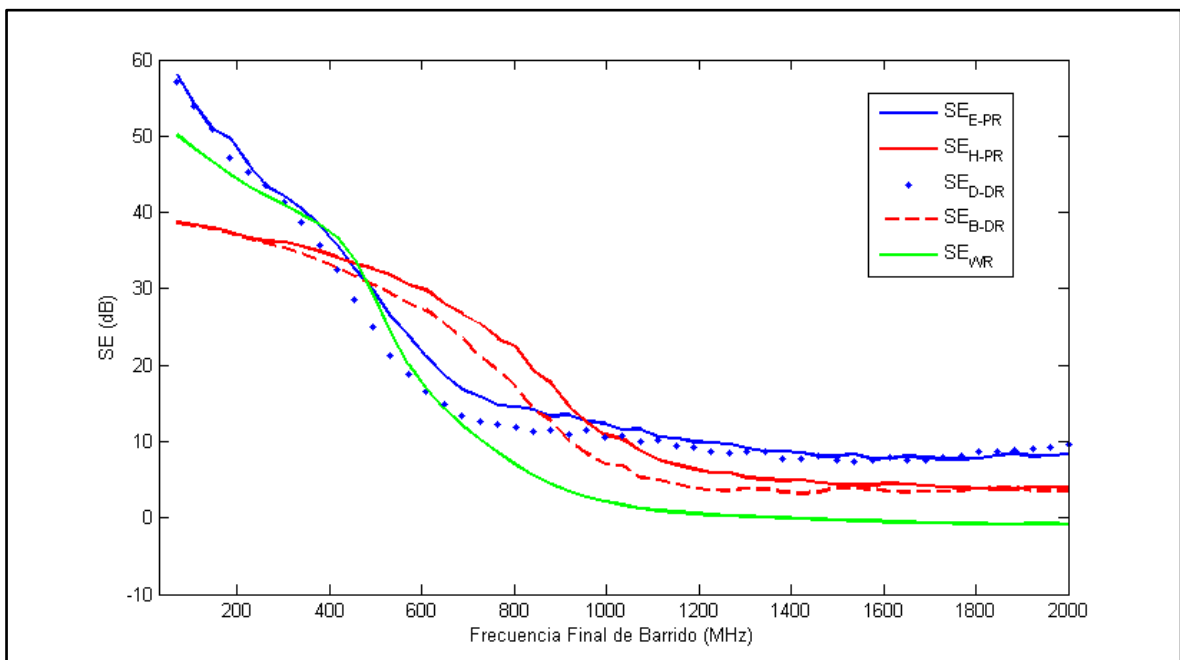


Fig. 85. Comparación de los indicadores de barrido  $SE_{E\_PR}$ ,  $SE_{H\_PR}$ ,  $SE_{D\_DR}$ ,  $SE_{B\_DR}$  y  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo para cavidad B y apertura 5.

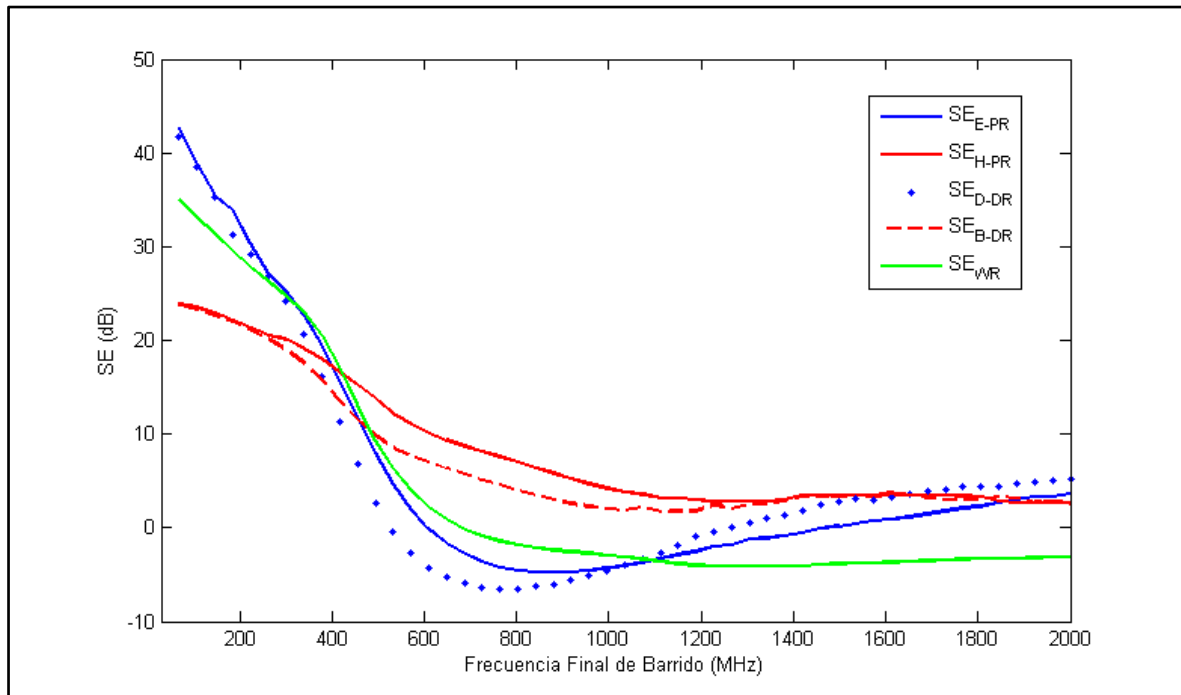


Fig. 86. Comparación de los indicadores de barrido  $SE_{E-PR}$ ,  $SE_{H-PR}$ ,  $SE_{D-DR}$ ,  $SE_{B-DR}$  y  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo para cavidad B y apertura 6.

#### 6.2.2.4 Variación del Intervalo de Frecuencias en el Dominio del Tiempo

A continuación se representa, a través de la Figura 87, las curvas de efectividad de apantallamiento de los indicadores de campo eléctrico, campo magnético y densidad de energía a lo largo del tiempo para la cavidad A con apertura 1, pero para barridos que inician en los 500 MHz hasta los 2 GHz.

Y seguidamente se representa en la Figura 88, las curvas de efectividad de apantallamiento de los indicadores de campo eléctrico, campo magnético y densidad de energía a lo largo del tiempo para la cavidad A con apertura 1, punteadas para los barridos que inician en los 500 MHz hasta 1 a 10 GHz con un paso de 1 GHz.



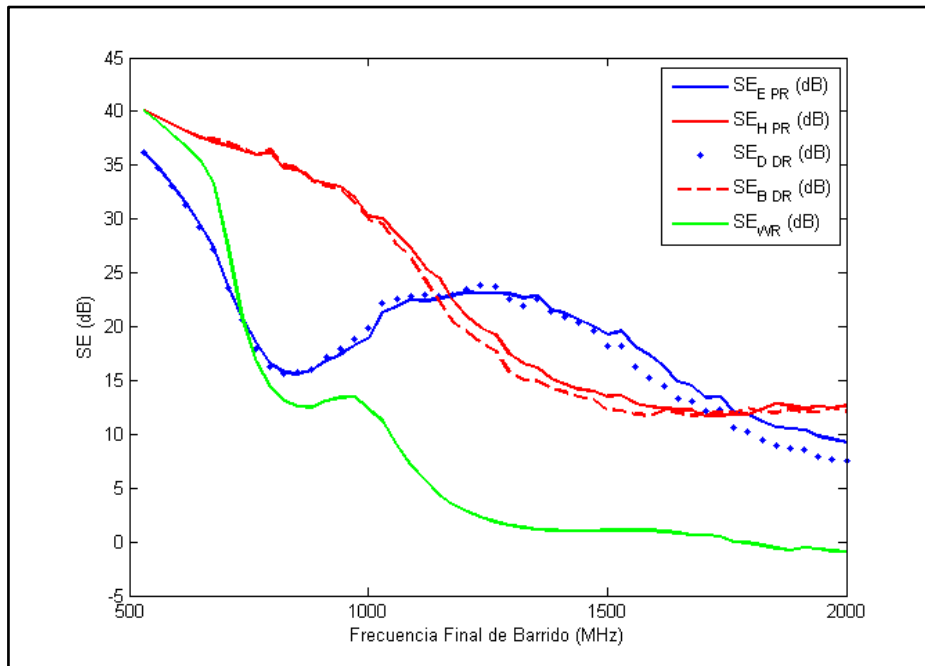


Fig. 87. Comparación de  $SE_{E\_PR}$ ,  $SE_{H\_PR}$ ,  $SE_{D\_DR}$ ,  $SE_{B\_DR}$  y  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 500 MHz simulado.

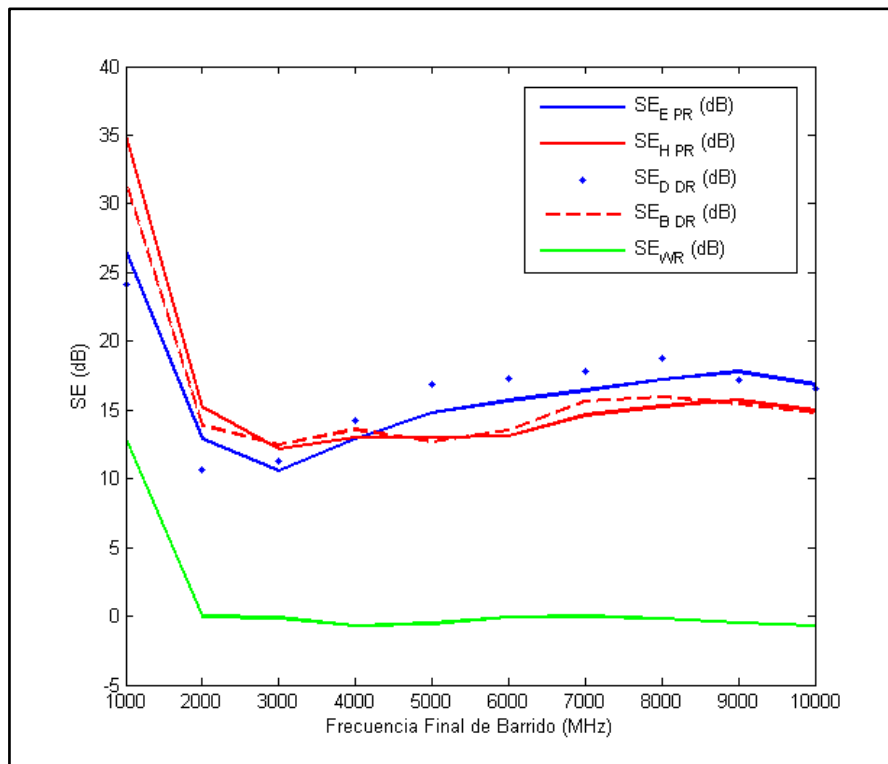


Fig. 88. Comparación de  $SE_{E\_PR}$ ,  $SE_{H\_PR}$ ,  $SE_{D\_DR}$ ,  $SE_{B\_DR}$  y  $SE_{WR}$  en el dominio del tiempo con cavidad A y apertura 1 para un barrido con frecuencia inicial de 500 MHz y frecuencias finales de 1GHz a 10 GHz.

A través de las anteriores figuras, donde se hacen variaciones tanto de la apertura de la cavidad, como del punto de observación, como incluso del tamaño de la cavidad y de las frecuencias de barrido, se constata que los valores de  $SE_{E\_PR}$  y  $SE_{D\_DR}$  son equivalentes por su proximidad y paralelismo. De forma análoga ocurre con los valores de  $SE_{H\_PR}$  y  $SE_{B\_DR}$ . Puesto que los valores de  $SE_{E\_PR}$  y  $SE_{H\_PR}$  son más fácilmente calculables que los de  $SE_{D\_DR}$  y  $SE_{B\_DR}$ , a partir de este punto se seleccionan únicamente los valores  $SE_{E\_PR}$ ,  $SE_{H\_PR}$  y  $SE_{WR}$ .

La similitud de los valores de  $SE_{E\_PR}$  y  $SE_{D\_DR}$ , tanto si se varía el punto de observación como si se varían las dimensiones de la cavidad para diferentes aperturas, se estudió a partir de la Figura 62, que mostraba la intensidad y el desplazamiento en el dominio del tiempo.

### 6.2.3 Variación respecto al Rango de Frecuencias

Es importante destacar que, a pesar de estar evaluando la efectividad de apantallamiento de transitorios en el dominio temporal, y habiéndose destacado el caso particular de una onda plana como caso de referencia, puede resultar de interés ver cómo afecta dicho transitorio en el dominio de la frecuencia en función del intervalo de frecuencia.

En la Tabla 14 se realiza una comparación entre los resultados medidos y simulados de las efectividades de apantallamiento de reducción de pico eléctrico  $SE_{E\_PR}$  (dB) y magnético  $SE_{H\_PR}$  (dB), así como de la efectividad de apantallamiento de reducción de energía  $SE_{WR\_AF}$  (dB), para la cavidad A y apertura 1 y con diferentes rangos de frecuencia desde 30 MHz hasta 0.5, 1.0, 1.5 y 2.0 GHz, con resultados con una similitud razonable.

Tabla 14. Parámetros de reducción de pico y energía para la cavidad A y apertura 1 para diferentes anchos de banda.

Frecuencia	$SE_{E\_PR}$ (dB)		$SE_{H\_PR}$ (dB)		$SE_{WR\_AF}$ (dB)	
	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
30 MHz a ...						
0.5 GHz	56.8	50.1	50.7	45.4	50.1	49.3
1 GHz	28.0	26.6	35.6	35.0	27.7	13.0
1.5 GHz	25.5	21.8	15.8	19.7	10.6	1.2
2 GHz	13.4	13.2	12.8	15.3	7.4	0.0

Se puede apreciar que los resultados medidos y simulados para los valores de  $SE_{E\_PR}$  y  $SE_{H\_PR}$  están en consonancia, y no tanto para los valores de  $SE_{WR}$  por las razones anteriormente citadas.

### 6.2.4 Variación al Modificar la Apertura de la Cavidad

Es interesante visualizar ahora cómo varían, en el punto de observación centrado en la cavidad, las efectividades de apantallamientos de los máximos de las intensidades del campo eléctrico, magnético y de reducción de energía en función de las dimensiones de la apertura.

Con este motivo se presentan las siguientes figuras, que muestran los resultados 3D de las simulaciones realizadas con CST para un intervalo de 30 MHz a 2 GHz, y alturas y anchuras de aperturas desde 0 al máximo de la cavidad con incrementos de 2 cm y 3 cm, respectivamente. En dichas figuras no se ha representado obviamente el valor no finito ( $\infty$ ) de efectividad de apantallamiento cuando no hay apertura en la cavidad.

6.2.4.1 *Campo Eléctrico*

La Tabla 15 especifica los valores de la Figura 89 para un rango de frecuencias de 30 MHz a 2 GHz, y se considera de interés ya que indica para qué aperturas existe un apantallamiento efectivo ( $SE_{E\_PR}[dB] > 0$ , marcadas en negrita) y para cuáles no ( $SE_{E\_PR}[dB] < 0$ ). Aunque estos valores se han obtenido para el punto de observación P centrado en la cavidad, éstos pueden obtenerse en estudios similares para una definición de SE global [95].

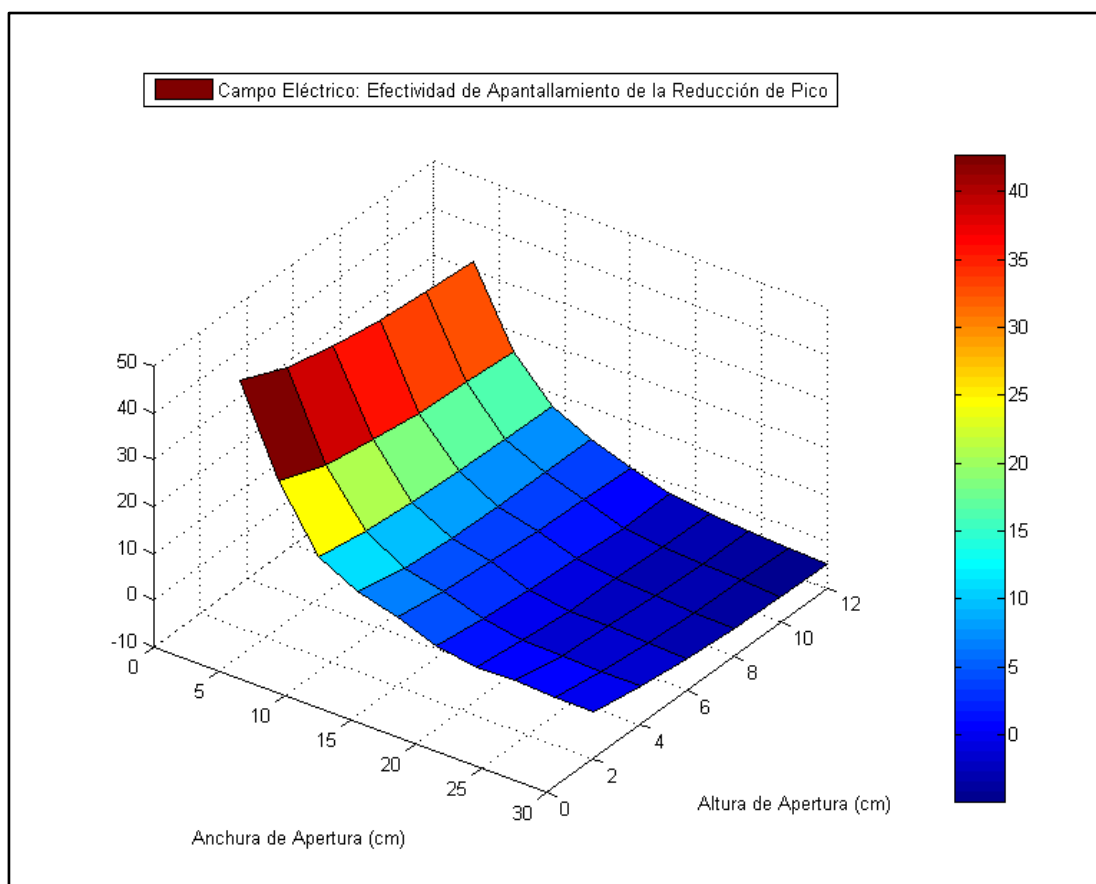


Fig. 89. *Representación 3D de la efectividad de apantallamiento del máximo de la intensidad de campo eléctrico  $SE_{E\_PR}$  [dB] para la Cavidad A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 2 GHz.*

Tabla 15. Valores de  $SE_{E\_PR}$  [dB] para la Cavidad A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 2 GHz.

h [cm]	w [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>42.74</b>	<b>38.29</b>	<b>35.56</b>	<b>33.78</b>	<b>32.53</b>	<b>31.73</b>
6	$\infty$	<b>24.58</b>	<b>20.54</b>	<b>18.59</b>	<b>17.10</b>	<b>16.51</b>	<b>15.46</b>
9	$\infty$	<b>11.29</b>	<b>9.67</b>	<b>8.43</b>	<b>7.74</b>	<b>7.35</b>	<b>7.01</b>
12	$\infty$	<b>6.99</b>	<b>4.64</b>	<b>3.76</b>	<b>3.36</b>	<b>3.32</b>	<b>2.97</b>
15	$\infty$	<b>4.69</b>	<b>2.92</b>	<b>2.10</b>	<b>1.15</b>	<b>0.66</b>	-0.12
18	$\infty$	<b>1.7</b>	<b>0.11</b>	-0.94	-1.52	-2.32	-2.45
21	$\infty$	<b>0.31</b>	-1.43	-2.38	-2.73	-3.36	-3.50
24	$\infty$	<b>0.46</b>	-1.46	-2.56	-3.27	-3.76	-3.99
27	$\infty$	-0.15	-1.66	-2.92	-3.72	-4.25	-4.56
30	$\infty$	<b>0.16</b>	-1.87	-3.18	-4.01	-4.57	-4.91

Tabla 16. Valores de  $SE_{E\_PR}$  [dB] para la Cavidad A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 1 GHz.

h [cm]	w [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>53.9</b>	<b>48.4</b>	<b>45.4</b>	<b>43.1</b>	<b>41.4</b>	<b>40.1</b>
6	$\infty$	<b>34.0</b>	<b>29.0</b>	<b>26.2</b>	<b>24.1</b>	<b>22.6</b>	<b>21.5</b>
9	$\infty$	<b>22.8</b>	<b>18.4</b>	<b>15.9</b>	<b>14.2</b>	<b>12.9</b>	<b>11.7</b>
12	$\infty$	<b>14.2</b>	<b>10.3</b>	<b>8.0</b>	<b>6.6</b>	<b>5.6</b>	<b>4.9</b>
15	$\infty$	<b>6.2</b>	<b>3.1</b>	<b>1.6</b>	<b>0.8</b>	<b>0.3</b>	-0.1
18	$\infty$	<b>0</b>	-1.7	-2.5	-2.8	-3.0	-3.3
21	$\infty$	-3.1	-4.1	-4.4	-4.8	-5.0	-5.1
24	$\infty$	-4.0	-4.8	-5.4	-5.8	-6.0	-6.0
27	$\infty$	-3.8	-5.2	-5.8	-6.2	-6.3	-6.4
30	$\infty$	-3.7	-5.1	-5.8	-6.2	-6.4	-6.5

La Tabla 16 especifica los valores análogos para un rango de frecuencias de 30 MHz a 1 GHz. Al comparar las dimensiones de las aperturas en las que valores de apantallamiento es realmente efectivo ( $SE_{E\_PR}$ [dB] > 0, marcadas en negrita) respecto a los de la anterior se comprueba que la última es más restrictiva.

6.2.4.2 *Campo Magnético*

La Tabla 17 especifica los valores de la figura 90, y se considera de interés ya que indica para qué aperturas existe un apantallamiento efectivo ( $SE_{H\_PR}[dB] > 0$ , marcadas en negrita) y para cuáles no ( $SE_{H\_PR}[dB] < 0$ ).

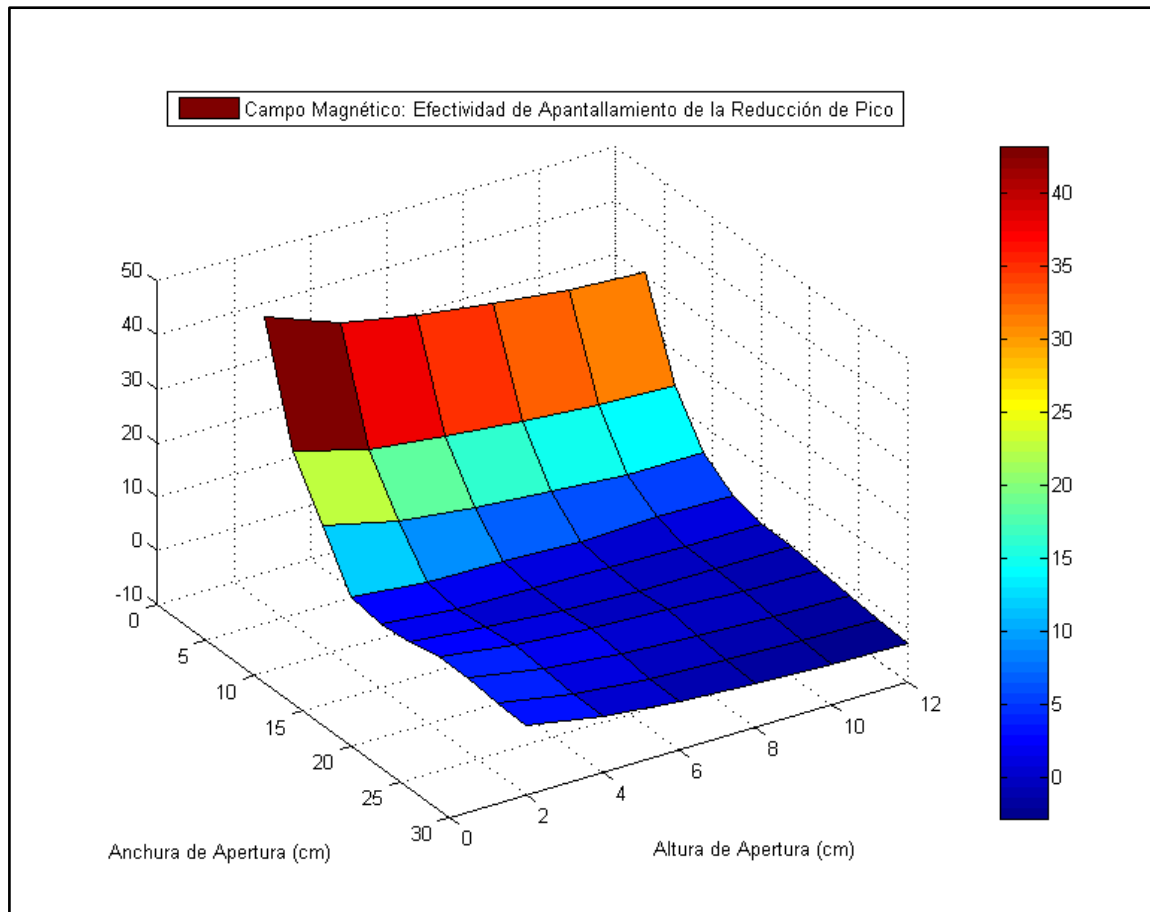


Fig. 90. *Representación 3D de la efectividad de apantallamiento del máximo de la intensidad de campo magnético  $SE_{H\_PR}$  [dB] para la Cavidad A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 2 GHz.*

## DISCUSIÓN

Tabla 17. Valores de  $SE_{H\_PR}$  [dB] para la Cavidad A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 2 GHz.

h [cm]	w [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>43.09</b>	<b>37.99</b>	<b>35.01</b>	<b>32.99</b>	<b>31.35</b>	<b>30.44</b>
6	$\infty$	<b>22.33</b>	<b>18.41</b>	<b>16.47</b>	<b>15.08</b>	<b>14.09</b>	<b>13.32</b>
9	$\infty$	<b>12.20</b>	<b>8.88</b>	<b>7.13</b>	<b>6.01</b>	<b>5.08</b>	<b>4.97</b>
12	$\infty$	<b>2.90</b>	<b>1.59</b>	<b>1.32</b>	<b>0.75</b>	<b>1.15</b>	<b>0.94</b>
15	$\infty$	<b>1.93</b>	<b>0.57</b>	<b>0.29</b>	-0.09	-0.43	-0.44
18	$\infty$	<b>2.67</b>	<b>1.13</b>	-0.03	-0.49	-0.72	-0.62
21	$\infty$	<b>3.75</b>	<b>1.80</b>	<b>0.56</b>	-0.01	-0.87	-1.20
24	$\infty$	<b>3.90</b>	<b>1.20</b>	-0.24	-1.10	-1.61	-1.92
27	$\infty$	<b>3.09</b>	<b>0.61</b>	-0.77	-1.64	-2.18	-2.48
30	$\infty$	<b>2.74</b>	<b>0.27</b>	-1.10	-1.97	-2.50	-2.81

Tabla 18. Valores de  $SE_{H\_PR}$  [dB] para la Cavidad A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 1 GHz.

h [cm]	w [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>62.5</b>	<b>57.2</b>	<b>54.3</b>	<b>52.2</b>	<b>50.6</b>	<b>48.8</b>
6	$\infty$	<b>42.6</b>	<b>37.7</b>	<b>34.9</b>	<b>33.0</b>	<b>31.6</b>	<b>30.3</b>
9	$\infty$	<b>31.5</b>	<b>27.0</b>	<b>24.5</b>	<b>22.8</b>	<b>21.6</b>	<b>20.8</b>
12	$\infty$	<b>23.7</b>	<b>19.3</b>	<b>17.5</b>	<b>15.9</b>	<b>14.9</b>	<b>14.3</b>
15	$\infty$	<b>16.1</b>	<b>13.4</b>	<b>12.1</b>	<b>11.0</b>	<b>10.2</b>	<b>9.7</b>
18	$\infty$	<b>11.5</b>	<b>9.7</b>	<b>8.6</b>	<b>7.7</b>	<b>7.1</b>	<b>6.7</b>
21	$\infty$	<b>9.1</b>	<b>7.5</b>	<b>6.3</b>	<b>5.5</b>	<b>5.0</b>	<b>4.7</b>
24	$\infty$	<b>7.9</b>	<b>5.8</b>	<b>4.7</b>	<b>4.0</b>	<b>3.6</b>	<b>3.3</b>
27	$\infty$	<b>6.7</b>	<b>4.7</b>	<b>3.7</b>	<b>3.0</b>	<b>2.6</b>	<b>2.4</b>
30	$\infty$	<b>5.9</b>	<b>4.0</b>	<b>3.0</b>	<b>2.4</b>	<b>2.0</b>	<b>1.8</b>

La Tabla 18 especifica los valores análogos para un rango de frecuencias de 30 MHz a 1 GHz. Al comparar las dimensiones de las aperturas en las que valores de apantallamiento es realmente efectivo ( $SE_{H\_PR}$ [dB] > 0, marcadas en negrita) respecto a los de la anterior se comprueba que la última es mucho menos restrictiva.

6.2.4.3 Densidad de Energía

La Tabla 19 especifica los valores de la Figura 91, y se considera de interés ya que indica para qué aperturas existe un apantallamiento efectivo ( $SE_{WR\_AF} [dB] > 0$ , marcadas en negrita) y para cuáles no ( $SE_{WR\_AF} [dB] < 0$ ).

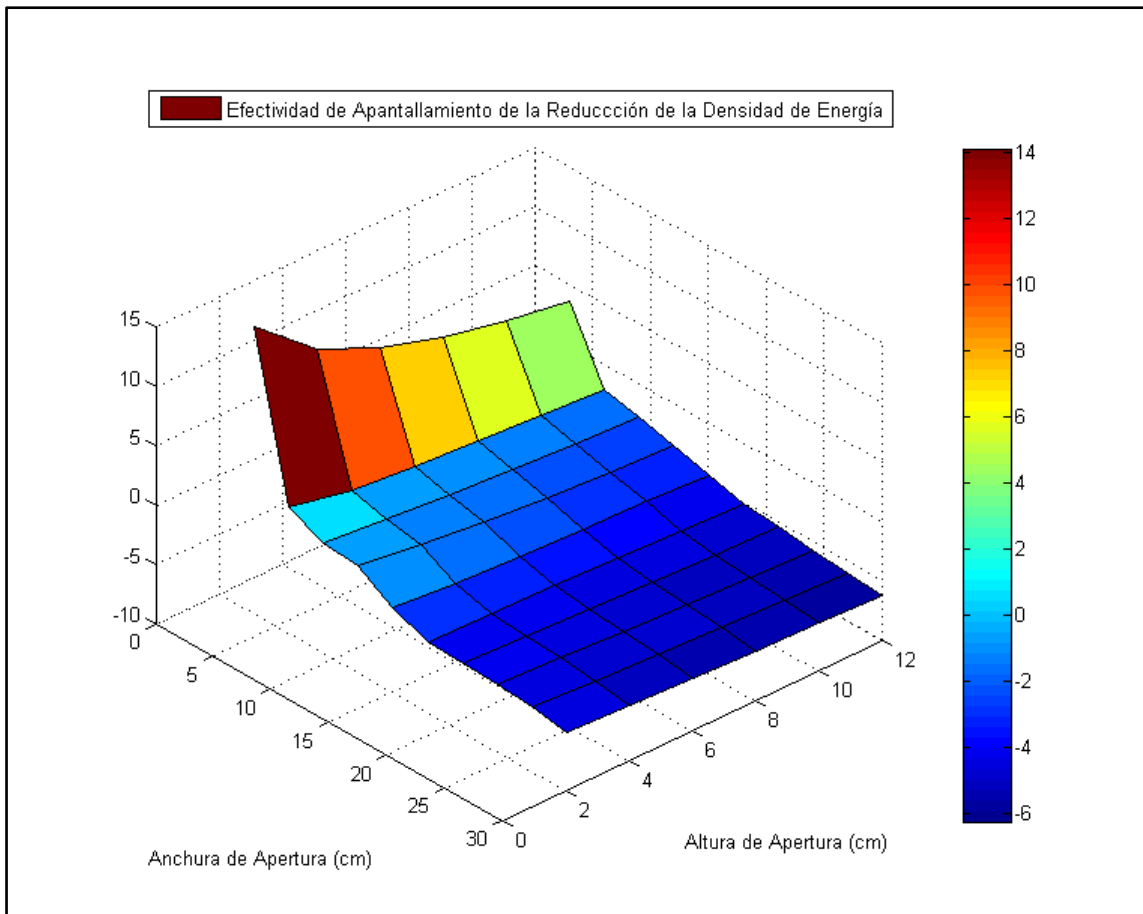


Fig. 91. Representación 3D de la efectividad de apantallamiento del máximo de la densidad de energía  $SE_{WR\_AF} [dB]$  para la Cavity A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 2 GHz.



## DISCUSIÓN

Tabla 19. Valores de  $SE_{WR\_AF}$  [dB] para la Cavity A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 2 GHz.

h [cm]	w [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>14.12</b>	<b>9.69</b>	<b>7.29</b>	<b>5.68</b>	<b>4.52</b>	<b>3.69</b>
6	$\infty$	<b>0.69</b>	-0.55	-1.07	-1.45	-1.79	-2.10
9	$\infty$	-0.71	-1.27	-1.74	-2.15	-2.51	-2.82
12	$\infty$	-0.94	-1.80	-2.44	-2.93	-3.29	-3.57
15	$\infty$	-2.95	-3.39	-3.61	-3.89	-4.08	-4.38
18	$\infty$	-4.12	-4.29	-4.41	-4.65	-4.93	-5.13
21	$\infty$	-4.26	-4.57	-4.80	-4.99	-5.25	-5.45
24	$\infty$	-4.44	-4.68	-4.97	-5.26	-5.54	-5.76
27	$\infty$	-4.62	-4.99	-5.31	-5.56	-5.78	-6.00
30	$\infty$	-5.11	-5.33	-5.58	-5.81	-6.03	-6.26

Tabla 20. Valores de  $SE_{WR\_AF}$  [dB] para la Cavity A en función de la apertura para un rango de frecuencias de 30 MHz a 1 GHz.

h [cm]	w [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>33.7</b>	<b>28.1</b>	<b>25.1</b>	<b>22.9</b>	<b>21.3</b>	<b>20.2</b>
6	$\infty$	<b>15.4</b>	<b>13.1</b>	<b>11.9</b>	<b>11.0</b>	<b>10.2</b>	<b>9.6</b>
9	$\infty$	<b>11.3</b>	<b>9.3</b>	<b>8.0</b>	<b>7.0</b>	<b>6.2</b>	<b>5.6</b>
12	$\infty$	<b>8.0</b>	<b>5.7</b>	<b>4.4</b>	<b>3.5</b>	<b>2.8</b>	<b>2.3</b>
15	$\infty$	<b>4.0</b>	<b>2.2</b>	<b>1.2</b>	<b>0.5</b>	-0.0	-0.4
18	$\infty$	<b>0.9</b>	-0.3	-1.0	-1.6	-1.9	-2.2
21	$\infty$	-0.9	-1.8	-2.4	-2.7	-2.9	-3.1
24	$\infty$	-1.9	-2.6	-3.0	-3.3	-3.6	-3.8
27	$\infty$	-2.4	-3.0	-3.4	-3.7	-3.9	-4.1
30	$\infty$	-2.6	-3.2	-3.6	-3.9	-4.1	-4.3

La Tabla 20 especifica los valores análogos para un rango de frecuencias de 30 MHz a 1 GHz. Al comparar las dimensiones de las aperturas en las que valores de apantallamiento es realmente efectivo ( $SE_{WR\_AF}$ [dB] > 0, marcadas en negrita) respecto a los de la anterior se comprueba que la última es menos restrictiva.



## 7 CONCLUSIONES

---

## CONCLUSIONES

---

A partir de la evidencia de que la efectividad de apantallamiento clásica evaluada en el dominio de la frecuencia puede ser difícil de interpretar y de utilizar, se han propuesto y presentado unos nuevos parámetros de apantallamiento en el dominio del tiempo. Este estudio, basado en la excitación del sistema mediante una onda plana, se ha implementado tanto en laboratorio como mediante la aplicación CST Microwave Studio, lo que ha aportado diversas comparaciones entre medidas y simulaciones que garantizan la fiabilidad y estabilidad del sistema.

Los resultados en frecuencia muestran resonancias asociadas a las dimensiones de la cavidad y de la apertura, mientras que los resultados en el dominio temporal proporcionan un valor único, para un ancho de banda de frecuencia determinado, que permite una comparación directa y sencilla entre diferentes cavidades, aperturas y puntos de observación.

Se ha estudiado la influencia de la validez de los resultados a la hora de discretizar las integrales infinitas para la obtención del SE de reducción de la densidad de energía, llegándose a la conclusión de que se ha de cuidar la elección de los límites de integración.

Se han obtenido los resultados de los parámetros recientemente propuestos de apantallamiento electromagnético en el dominio del tiempo ( $SE_{E_{PR}}$ ,  $SE_{H_{PR}}$ ,  $SE_{D_{DR}}$ ,  $SE_{B_{DR}}$  y  $SE_{W_R}$ ), cuando el sistema se ha excitado con una onda plana, en un barrido de frecuencias. Se ha de destacar el carácter acumulativo de estos resultados ya que son mucho más suaves que aquellos obtenidos en el dominio de la frecuencia para un ancho de banda específico. En concreto:

- Un valor único de SE para cada parámetro representa el comportamiento de una cavidad específica y por lo tanto se pueden realizar comparaciones directas con otras carcasas con objeto de seleccionar la mejor en un ancho de banda determinado.
- La influencia de las resonancias se ha mitigado.
- Si se requiere una única solución, por ejemplo qué dimensiones de apertura tienen un mínimo de SE para cada parámetro, entonces habría que intersectar las soluciones válidas para cada uno de los parámetros de interés.

Utilizando cada indicador TD para un ancho de banda fijo, es posible comparar diferentes sistemas (cavidades, tamaños, aperturas, puntos de observación, etc.). A continuación se muestra una comparación entre los anteriores cinco indicadores:

- Puesto que las discrepancias para los indicadores de campo eléctrico son menores que para los de campo magnético, la fiabilidad de los indicadores de campo eléctrico es mayor.
- Los tres parámetros ( $SE_{E_{PR}}$ ,  $SE_{H_{PR}}$  y  $SE_{W_R}$ ) muestran diferentes soluciones de efectividad de apantallamiento. Sin embargo, entre los indicadores

## CONCLUSIONES

---

$SE_{E\_PR}$ ,  $SE_{H\_PR}$  y  $SE_{W\_R}$ , el indicador  $SE_{W\_R}$  es el más restrictivo. Es por ello que se recomienda utilizar el indicador  $SE_{W\_R}$  frente al resto.

- Para casos prácticos es interesante el uso del parámetro  $SE_{W\_R}$ , ya que combina ambas distribuciones de campo (eléctrico y magnético).
- El parámetro TD  $SE_{W\_R}$  propuesto puede utilizarse alternativamente al parámetro FD SE del Standard IEEE 299.1-2013 para cavidades físicamente pequeñas y eléctricamente grandes, que está basado en niveles de potencia.

El indicador propuesto para excitación de onda plana consume menor tiempo de cálculo en herramientas de simulación que otras excitaciones como ESD o EMP debido a la simplicidad de la configuración, y además puede medirse fácilmente. Aun así no se trata de que los sustituya, sino de que aporta una información adicional.

Los siguientes pasos irán encaminados a:

- realizar estudios que incluyan barridos según el punto de observación,
- realizar estudios que incluyan barridos según la permitividad de la cavidad, así como propiedades magnéticas,
- incluir contenidos representativos en las cavidades, incluyendo materiales ferromagnéticos, y llegando a dimensionamientos de estos contenidos que aporten características propias como el caso de las nanopartículas
- comparar distintos tipos de señales interferentes como ESD, EMP, y señales digitales con los resultados obtenidos en la presente tesis para analizar posibles analogías,

Se prevé que se realicen más trabajos en esta dirección.

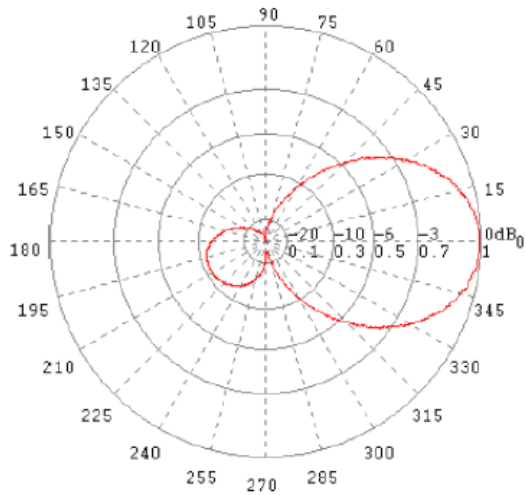


I. ANEXO. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE LA ANTENA VUSLP 9111-300

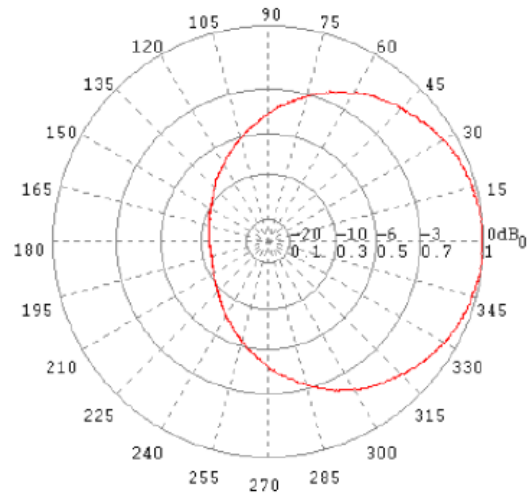
---

## DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE LA ANTEA VUSLP 9111-300

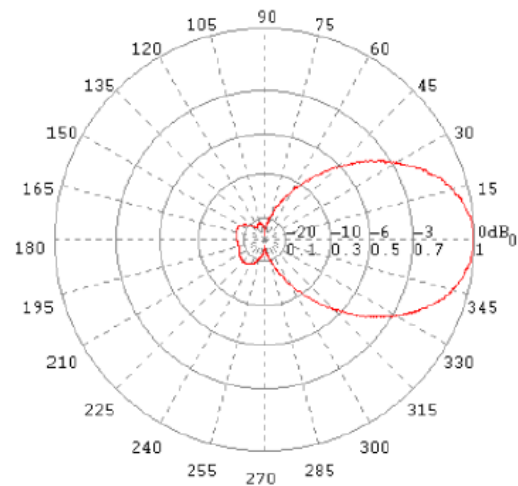
En este apartado se representan todos los diagramas de radiación de la antena logoperiódica VUSLP 9111-300 para distintos casos de frecuencias tanto en el plano E como en el plano H:



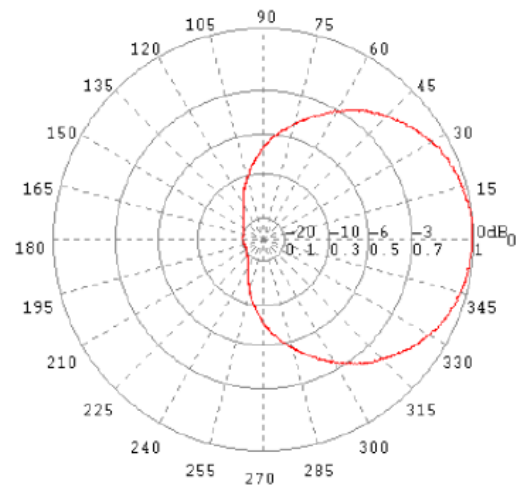
*Figura en Apéndice A.1. Plano-E a 230 MHz.  
a 230 MHz.*



*Figura en Apéndice A.2. Plano-H*



*Figura en Apéndice A.3. Plano-E a 500 MHz.  
a 500 MHz.*



*Figura en Apéndice A.4. Plano-H*



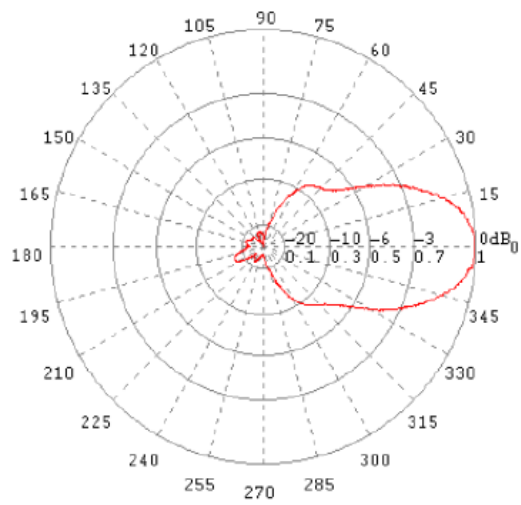


Figura en Apéndice A.5. Plano-E a 1 GHz.

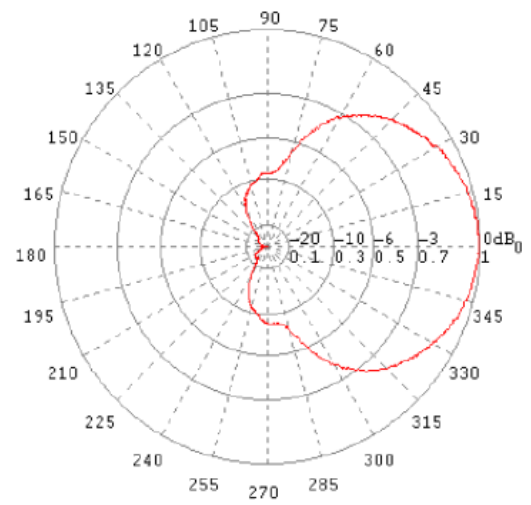


Figura en Apéndice A.6. Plano-H a 1 GHz.

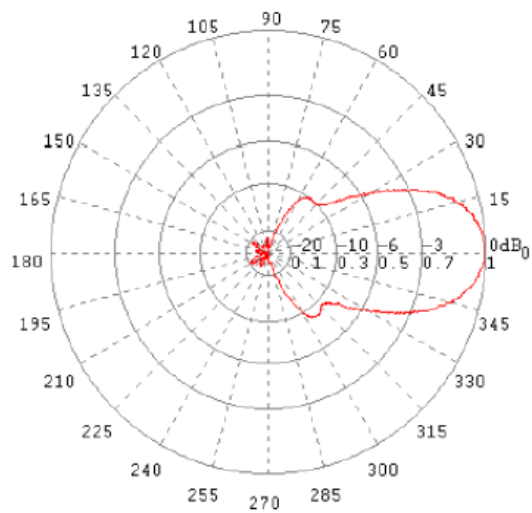


Figura en Apéndice A.7. Plano-E a 1.5 GHz.

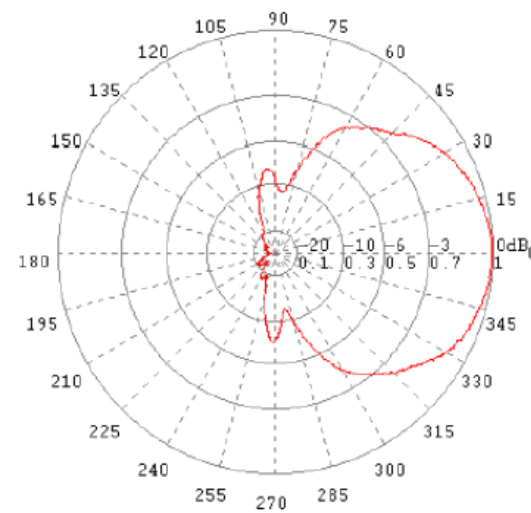


Figura en Apéndice A.8. Plano-H a 1.5 GHz.

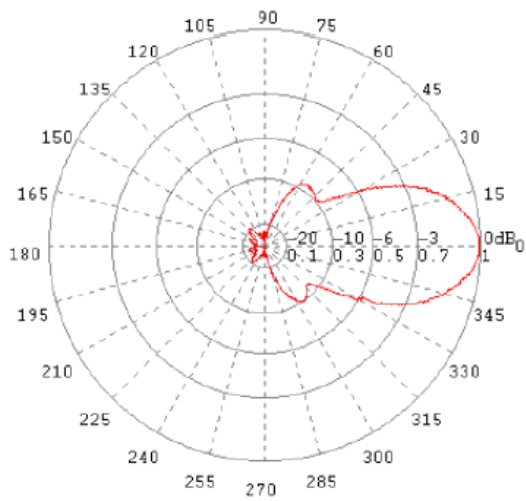


Figura en Apéndice A.9. Plano-E a 2 GHz.

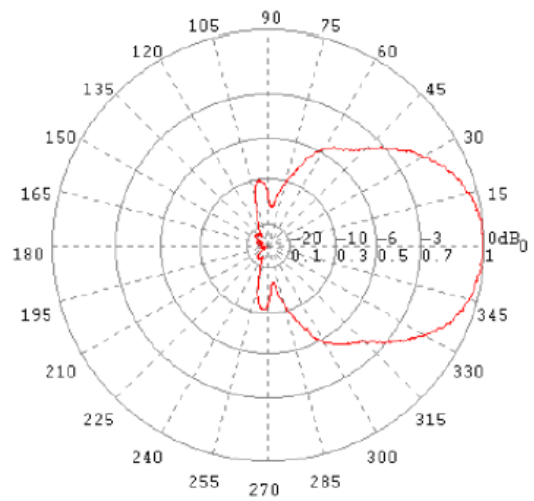


Figura en Apéndice A.10. Plano-H a 2 GHz.

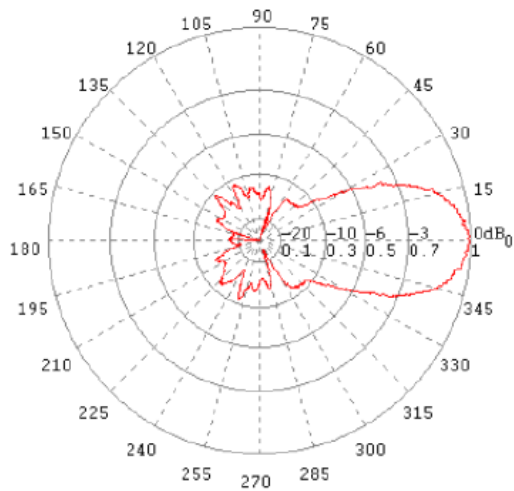


Figura en Apéndice A.11. Plano-E a 2.8 GHz.

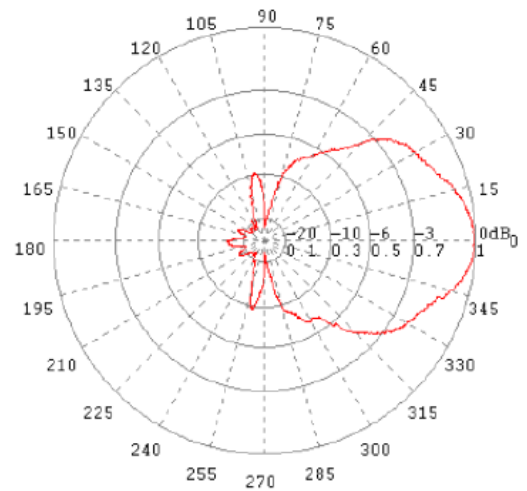


Figura en Apéndice A.12. Plano-H a 2.8 GHz.

## II. REFERENCIAS

---

- [1] Paul, Calyton R., Department of Electrical Engineering, University of Kentucky, Lexington, "Introduction to electromagnetic compatibility", 2ª ed., New York: John Wiley & Sons, 1992.
- [2] S. Celozzi, R. Araneo y G. Lovat, "Electromagnetic Shielding", Rome: John Wiley & Sons, 2008.
- [3] A. Marvin, J. Dawson, S. Ward, J. Clegg y A. Weisenfeld, «A proposed new definition and measurement of the shielding effect of equipment enclosures,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, nº 3, pp. 459-468, August 2004.
- [4] S.M. Ward, J.F. Dawson y A.C. Maryn, «Towards an improved definition of electromagnetic shielding effectiveness,» *EMC*, September 2000.
- [5] R. E. Collin, Field Theory of Guided Waves, 2 ed., Piscataway, NJ: IEEE Press, 1991.
- [6] R. F. Harrington, Time-Harmonic Electromagnetic Fields, Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001.
- [7] MIL-STD 285, Military standard. Attenuation measurements for enclosures, electromagnetic shielding, for electronic test purposes, Method of, Washington, DC: US Government Printing Office, 1956.
- [8] NSA 73-2A, National Security Agency. Specification for foil RF shielded enclosure, Meade, MD: National Security Agency, Fort George G., 1972.
- [9] IEEE Standard 299-1997, «Measuring the Effectiveness Electromagnetic Shielding Enclosures,» 1997.
- [10] MIL-STD 461E, «Department of Defense Interface Standard. Requirements for the control of electromagnetic interface characteristics of subsystems and equipments,» US Government Printing Office, Washington, DC, 1999.
- [11] «47, Part 15, Radio frequency devices (Subpart A - General; Subpart B - Unintentional Radiators; Subpart C - Intentional Radiators,» de *Code of Federal Regulations*, Federal Communications Commission (FCC), 1998.
- [12] ANSI-SCTE 48-3, Test procedure for measuring shielding effectiveness of braided coaxial drop cable using the GTEM cell, Exton, PA: American National Standard (ANSI) and Society of Cable Telecommunications Engineers (SCTE), 2004.
- [13] ASTM E1851, «Standard test method for electromagnetic shielding effectiveness of furable rigid wall relocatable structures,» American Society for Testing and Materials (ASTM), West Conshohocken, PA, 2004.
- [14] IEC 61000-6-1, «Part 6-1: Generic standards - Immunity for residential, commercial, and light-industrial environments,» de *Electromagnetic compatibility (EMC)*, International Electrotechnical Commissions , 2005.
- [15] IEC 61000-6-2, «Part 6-2: Generic standards - Immunity for industrial environments,» de *Electromagnetic Compatibility (EMC)*, International Electrotechnical Commission, 2005.

- [16] IEEE Standard 299.1-2013, «Method for Measuring the Shielding Effectiveness of Enclosures and Boxes Having all Dimensions between 0.1 m and 2 m.» 2013.
- [17] H. A. Mendez, «Shielding theory of enclosures with apertures,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 20, pp. 296-305, May 1978.
- [18] M.P. Robinson, J.D. Turner, D.W.P. Thomas, J.F. Dawson, M.D. Ganley, A.C. Marvin, S.J. Porter, T.M. Benson y C. Christopoulos, «Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture,» *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 1559-1560, August 1996.
- [19] T. Konefal, J.F. Dawson, A.C. Marvin, M.P. Robinson y S.J. Porter, «A fast multiple mode intermediate level circuit model for the prediction of shielding effectiveness of a rectangular box containing a rectangular aperture,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, n° 4, pp. 678-691, November 2005.
- [20] T. Konefal, J.F. Dawson, A.C. Marvin, M.P. Robinson y S.J. Porter, «A fast circuit model description of the shielding effectiveness of a box with imperfect gasket or apertures covered by thin resistive sheet coatings,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, n° 1, pp. 134-144, February 2006.
- [21] T. Konefal, J.F. Dawson, A.C. Denton, T.M. Benson, C. Christopoulos, A.C. Marvin, S.J. Porter y D.W.P. Thomas, «Electromagnetic coupling between wires inside a rectangular cavity using multiple mode analogous transmission line circuit theory,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, n° 3, August 2001.
- [22] J.J. Shim, D.G. Kam, J.H. Kwon, H.D. Choi y J. Kim, «Circuit approach to evaluate shielding effectiveness of rectangular enclosures with apertures on multiple sides,» de *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Eindhoven, September 2004.
- [23] M.P. Robinson, T.M. Benson, C. Christopoulos, J.F. Dawson, M.D. Ganley, A.C. Marvin, S.J. Porter y D.W.P. Thomas, «Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, n° 3, pp. 240-248, August 1998.
- [24] R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelliand y G.L. Gragnani, «A circuit approach to evaluating the electromagnetic field on rectangular apertures backed by rectangular cavities,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology*, vol. 50, pp. 2259-2266, August 2001.
- [25] R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelli y G.L. Gragnani, «Evaluation of the effects of an external incident wave on metallic enclosures with rectangular apertures,» *Microwave Opt. Technol. Lett.*, n° 28, pp. 289-293, 2001.
- [26] S.V. Georgakopoulos, C.R. Birtcher y C.A. Balains, «HIRF Penetration Through Apertures: FDTD Versus Measurements,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, n° 3, pp. 282-294, August 2001.
- [27] F. Olyslager, E. Laermans, D.D. Zutter, S. Criel, R.D. Semdt, N. Lietaert y A.D. Clercq, «Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a Metallic enclosure,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, pp. 202-212, August 1999.
- [28] R. Azaro, S. Caorsi, M. Cosso, G.M. Costini, M. Donelli, R. Ene, G.L. Gragnani y M. Pastorino, «A semianalytical approach for the evaluation of radiated immunity on

- a printed-circuit board in metallic enclosures,» *Microwave Opt. Technol. Lett.*, nº 27, pp. 204-207, 2000.
- [29] R. De Smedt, J. De Moerloose, S. Criel, D. De Zutter, F. Olyslager, E. Laermans, W. Wallyn y N. Lietaert, «Assessment of the shielding effectiveness of a real enclosure,» de *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Rome, 14-18 September 1998.
- [30] C. Christopoulos, «The Transmission-Line Modelling Method - TLM,» *IEEE Press*, 1995.
- [31] V. Trenkic, C. Christopoulos y T. M. Benson, «Advanced node formulation in TLM - The adaptable symmetric condensed node,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, nº 12, pp. 2473-2478, 1996.
- [32] J. Paul, C. Christopoulos y D. W. P. Thomas, «Perfectly matched layer for transmission line modeling (TLM) method,» *Electron. Lett.*, vol. 33, nº 9, pp. 729-730, 1997.
- [33] J. L. Dubard y D. Pompei, «Optimization of the PML efficiency in 3-D TLM method,» *IEEE Trnas. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, nº 7, pp. 1081-1088, 2000.
- [34] J. L. Herring y C. Christopoulos, «Solving electromagnetic field problems using a multiple grid transmission-line modeling method,» *IEEE Trnas. Antennas Propagat.*, vol. 42, nº 12, pp. 1654-1658, 1992.
- [35] A. Taflove y S.C. Hagness, *Computational Electromagnetics: The FDTD Method*, Artech House, 2000.
- [36] M. D'Amore y M.S. Sarto, «Theoretical and experimental characterization of the EMP-interaction with composite-metallic enclosures,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 42, nº 2, pp. 152-163, May 2000.
- [37] D. Fedeli, G. Gradoni, V. Primiani and F. Moglie, «Accurate Analysis of Rberveration Field Penetration Into an Equipment-Level Enclosure,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, no. 2, pp. 170-180, May 2009.
- [38] M. Clemens and T. Weiland, «Discrete Electromagnetism with the Finite Integration Technique,» *PIERS, Progress in Electromagnetics Reserch*, no. 32, pp. 65-87, 2001.
- [39] T. Weiland, «A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields,» *AEÜ*, vol. 31, nº 3, pp. 116-120, 1977.
- [40] M. Clements y T. Weiland, «Discrete electromagnetism with the finite integration technique,» *Progress in Electromagn. Res.*, vol. 32, pp. 65-87, 2001.
- [41] R. Schuhmann y T. Weiland, «Conservation of discrete energy and related laws in the finite integration technique,» *Progress in Electromagn. Res.*, vol. 32, pp. 301-316, 2001.
- [42] P. P. Silvester y R. L. Ferrari, *Finite Elements for Electrical Engineers*, 3 ed., Cambridge: Cambridge University Press, 1996.
- [43] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, John Wiley and Sons, 1993.
- [44] O. C. Zienkiewicz y R. L. Taylor, *The Finite Element Method*, London: McGraw-Hill, 1988.

- [45] R. Araneo y S. Celozzi, «Toward a Definition of Shielding Effectiveness in the Time Domain,» de *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, CO, USA, 5-9 August 2013.
- [46] S. Celozzi y R. Araneo, «Alternative definitions for the time-domain shielding effectiveness of enclosures,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, nº 2, pp. 482-485, April 2014.
- [47] R. Araneo, S. Celozzi, A. Tatematsu y F. Rachidi, «Time-Domain Analysis of Building Shielding against Lightning Electromagnetic Fields,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, nº 3, June 2015.
- [48] F. Rachidi, W. Janischewskyj, A. Hussein, C. Nucci, S. Guerrieri, B. Kordi y J. Chang, «Current and electromagnetic field associated with lightning: Return strokes to tall towers,» *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, nº 3, pp. 356-367, 2001.
- [49] G. Muchaidze, J. Koo, Q. Cai, T. Li, L. Han, A. Martwick, K. Wang, J. Min, J. Dwniak y D. Pommerenke, «Susceptibility scanning as a failure analysis tool for system-level electrostatic discharge (ESD) problems,» *IEEE Trnas. Electromagn. Compat.*, vol. 50, nº 2, pp. 268-276, 2008.
- [50] Z. Yuan, T. Li, J. He y R. Zeng, «New mathematical descriptions of ESD current waveform base on the polynomial of pulse function,» *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, nº 3, pp. 589-591, 2006.
- [51] V. Rakov y F. Rachidi, «Overview of recent progress in lightning research and lightning protection,» *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, nº 3, pp. 428-442, 2009.
- [52] V. Rakov, A. Borghetti, C. Bouquegneau, W. A. Chisholm, K. Cummins, G. Diendorfer, F. Heidler, A. Hussein, M. Ishii, C. Nucci, A. Piantini, O. Pinto, X. Qie, F. Rachidi, M. Saba, T. Shindo, W. Schulz, R. Thottappillil, S. Visacro y W. Zischank, «Lightning parameters for engineering applications,» *Working Group C4.407*, vol. 549, pp. 1-118, 2013.
- [53] W. Wallyn y D. De Zutter, «Modeling the shielding effectiveness and resonances of metallic shielding enclosures loaded with PCBs,» de *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, August 2001.
- [54] D.W.P. Thomas, A.C. Denton, T. Konefal, T. Benson, C. Christopoulos, J.F. Dawson, A. Marvin y S.J. Porter, «Characterisation of the shielding effectiveness of loaded equipment enclosures,» de *International Conference and Exhibition on Electromagnetic Compatibility*, July 1999.
- [55] D.W.P. Thomas, A.C. Denton, T. Konefal, T. Benson, C. Christopoulos, J.F. Dawson, A. Marvin, S.J. Porter y P. Sewell, «Model of the electromagnetic fields inside a cuboidal enclosure populated with conducting planes on printed circuit boards,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, nº 2, pp. 161-169, May 2001.
- [56] M.P. Robinson, S.J. Porter y P. Op. gen Oorth, «Reflection and transmission coefficients of printed circuit boards,» de *4th European Symposium EMC*, Brugge, September 2000.
- [57] F. Silva, L. Dawson y A.C. Marvin, «Effect of the ground plane topology in Q resonance PCB characterization,» de *EMC Europe*, September 2004.

- [58] F. Silva, D. Belmonte, L. Dawson y A.C. Marvin, «Goodness evaluation of a PCB Groun Plane by its resonance inside an enclosure,» de *International Symposium on Electromagnetic Compatibiliy*, August 2004.
- [59] A.J. Lozano-Guerrero, J.V. Balbastre-Tejedor y L. Nuño, «Efectos de la conductividad finita en la eficacia de apantallamiento de pantallas protectoras,» de *XVIII Simposium Nacional de la Unión Científica de Radio URSI'03*, A Coruña, Septiembre 2003.
- [60] A.J. Lozano-Guerrero, A. Díaz-Morcillo, J.V. Balbastre-Tejedor y L. Nuño, «Estudio de susceptibilidad radiada en carcasas de polímero conductivos con múltiples aperturas,» de *XX Simposium Nacional de la Unión Científica de Radio URSI'05*, Gandía, Septiembre 2005.
- [61] T. Yamane, A. Nishikata y Y. Shimizu, «Resonance suppression of a spherical electromagnetic shielding enclosure by conductive dielectrics,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 42, nº 4, pp. 441-448, Noviembre 2000.
- [62] A.J. Lozano-Guerrero, A. Díaz-Morcillo y J.V. Balbastre-Tejedor, «Electromagnetic Interference Reduction in Electronic Systems Cabinets by Means of Genetic Algorithms Design,» de *IWINAC 2007*, La Manga (Cartagena), Junio 2007.
- [63] M. Amirhosseini, «Three types of walls for shielding enclosures,» *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 19, nº 6, pp. 827-838, 2005.
- [64] L. Dawson, J.F. Dawson, A.C. Marvin y D. Welsh, «Damping resonances within a screened enclosure,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, nº 1, pp. 45-55, February 2001.
- [65] J.F. Dawson, J. Ahmadi y A.C. Marvin, «Reduction of radiated emissions from apertures in resonant enclosures by the use absorptive materials,» de *8th International Conference of Electromagnetic Compatibility*, September 1992.
- [66] N. Izzat, G.H. Hilton, C.J. Railton y S. Meade, «Use of resistive sheets in damping cavity resonance,» *Electron Lett*, nº 32, pp. 721-722, 1996.
- [67] A.J. Lozano-Guerrero, J.V. Balbastre-Tejedor, L. Nuño, A.B. Calvo-Ruiz y J. Pitarch, «Damping of resonances in a metallic enclosure through conductive polymers,» de *35th European Microwave Conference*, October 2005.
- [68] A.J. Lozano-Guerrero, A. Díaz-Morcillo, J.V. Balbastre-Tejedor, A.B. Calvo-Ruiz y L. Nuño, «Resonance suppression in a metallic enclosure with PCB through conductive polymers,» de *7th EMC Europe*, Barcelona, September 2006.
- [69] «CST Microwave Studio TM». 2010.
- [70] L. Klinkenbusch, «On the Shielding Effectiveness of Enclosures,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, nº 3, pp. 589-601, May 2005.
- [71] R. Araneo, «Toward an effective absorber for damping resonances in shielded enclosures,» de *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on*, Rome, 2012.
- [72] R. Araneo y S. Celozzi, «Actual performance of shielding enclosures,» de *IEEE Electromagn. Compat. Symp.*, Silicon Valley, 2004.



- [73] M. D'Amore y M.S. Sarto, «Time-domain analysis of lightning interaction to aeronautical structures composite materials,» de *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, August 1997.
- [74] M.S. Sarto y C.L. Holloway, «Effective boundary conditions for the time-domain analysis of the EMC performances of fiber composites,» de *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1999*, August 1997.
- [75] S. Celozzi y R. Araneo, «TD-Shielding effectiveness of enclosures in presence of ESD,» de *EMC Europe International Symposium*, 2-6 September 2013.
- [76] LUVOCOM(R) Lehmann & Voss & Co., «3/CF/30/EG Technical sheets». Hamburg.
- [77] ESINGER(R), «Material plástico, nylon 6.6, relleno de fibra de vidrio 30%, lámina/plancha, negro, 8x305x500 mm<sup>3</sup>».
- [78] GoodFellow(R), «Polystyrene - Conductive - Sheet, High Impact Conductive Polystyrene, 300x300x1mm<sup>3</sup> and 300x300x3mm<sup>3</sup>».
- [79] Rohde and Schwarz, «"RR&S®ZVA / R&S®ZVB / R&S® ZVT Vector Network Analyzers Operating Manual", 1145.1084.12 – 18».
- [80] Rohde & Schwarz, «<[https://www.rohde-schwarz.com/us/product/zva-productstartpage\\_63493-9660.html](https://www.rohde-schwarz.com/us/product/zva-productstartpage_63493-9660.html)>,» [En línea]. [Último acceso: 30 12 2015].
- [81] M. Hiebel, «Fundamentals of Vector Network Analysis,» Rohde & Schwarz.
- [82] Grupo de Ingeniería de Microondas, Radiocomunicaciones y Electromagnetismo de la UPCT, «<[http://www.gimre.upct.es/GIMRE/web/4\\_recursos/index.php](http://www.gimre.upct.es/GIMRE/web/4_recursos/index.php)>,» [En línea]. [Último acceso: 11 05 2015].
- [83] Schwarzbeck., «Logarithmic Periodic Broadband Antennas. Standard LPDA.,» [En línea]. Available: <<http://www.schwarzbeck.de/en/antennas/logarithmic-periodic-broadband-antennas/standard-lpda.html#VUSLP9111>>. [Último acceso: 8 enero 2016].
- [84] J. Catrysse y R. D. Smedt, «Some aspects of shielding effectiveness related to measurements and simulations,» de *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Seattle, 1999.
- [85] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4 ed., John Wiley and Sons, Inc., 2012.
- [86] N. Dvurechenskaya, P. R. Bajurko, R. J. Zieliński y Y. Yashchyshyn, «Measurements of Shielding effectiveness of Textiles Materials Contaning Metal by the Free-Space Transmission Technique with Data Processing in the Time Domain,» *Metrology and Measurement Systems*, vol. XX, nº 2, pp. 217-228, 2013.
- [87] A. J. Fresnel (1788-1827), *Plane Waves and Wave Propagation*, November 2001.
- [88] A. Bonafonte y A. Moreno, *Señales y Sistemas I: Transformada de Fourier*, Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), Mayo de 2009.
- [89] IEEE Standard P1597, «Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulation – Part 1, 2,» 2008.
- [90] A. Duffy, A. Martin, A. Orlandi, G. Antonini, T. Benson y M. Woolfson, «Feature Selective Validation (FSV) for validation of computational electromagnetics (CEM). Part I – The FSV method,» *IEEE Trans. on Electromagn. Compatibility*, vol. 48, nº 5, pp. 449-459, Agosto 2006.

- [91] A. Orlandi, A. Duffy, B. Archambeault, G. Antonini, D. Coleby y S. Connor, «Feature Selective Validation (FSV) for validation of computational electromagnetics (CEM). Part II – Assessment of FSV performance,» *IEEE Trans. on Electromagn. Compatibility*, vol. 48, n° 3, pp. 460-467, Agosto 2006.
- [92] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, New Jersey: John Wiley and Sons, 1982.
- [93] Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, Arizona State University: John Wiley and Sons, 1989.
- [94] R. Araneo y S. Celozzi, «Actual Challenges in Electromagnetic Shielding,» *IEEE*, n° 978-1-4799-7806-9/15, 2015.
- [95] R. Araneo, G. Attolini, G. Lovat y S. Celozzi, «A global approach to time-domain shielding problems,» de *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Raleigh, 2014.
- [96] B.W. Kim, Y.C. Chung y T.K. Kang, «Analysis of electromagnetic penetration through apertures of shielded enclosure using finite element method,» de *14th Annu. Rev. Progress Appl. Computat. Electromagn.*, Monterey, March 1998.
- [97] A.J. Lozano-Guerrero, A. Díaz-Morcillo, J.V. Balbastre-Tejedor, L. Nuño, J. Pitarch-Portero y V. Kulak, «Aproximación 2-D a la eficacia de apantallamiento de carcasas metálicas,» de *XX Simposium Nacional de la Unión Científica de Radio URSI'05*, Gandía (Spain), September 2005.
- [98] S.B. Worm y L.L. Kanters, «Shielding effectiveness analysis of DVD recorder enclosures,» de *EMC Europe 2004*, September 2004.
- [99] T. Konefal, J.F. Dawson, A. Denton, T.M. Benson, C. Christopoulos, A.C. Marvin, S.J. Porter y D.W.P. Thomas, «Electromagnetic field predictions inside screened enclosures containing radiators,» de *EMC York 99*, York, 1999.
- [100] R. Araneo y G. Lovat, «Analysis of the Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures Excited by Internal Sources through an Efficient Method of Moment Approach,» *Aces Journal*, vol. 25, n° 7, pp. 600-611, July 2010.

### III. PUBLICACIONES Y CONGRESOS

---

L.G. García-Pérez; A.J. Lozano-Guerrero; J.M. Blázquez-Ruiz; J.F. Valenzuela-Valdés; J. Monzó-Cabrera; J. Fayos-Fernández; A. Díaz-Morcillo, «Time-Domain Shielding Effectiveness of Enclosures Against a Plane Wave Excitation,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, nº 3, pp. 789 - 796, Jun 2017, DOI: 10.1109/TEMC.2016.2627080.

L.G. García-Pérez, A.J. Lozano-Guerrero, y A. Díaz-Morcillo, «Parameters Stabilization for Time-Domain Shielding Effectiveness of Enclosures in Presence of Plane Wave,» de *3rd Global Congress on Microwave Energy Applications 3GCMA*, Cartagena, España, 2016.

IV. TIME-DOMAIN SHIELDING EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES AGAINST  
A PLANE WAVE EXCITATION

---

# Time-Domain Shielding Effectiveness of Enclosures Against a Plane Wave Excitation

Luis Ginés García-Pérez, Antonio José Lozano-Guerrero, *Member, IEEE*, Juan Manuel Blázquez-Ruiz, Juan F. Valenzuela-Valdés, Juan Monzó-Cabrera, José Fayos-Fernández, and Alejandro Díaz-Morcillo, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—Electromagnetic shielding of metallic enclosures with an aperture are simulated and measured in the frequency and time domain in this paper. Recently, several new figures of shielding effectiveness (SE) in the time domain have been proposed. Much work has been done regarding numerical simulations; however, little work related to measurements has been carried out. In this paper, we obtain the simulated and measured results for these SE definitions when an incident plane wave, with a determined bandwidth, excites the enclosure. The plane wave can be treated as a reference interference to compare with other cases. Measurements and simulations are in good agreement. This study evaluates the new definitions and compares them with the classical definition in the frequency domain. The effect of the probes, a dipole or a loop, has also been analyzed. Finally, the SE values are obtained for a sweep of the size of the aperture providing a unique value of equivalent SE for the most critical parameter and for a determined bandwidth, and allowing direct comparison with other enclosures.

**Index Terms**—Apertures, electrical equipment enclosures, numerical analysis, shielding, time-domain (TD) analysis.

## I. INTRODUCTION

TRADITIONALLY, multiple definitions to describe and evaluate the electromagnetic shielding have been used [1]–[4], as well as rules and standards [5], [6]. The study of the shielding provided by metallic enclosures with apertures and drillings for input and output devices is very wide [7]–[10]. In order to approach this study, analytical or semianalytical techniques have been applied [11]–[13]. Numerical methods can deal with any kind of enclosure and inner contents [14]–[17]. In the time domain (TD), we find the transmission-line modelling method (TLM) [18], finite-difference TD method (FDTD) [19]–[21], and finite-integration technique (FIT) [22], among others. Finite-element method (FEM) [23] is the most popular frequency-domain (FD) numerical method.

Manuscript received August 4, 2016; revised October 5, 2016; accepted October 28, 2016. Date of publication December 6, 2016; date of current version March 15, 2017.

L. G. García-Pérez, A. J. Lozano-Guerrero, J. M. Blázquez-Ruiz, J. Monzó-Cabrera, J. F. Fernández, and A. Díaz-Morcillo are with the Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena E-30202, Spain (e-mail: luaginos\_gp@gmail.com; antonio.lozano@upct.es; jmbblazquez@hotmail.com; juan.monzo@upct.es; jose.fayos@upct.es; alejandro.diaz@upct.es).

J. F. Valenzuela-Valdés is with the Department of Signal, Theory Telematics and Communications, Universidad de Granada, Granada 18071, Spain (e-mail: juanvalenzuela@ugr.es).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIMC.2016.2627080

The electromagnetic shielding of enclosures against radiated interferences and the TD and FD studies require determining specific parameters for measuring the shielding effectiveness (SE). With this purpose, there are recent essays that use indicators based on the TD response to study the peak reduction of the electric field intensity, magnetic field intensity, and energy density [24]–[26].

The objectives in this paper are as follows:

- 1) to simulate recent and classical SE indicators of an enclosure with an aperture with a normally impinging plane wave;
- 2) to reproduce the setups in the laboratory to obtain the equivalent measurements;
- 3) to compare measurements and simulations to verify the reproducibility of the recently proposed SE equivalent parameter for a plane wave in a determined bandwidth; and
- 4) to simulate the system when the aperture is sequentially modified for both width and length, in order to obtain results and conclusions.

In addition, a goal of this paper is to assess if a TD study of this characteristics is meaningful to study the SE produced by an incident plane wave on an enclosure.

Although almost all potential interference sources are at narrow-band frequencies, there are sources with broadband spectra, such as digital waveforms or even if there is going to be inner electrical equipment, working at several frequencies; this kind of analysis may be meaningful and help to choose easily in between two or more enclosure configurations. Concerning the levels, although commercial limits for radiated field immunity are really low, only 3 V/m, and for the Network Equipment Building Standards (NEBS), it is 10 V/m (IEC/EN-61000-4-3), there are high-intensity interferences such as electromagnetic pulses (EMP) or lightning [1] that can reach very high levels of electric field, and this can be helpful for military applications.

## II. THEORY

Generally, most of electric and electronic devices are sensitive to one or more of the following physical quantities [24]–[26]: the maximum value of the electric and/or magnetic field, the maximum value of induced effects caused by the time variations of magnetic and/or electric flux density, and the total energy delivered. The SE in the observation point will depend on polarizations and angles of incidence for every specific sys-

tem. However, in this study only the usual empty most critical scenario is studied [11].

In 2013, a new IEEE Standard Method [5] was approved, and like in the IEEE Standard 299-1997 [6], the classical definitions of SE are included. For low frequencies in [6] (50 Hz–20 MHz), it is included among others parameters, the magnetic field magnitude  $|H_s|$  inside an enclosure with the field  $|H_{in}|$  at the same observation point in absence of such an enclosure as

$$SE_H = 20 \log_{10} \frac{|H_{in}|}{|H_s|} \text{ (dB)}. \quad (1)$$

For resonant range frequencies (from 20 to 300 MHz), this classic standard [6] defined the electric field SE as the relationship between the electric field magnitude  $|E_s|$  inside the enclosure and the field  $|E_{in}|$  at the same observation point without enclosure:

$$SE_E = 20 \log_{10} \frac{|E_{in}|}{|E_s|} \text{ (dB)}. \quad (2)$$

In the high-frequency case, i.e., when the dimensions of the shield are comparable or larger to the wavelength, the attenuation of the electromagnetic field (rather than of the electric and magnetic fields alone) has to be considered [27]. Therefore, for higher frequencies (more than 1.7 GHz) the relation between the received power into the enclosure  $P_s$  and without the enclosure  $P_{in}$  was defined as follows:

$$SE_P = 10 \log_{10} \frac{P_{in}}{P_s} \text{ (dB)}. \quad (3)$$

In the definitions above the numerator is the value of the magnitude “in” in the observation point in absence of the enclosure, while the denominator defines the value of the magnitude in the shielded zone “s” in the same observation point.

The following definitions have been recently proposed in the TD.

#### A. Peak Reduction SE

This parameter is useful to account for the transient behavior of shields; however, we will obtain its value from the TD plane wave excitation to obtain an equivalent SE in the bandwidth under study. It is based on the peak reduction in the waveform and accounts for the performance of structures designed to protect systems sensitive to an EM field higher than a fixed threshold. It may be referenced to the electric and magnetic fields, as follows:

$$SE_{E,PR} = 20 \log \frac{|E_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|E_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (4)$$

$$SE_{H,PR} = 20 \log \frac{|H_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|H_{MAX}^s(t, x, y, z)|}. \quad (5)$$

It should be noted that the peak value is for the absolute value of the field [28].

#### B. Derivative Reduction SE

It is the reduction of the EM field time derivative in the shielded region. It evaluates the limitation of the induced effects

due to, according to Maxwell equations, the time derivative of magnetic and electric flux density, denoted, respectively, as  $\dot{B}(t, x, y, z)$  and  $\dot{D}(t, x, y, z)$  [28]:

$$SE_{B,DR} = 20 \log \frac{|\dot{B}_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|\dot{B}_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (6)$$

$$SE_{D,DR} = 20 \log \frac{|\dot{D}_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|\dot{D}_{MAX}^s(t, x, y, z)|}. \quad (7)$$

In (6), the magnetic flux density or magnetic induction relates with the magnetic field intensity through the magnetic permeability:

$$\dot{B}(t, x, y, z) = \mu(x, y, z) \dot{H}(t, x, y, z). \quad (8)$$

In (7), the electric flux density relates with the electric field intensity through the electric permittivity:

$$\dot{D}(t, x, y, z) = \epsilon(x, y, z) \dot{E}(t, x, y, z). \quad (9)$$

#### C. Energy Reduction SE

This is the reduction of the volumetric energy density in the shielded zone. It shows the reduction of the energy that may be delivered to a device located at a given position. It requires the introduction of the energy density [25], expressed in (J/m<sup>2</sup>) as

$$W = \int_0^{\infty} \left[ \dot{E}(t, x, y, z) \times \dot{H}(t, x, y, z) \right] dt. \quad (10)$$

The upper limit in the time integral is finite in actual transients of practical interest: The improper integral will reduce to a simple integral over a finite time interval; however, the lasting of the transient may be different in the presence and absence of the shielding configuration. The energy reduction SE refers to the absolute value of the energy in every case [28] and it is defined as

$$SE_{WR} = 10 \log \frac{|W^{in}(x, y, z)|}{|W^s(x, y, z)|}. \quad (11)$$

### III. IMPLEMENTATION: SIMULATIONS AND MEASUREMENTS

Fig. 1 shows the setup configuration to evaluate the effects of the excitation of an incident plane wave with the proposed SE parameters.

The commercial code CST Microwave Studio (based on the FDTD) uses the TD solver to obtain the SE of a conductive enclosure with a rectangular aperture, as shown in Fig. 1. The considered model consists of a metallic conducting (conductivity = 10<sup>7</sup> S/m) shielding box illuminated by a plane wave that travels on the z-axis direction and in negative sense, directly to the aperture in order to simulate the worst case [8], [11]. The enclosure dimensions are  $a \times b \times c = 30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$  with a ( $l \times w$ ) rectangular aperture centered on the front panel (as shown in Fig. 1). The IEEE Standard 299.1-2013 [5] classifies these dimensions as “physically small.” The thickness of the walls is 0.05 cm. The boundary conditions are defined as “open (add space)” in all directions, which adds some extra space to satisfy the free space radiation condition.



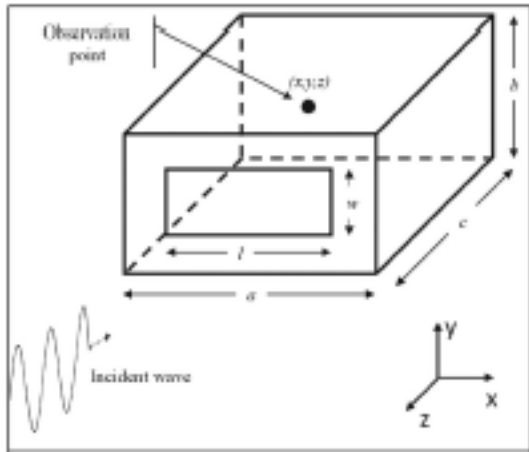


Fig. 1. System configuration: Incident PW to an enclosure with a rectangular aperture.

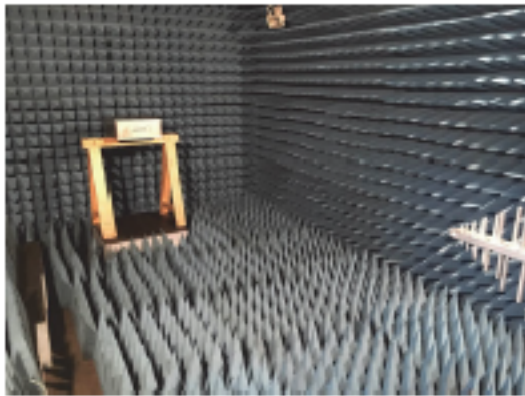


Fig. 2. Shielding enclosure with an aperture in the anechoic chamber.

The mesh is defined as hexahedral-type PBA (Perfect Boundary Approximation), so small details of the structure will be modeled accurately only if the mesh cell sizes are smaller than these details. The number of steps per wavelength value ( $\lambda$ ) is 20, higher than usual values, from 4 to 10.

As there are no real losses in the enclosure, the convergence at internal resonances of the box has been guaranteed through two simulation parameters high values that control the calculation accuracy (steadystate limit  $-80$  dB), and the time limit (number of pulse widths  $-1000$ , even  $10\,000$  for narrower apertures).

Discretization of the system configuration required only 58.880 cells to get good results. In fact, to verify the simulated results accuracy by CST Microwave Studio, they have been compared with different measurements in laboratory. The observation point is always located in the middle of the enclosure [coordinates  $(x, y, z) = (0, 0, 0)$ ].

Fig. 2 shows the enclosure located inside an anechoic room that has dimensions  $220\text{ cm} \times 310\text{ cm} \times 465\text{ cm}$  at  $3\text{ m}$

distance, such as in [11] and [29], of a log-periodic antenna oriented in vertical position. In this way, the antenna emits a signal that, due to the distance to the observation point, acts like a plane wave in the frequency interval of 500 MHz to 2 GHz. The IEEE Standard 299.1-2013 [5] classifies this problem for the frequency interval under study as “electrically large” since the enclosure physical dimensions are comparable or larger than the wavelength.

The vector network analyzer (VNA) Rohde & Schwarz ZVA67 [30] was used for all the measurements. A base-power-level equal to 40 dBm in order to reduce the floor noise level at low frequencies and match better the results at higher frequencies was selected.

Results for the measurement setup were obtained using the TD option of the VNA ZVA67 using a Hanning window. In the frequency domain, 10 001 points in the range of 500 MHz to 2 GHz were selected, then we selected the option TD, and from the time curve, the absolute magnitude of  $S_{21}$  was selected. This could have been done from the frequency-measured data with the corresponding transformations [31].

The electric parameters were measured using an electric probe (4-cm-long monopole) oriented in vertical position, located at the enclosure floor, and centered. In the simulations, the influence of the monopole was studied.

To obtain the magnetic measurements a shielded loop as the one used in [11], with 4.5 cm inner diameter was used. The loop is located in the middle of the enclosure centered in the YZ plane.

It should be noted that in this paper the plane wave is used as a specific reference case to evaluate the TD SE that can be compared to other cases, such as electrostatic discharges (ESD), EMP, etc. CST Microwave Studio has generated the specific excitation plane wave for the frequency intervals from 500 MHz to 2 GHz.

#### IV. RESULTS

##### A. Electric Field SE Results

Figs. 3 and 4 show a frequency domain comparison of electric field SE for measured and simulated results in the frequency domain. In order to do such comparison, it has to be taken into account that VNA—in this case, the Rohde & Schwarz ZVA67—provides the scattering parameters [30].

Fig. 3 shows a comparison between the laboratory measurements and the simulation results provided by CST with a  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  aperture, while Fig. 4 shows the analogous comparison with a total aperture ( $30\text{ cm} \times 12\text{ cm}$ ).

In Fig. 3, the resonance value for the empty enclosure is 707 MHz. It does perfectly match with a monopole in simulations but not in the absence of it. In fact, a tighter result from 500 to 1300 MHz is shown when the monopole is simulated inside the enclosure. For higher frequencies, none of both adjusts properly as a multimode region shows many resonances, and other reasons including the own resonance of the monopole at 1.87 GHz, and its location just in the middle of the mode  $TE_{101}$ . In order to better quantify the comparison between the measured and computed datasets, the feature selective valida-



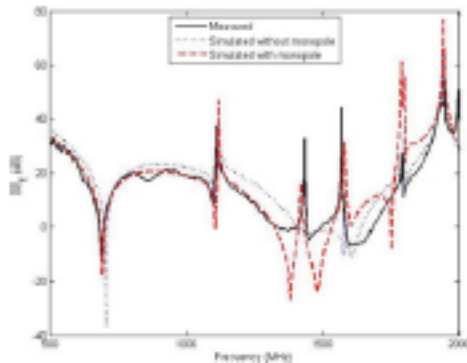


Fig. 3. Electric SE in the frequency domain obtained with FIT simulated without and with a monopole and the results from laboratory measurements with 10 cm × 0.5 cm aperture.

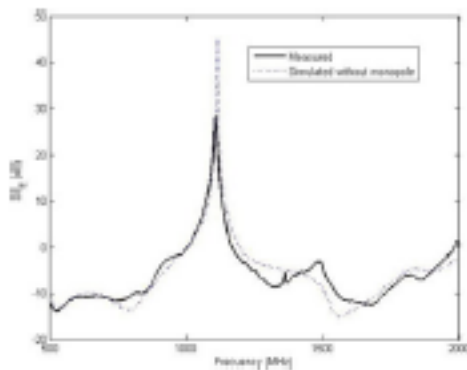


Fig. 4. Electric SE obtained with FIT simulated without a monopole and the results from laboratory measurements with 30 cm × 12 cm aperture.

tion technique [32]–[34] is considered. In fact the amplitude difference measure (ADM) and the feature difference measure (FDM) are “fair level” (0.46 and 0.69, respectively) for comparison measurements and simulations without a monopole, and “fair level” also for comparison measurements and simulations with a monopole. Simulations without a monopole have been selected from now on. On the one hand, the presence of the monopole in the measurements is necessary, but simulations without the monopole are the ideal case. An example of how the availability of huge computational resources allows us to fit resonances in presence of a monopole was studied in [21]. On the other hand, simulations without a monopole are nearly four times faster than with a monopole (in fact 4 h against 15 h). This is obvious since these are the smaller features, and at least a cell per the thickness of the wire will be needed; therefore, a finer mesh will be forced, which will lead to a higher computation time.

This variance over the y-axis is not relevant in the first modes as the wave travels on the z-axis. The first mode  $TE_{101}$  appears in the middle of the enclosure as a y-axis-oriented cylinder at 700 MHz. The second mode  $TE_{102}$  will have the same

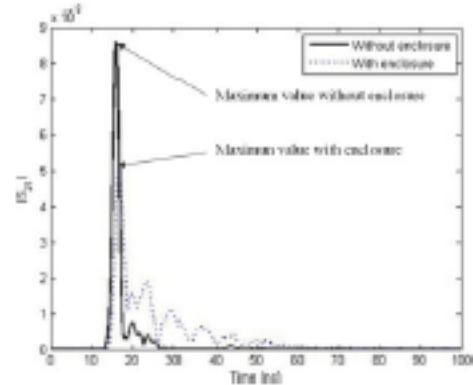


Fig. 5. Comparison of the measured  $|S_{21}|$  at the observation point in TD with a 10 cm × 0.5 cm rectangular aperture and with no enclosure.

polarization and appears as two cylinders located in front and behind the middle of the enclosure at 1100 MHz.

Fig. 4 reports results for the largest aperture. In this case, the problem is simpler as the front wall is eliminated [20] and the results match better than in Fig. 3. As seen associated with the resonances, there are minima that produce negative levels of SE. In fact, when aperture is total, or 30 cm × 12 cm, resonances associated with the dimensions of the enclosure may lead to higher electric or magnetic field values than having no shield, and generating negative values for SE. This is because of the box resonance, and the fact that the enclosure is empty and the unique losses are due to wall conductivity and the presence of the aperture. Consequently, 30 cm × 12 cm aperture enclosure shields worse than no enclosure. This can be difficult for a direct comparison between apertures in the frequency domain. Hence, at 700 MHz the SE of a total aperture (30 cm × 12 cm) is slightly better than a narrower one. In fact, the ADM and the FDM are “good” and “fair” levels (0.36 and 0.50, respectively) for comparison measurements and simulations without a monopole.

In the TD [20], the SE can be evaluated if the electric field peak reduction is compared with and without the enclosure. With enclosure, the aperture dimensions are 10 cm × 0.5 cm.

In Fig. 5, the module of the transmission parameter  $|S_{21}|$  at the observation point is compared in the TD when rectangular aperture dimensions are 10 cm × 0.5 cm and when there is no enclosure. For this figure, the frequency range goes from 500 MHz to 2 GHz. Clearly, the maximum value of  $|S_{21}|$  without enclosure is higher than the maximum value with enclosure. From Fig. 5 we can obtain the  $SE_{RJR}$  in the following way:

$$SE_{RJR} = 20 \log \frac{|S_{21,MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|S_{21,MAX}(t, x, y, z)|} \quad (12)$$

In Fig. 6, the initial frequency of the VNA has been fixed to 500 MHz and the final frequency varies from this value to 2 GHz. The value of  $SE_{RJR}$  has been obtained using (12) for the experimental result. It was necessary to change to TD

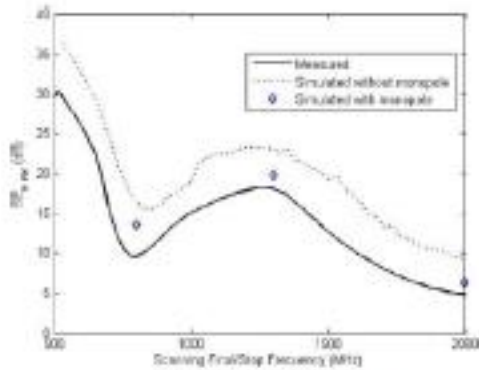


Fig. 6. Comparison of  $SE_{E,TD}$  at the observation point in TD with a  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  rectangular aperture with initial scanning frequency at 500 MHz.

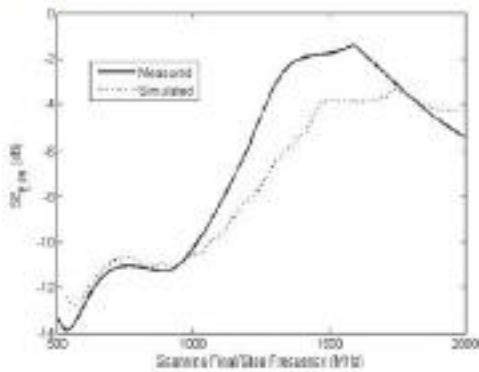


Fig. 7. Comparison of  $SE_{E,TD}$  in TD with a  $(30\text{ cm} \times 12\text{ cm})$  aperture.

before getting the maximum value of  $SE_{E,TD}$  along the time. After selecting the peak reduction maximum value in TD the results were showed for each bandwidth. Using the simulation tool, the bandwidth of the simulation varies in the same manner. As can be seen, simulations with a monopole match much better than without a monopole with the measurements, as the presence of the monopole affects not only because of its dimensions (its resonance at 1.87 GHz), but its location just in the middle of the mode  $TE_{101}$  too, whose resonance value for the empty enclosure is 707 MHz. This effect can be appreciated from 500 MHz, which is the waveguide cutoff frequency for the  $TE_{10}$  mode. In Fig. 7, the process to get  $SE_{E,TD}$  in the laboratory is the same as that in Fig. 6, but the  $30\text{ cm} \times 12\text{ cm}$  aperture reduces the simulation time and improves the  $SE_{E,TD}$  value agreement between measurements and simulations. It has to be taken into account that simulations have been calculated without a monopole. The reason for a better matching was already explained in Fig. 4.

**B. Magnetic Field SE Results**

Fig. 8 shows a comparison of magnetic field intensity SE for measured and simulated results without and with a loop with a  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  aperture.

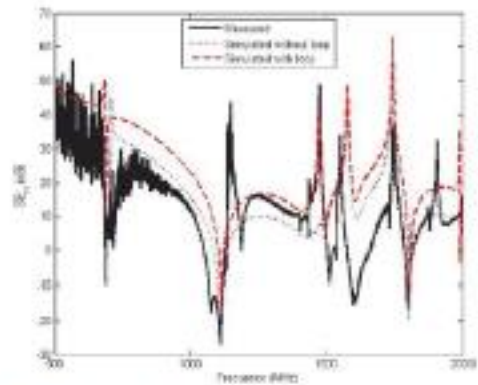


Fig. 8. Magnetic SE in the frequency domain obtained with FIT simulated without and with a loop and the results from laboratory measurements with  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  apertures.

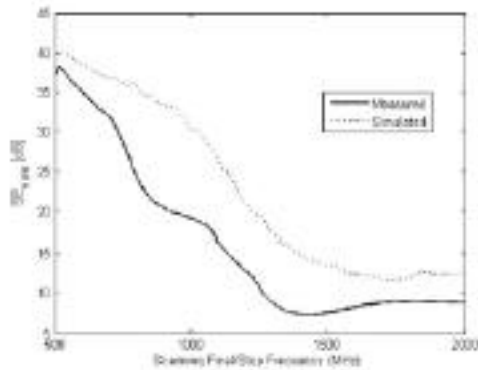


Fig. 9. Comparison of  $SE_{H,TD}$  at the observation point in TD with a  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  rectangular aperture.

Poor agreement is found for ADM and FDM for comparison measurements and simulation without a loop, and only a slight improvement to fair level in FDM when comparison measurements and simulations with a loop are developed. Therefore, apart from the evident noise distortion at lower frequencies also present in the electric field figures, there is no significant improvement when a loop is simulated. Nevertheless, simulations without a loop are nearly four times faster than with a loop, similar to the monopole case.

In the TD, the SE can be evaluated if the magnetic field peak reduction is compared with and without the enclosure. We can obtain the  $SE_{H,TD}$  in the following way as previously. In Fig. 9, the initial frequency of the VNA has been fixed to 500 MHz and the final frequency varies from this value to 2 GHz. The value of  $SE_{H,TD}$  has been obtained for the experimental result. Using the simulation tool, the bandwidth of the simulation varies in the same manner. The result differences for Figs. 8 and 9 are higher due to the complexity of the loop, and may be more difficult to measure the magnetic shielding since the probe affects the

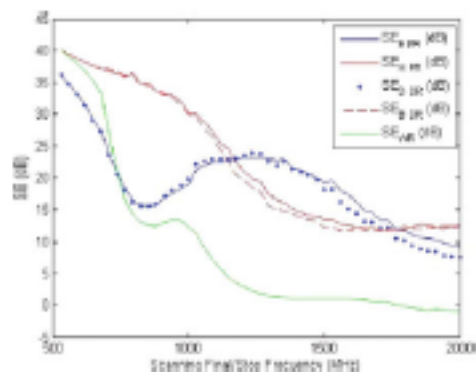


Fig. 10. Comparison of  $SE_{E,TD}$ ,  $SE_{H,TD}$ ,  $SE_{D,TD}$ ,  $SE_{B,TD}$ , and  $SE_{W,TD}$  simulations at the observation point in TD with a 10 cm  $\times$  0.5 cm rectangular aperture.

field distribution. On the one hand, they allow us to evaluate the presence of the loop in simulations, not only as magnetic port but as an object inside the enclosure too.

On the other hand, as Figs. 8 and 9 compare the traditional indicators with the new ones suggested for different cases, and verify that the new indicators are better than the traditional ones. The grade of agreement that depends on the resonance frequencies and the presence of the loop is considered much more important, as a new indicator corrects the irregularity of the results and is much more reliable.

Fig. 10 shows simulations for a 50-point bandwidth swept in which the initial frequency has been fixed to 500 MHz and the final frequency varies from this value to 2 GHz, and for a 10 cm  $\times$  0.5 cm aperture. The five indicators shown were defined in (4)–(7), and (11), i.e., the TD SE for electric/magnetic field peak reduction ( $SE_{E,TD}$ ,  $SE_{H,TD}$ ), for electric/magnetic flux density derivative reduction ( $SE_{D,TD}$ ,  $SE_{B,TD}$ ), and the energy reduction SE ( $SE_{W,TD}$ ).

The behavior of this graphic is accumulative in the sense that values at 700 MHz are the results for the bandwidth from 500 to 700 MHz, and consequently the values at 2 GHz are the results for the bandwidth from 500 MHz to 2 GHz. Fig. 10 shows the minimum SE in TD for each bandwidth. As it can be seen in Fig. 10, results for  $SE_{E,TD}$  and  $SE_{D,TD}$  are practically the same, and this fact is reproduced for  $SE_{H,TD}$  and  $SE_{B,TD}$ . This is due to the plane wave excitation.

### C. Sequentially Modified Apertures for an Enclosure

The selected parameter energy density ( $SE_{W,TD}$  [dB]) with the dimensions of the aperture varying sequentially is obtained.

Fig. 11 shows the CST simulated results for a bandwidth from 500 MHz to 2 GHz, and heights and widths ranging from zero to the maximum value of the enclosure in steps of 2 and 3 cm, respectively.

Fig. 11 shows the apertures for which the final energy density SE is obtained ( $SE_{W,TD}$  [dB] > 0), and the apertures for which the SE is not obtained ( $SE_{W,TD}$  [dB] < 0). These values have

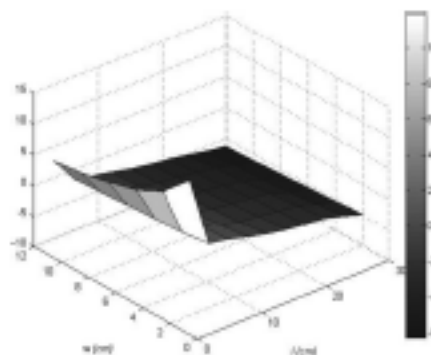


Fig. 11.  $SE_{W,TD}$  [dB] simulation in function of the aperture dimensions.

been obtained for the center of the cavity, but similar studies may be carried out for the Global SE definition [35].

### V. CONCLUSION

The recently proposed SE parameters in the time domain ( $SE_{E,TD}$ ,  $SE_{H,TD}$ ,  $SE_{D,TD}$ ,  $SE_{B,TD}$ ,  $SE_{W,TD}$ ) have been obtained for a plane wave excitation in a bandwidth swept. The accumulative character of the results has to be taken into account, as results are softer than those obtained only for a specific bandwidth in FD.

- 1) A unique SE value represents the behavior of a specific enclosure and direct comparisons can be made with other shields to select the best in a determined bandwidth.
- 2) The influence of the resonances is diminished.

Using each one of these TD indicators for a fixed bandwidth, it is possible to compare different systems (enclosures, sizes, apertures, observation points, etc.).

A comparison between the five TD indicators shows the following.

- 1) As discrepancies for the electric field are lower than for the magnetic field, the reliability of the electric field indicators is better.
- 2) Among  $SE_{E,TD}$ ,  $SE_{H,TD}$ , and  $SE_{W,TD}$  indicators, the  $SE_{W,TD}$  indicator is the most restrictive. Because of this, the  $SE_{W,TD}$  indicator is recommended against the others.
- 3) For the practical cases, it is interesting to use the  $SE_{W,TD}$  parameter, as it combines both field distributions.
- 4) The proposed TD  $SE_{W,TD}$  parameter can be used alternatively to the proposed FD SE parameter from IEEE Standard 299.1-2013 for physically small and electrically large enclosures, which is based on the power levels.

The proposed indicator is less time-consuming when using simulation tools than the others such as ESD of EMP due to the simplicity of the setup and can be easily measured. It does not replace them, but it supplies additional information.

The next step is to include representative contents in the enclosure, and more work is envisaged in this direction.



# TIME-DOMAIN SHIELDING EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES AGAINST A PLANE WAVE EXCITATION

## REFERENCES

[1] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, 2nd ed. New York, NY, USA: Wiley, 1992.

[2] S. Celozzi, R. Araneo, and G. Lovat, *Electromagnetic Shielding*. New York, NY, USA: Wiley, 2008.

[3] S. M. Ward, J. F. Dawson, and A. C. Marvin, "Towards an improved definition of electromagnetic shielding effectiveness", in *Proc. Electromagn. Comput.*, 2000, Brugge, Sep. 2000, pp. 493-498.

[4] A. Marvin, J. F. Dawson, S. Ward, I. Dawson, J. Clegg, and A. Weinfeld, "A proposed new definition and measurement of the shielding effect of equipment enclosures," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 46, no. 3, pp. 459-468, Aug. 2004.

[5] *Method for Measuring the Shielding Effectiveness of Enclosures and Boxes Having all Dimensions between 0.1 m and 2 m*, IEEE Standard 299.1-2013, 2013.

[6] *IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures*, IEEE Standard 299-1997, 1997.

[7] H. A. Mender, "Shielding theory of enclosures with apertures," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 20, no. 2, pp. 296-305, May 1978.

[8] M. P. Robinson *et al.*, "Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 17, pp. 1599-1560, Aug. 1996.

[9] T. Konefal, J. F. Dawson, A. C. Marvin, M. P. Robinson, and S. J. Portar, "A fast multiple mode intermediate level circuit model for the prediction of shielding effectiveness of a rectangular box containing a rectangular aperture," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 47, no. 4, pp. 678-691, Nov. 2005.

[10] E. J. Shim, D. G. Kwon, J. H. Kwon, H. D. Choi, and J. Kim, "Circuitual approach to evaluate shielding effectiveness of rectangular enclosures with apertures on multiple sides," in *Proc. Int. Symp. Electromagn. Comput.*, Hindhoven, Sep. 2004, pp. 295-300.

[11] M. P. Robinson *et al.*, "Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 40, no. 3, pp. 240-248, Aug. 1998.

[12] R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelli, and G. L. Gragnani, "A circuitual approach to evaluating the electromagnetic field on rectangular apertures backed by rectangular cavities," *IEEE Trans. Micro. Theory Techn.*, vol. 50, no. 10, pp. 2259-2266, Aug. 2001.

[13] R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelli, and G. L. Gragnani, "Evaluation of the effects of an external incident wave on metallic enclosures with rectangular apertures," *Micro. Opt. Technol. Lett.*, vol. 28, pp. 289-293, 2001.

[14] S. V. Georgakopoulos, C. R. Birtcher, and C. A. Balanis, "HFHF penetration through apertures: FDTD versus measurements," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 43, no. 3, pp. 282-294, Aug. 2001.

[15] F. Olyslager *et al.*, "Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 41, no. 3, pp. 202-212, Aug. 1999.

[16] R. Azaro *et al.*, "A semi-analytical approach for the evaluation of radiated immunity on a printed-circuit board in metallic enclosures," *Micro. Opt. Technol. Lett.*, vol. 27, pp. 204-207, 2000.

[17] R. De Smaet *et al.*, "Assessment of the shielding effectiveness of a real enclosure," in *Proc. Int. Symp. Electromagn. Comput.*, Rome, Italy, Sep. 1998, pp. 248-253.

[18] C. Christopoulos, *The Transmission-Line Modelling Method-TLM*. New York, NY, USA: IEEE Press, 1995.

[19] A. Taflov and S. C. Hagmann, *Computational Electromagnetics: The FDTD Method*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2001.

[20] M. D' Amore and M. Sabrina Sarto, "Theoretical and experimental characterization of the EMP-interaction with composite-metallic enclosures," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 42, no. 1, pp. 152-163, Feb. 2000.

[21] D. Fuleli, G. Gradoni, V. M. Primiani, and F. Moglie, "Accurate analysis of rebarization field penetration into an equipment-level enclosure," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 51, no. 2, pp. 170-180, May 2009.

[22] M. Clemens and T. Weiland, "Discrete electromagnetics with the finite integration technique," *Progress Electromagn. Res.*, vol. 32, pp. 65-87, 2001.

[23] J. M. Jing, *The Finite Element Method in Electromagnetics*. New York, NY, USA: Wiley, 1993.

[24] R. Araneo and S. Celozzi, "Toward a definition of shielding effectiveness in the time domain," in *Proc. 2013 IEEE Int. Symp. Electromagn. Comput.*, Denver, CO, USA, Aug. 2013, pp. 113-117.

[25] S. Celozzi and R. Araneo, "Alternative definitions for the time-domain shielding effectiveness of enclosures," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 56, no. 2, pp. 482-485, Apr. 2004.

[26] S. Celozzi and R. Araneo, "TD-shielding effectiveness of enclosures in presence of ESD," in *Proc. 2013 Int. Symp. Electromagn. Comput.*, Brugge, Belgium, Sep. 2013, pp. 541-544.

[27] L. Klunkerbusch, "On the shielding effectiveness of enclosures," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 47, no. 3, pp. 589-601, Aug. 2005.

[28] R. Araneo, S. Celozzi, A. Takemata, and P. Rachidi, "Time-domain analysis of building shielding against lightning electromagnetic fields," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 57, no. 3, pp. 397-404, Jun. 2015.

[29] J. Castryque and H. De Smaet, "Sense aspects of shielding effectiveness related to measurements and simulations," in *Proc. 1999 IEEE Int. Symp. Electromagn. Comput.*, Seattle, USA, Aug. 1999, vol. 1, pp. 480-485.

[30] Rohde and Schwarz, Munich, Germany, "R&S ZNA/R&S ZNB/R&S ZVT Vector Network Analyzers Operating Manual," 1145.1084.12 - 18, 2011.

[31] N. Dvornichenkova, P. R. Bajarin, R. J. Zielitzki, and Y. Yashchyn, "Measurements of shielding effectiveness of textile materials containing metal by the free-space transmission technique with data processing in the time domain," *Metrology Meas. Syst.*, vol. 20, no. 2, pp. 217-228, Jun. 2013.

[32] *Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulation—Part 1, 2*, IEEE Standard P1997, 2008.

[33] A. P. Duffy, A. J. M. Marin, A. Orlandi, G. Antonini, T. M. Benson, M. S. Woolfson, "Feature selective validation (FSV) for validation of computational electromagnetics (CEM). Part I—The FSV method," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 48, no. 3, pp. 449-459, Aug. 2006.

[34] A. Orlandi, A. P. Duffy, H. Archambeault, G. Antonini, D. E. Corleby, and S. Connor, "Feature selective validation (FSV) for validation of computational electromagnetics (CEM). Part II—Assessment of FSV performance," *IEEE Trans. Electromagn. Comput.*, vol. 48, no. 3, pp. 460-467, Aug. 2006.

[35] R. Araneo, G. Attolini, G. Lovat, and S. Celozzi, "A global approach to time-domain shielding problems," in *Proc. 2014 IEEE Int. Symp. Electromagn. Comput.*, Raleigh, USA, Aug. 2014, pp. 86-90.



Luis Gimio Garcia-Pérez was born in Cartagena, Spain, in 1970. He received the Dipl. Ing. degree in industrial engineering (electronic and automation specialty) from the Universidad de Murcia, Murcia, Spain, in 1995. He is currently working toward the Ph.D. degree.

He is a freelancer and his current research interest focuses on electromagnetic shielding.



Antonio José Lozano-Guerrero (M'13) was born in El Vergar, Spain, in 1976. He received the Dipl. Ing. degree in telecommunications engineering from the Universidad Politécnica de Valencia (UPV), Valencia, Spain, in 2003 and the Ph.D. degree in industrial technologies from the Universidad Politécnica de Cartagena (UPCT), Cartagena, Spain, in 2008.

From 2003 to 2004, he was a Research Assistant in the Department of Communications, UPV. In 2004, he joined the Department of Information Technologies and Communications, UPCT, where he is currently an Associate Lecturer. His current research interests include electromagnetic compatibility and numerical techniques in electromagnetics, and industrial microwave heating systems.



Juan Manuel Blázquez-Ruiz was born in Cartagena, Spain, in 1990. He received the Dipl. Ing. degree in telecommunications engineering from the Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Spain, in 2016.

From 2014 to 2016, he worked on electromagnetic shielding effectiveness measurements in his final degree project.

# TIME-DOMAIN SHIELDING EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES AGAINST A PLANE WAVE EXCITATION

796

IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 59, NO. 3, JUNE 2017



**Juan F. Valenzuela-Valdés** was born in Marbella, Spain. He received the degree in telecommunications engineering from the Universidad de Málaga, Málaga, Spain, in 2003 and the Ph.D. degree in telecommunications engineering from the Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Spain, in May 2008.

In 2004, he was with CEITECOM (Málaga) and joined the Department of Information Technologies and Communications, Universidad Politécnica de Cartagena, Spain. In 2007, he joined EMITH Ing. as the Head of Research. In 2011, he joined the Universidad de Extremadura, and in 2015, the Universidad de Granada, where he is currently an Associate Professor. He has published more than 70 papers in journals and conferences. His current research interests include MIMO communications, smart antennas, and wireless sensor networks. His Educational research interests include collaborative learning, sustainability in education, and active learning methodologies.



**Juan Menzú-Cabrera** was born in Elda (Alicante), Spain, in Jan. 1973. He received the Dipl. Ing. and Ph.D. degrees in telecommunications engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain, in 1998 and 2002, respectively.

He is currently working as an Associate Lecturer in the Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Spain. He has coauthored more than 60 papers in referred journals and conference proceedings, and holds several patents regarding microwave heating processes. His current research interests include microwave-assisted heating and numerical techniques in electromagnetism.

Dr. Menzú-Cabrera is the General Secretary of the Association of Microwave Power in Europe for Research and Education, an European association devoted to RF and microwave energy promotion.



**José Fayos-Fernández** received the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain, in 2001 and the Ph.D. degree in industrial technologies from the Universidad Politécnica de Cartagena (UPCT), Cartagena, Spain, in 2009.

Since 2004, he has been working as an Associate Professor in the area of signal theory and communications with the UPCT. His research interests include metrology and experimental setup design, process optimization, electromagnetic (EM) material characterization, EM dosimetry and high-power microwave applications, collaborative learning, sustainability in education, and active learning methodologies.

Dr. Fayos-Fernández has enrolled with the Idaho State University (Pocatello, United States) in 2001, the IT'IS Foundation (Zurich, Switzerland) in 2006, and the Centro Tecnológico del Mátrol, Piedra y Materiales (Cebalga, Spain) in 2013.



**Alejandro Díaz-Morcillo** (S'95-M'02-SM'09) received the Ingeniero (M.S. Eng.) and Doctor Ingeniero (Ph.D.) degrees in telecommunication engineering, both from the Universidad Politécnica de Valencia (UPV), Valencia, Spain, in 1995 and 2000, respectively.

From 1996 to 1999, he was a Research Assistant in the Department of Communications of the UPV, and in 1999, he joined the Department of Information Technology and Communications, Universidad Politécnica de Cartagena (UPCT), Spain, as a Teaching Assistant, where he is currently Professor since 2011. He leads the "Electromagnetics and Matter" Research Group at the UPCT and his main research interests include on numerical methods in electromagnetics, industrial microwave heating systems, and dielectric characterization.



V. PARAMETERS STABILIZATION FOR THE TIME-DOMAIN SHIELDING  
EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES IN PRESENCE OF PLANE WAVE

---

# Parameters stabilization for time-domain shielding effectiveness of enclosures in presence of a plane wave

Luis Ginés García-Pérez, Antonio José Lozano-Guerrero and Alejandro Díaz-Morcillo

*Grupo de Electromagnetismo y Materia, Dpto. Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, España*

## Abstract

**Purpose** – Electromagnetic shielding of metallic enclosures with an aperture are simulated and measured in the frequency and time domain in this paper.

**Design/methodology/approach** – Recently several new figures of shielding effectiveness (SE) have been proposed. In this work, we obtain the simulated results for these SE definitions when an incident plane wave, with a determined bandwidth, excites the enclosure. The plane wave can be treated as a reference interference to compare with other cases.

**Findings** – Measurements and simulations are in good agreement. This study evaluates three selected parameters for the SE evaluations (Electric, Magnetic and Energy density) for several bandwidths.

**Originality/value** – In this work, stabilized values for each these three parameters are looked for, and a first approach is defined for each parameter in order to enlarge the scope of the values and get values with a wider meaning. Finally, an example is represented for a sweep of the size of the apertures with these new approaches.

**Keywords** – Aperture, enclosure, plane wave, shielding effectiveness, time-domain.

**Paper type** – Research paper

## 1. Introduction

The shielding effectiveness of an empty metallic enclosure with an aperture in the frequency domain has been widely analyzed in many works. The enclosure with the aperture in an anechoic chamber can be seen in Figure 1.



**Figure 1.** Shielding enclosure with an aperture in the anechoic chamber.



On the one hand some studies provide analytic tools to evaluate this problem when simple canonic geometries allow its study (Robinson *et al.*, 1998), on the other hand numerical methods are necessary in order to deal with more complex problems where inner elements can be modeled easily: Transmission Line Matrix (TLM) (Thomas *et al.*, 2001), Finite Difference Time Domain (FDTD) (Georgakopoulos *et al.*, 2001), Finite Element Method (FEM) (Lozano-Guerrero *et al.*, 2005) and Finite Integration Technique (FIT), (Lozano-Guerrero *et al.*, 2007) are some examples. However, there is little done in the time domain and new definitions for Shielding Effectiveness have appeared recently (Araneo and Celozzi, 2013) (Celozzi and Araneo, 2013) (Celozzi and Araneo, 2014) (Araneo *et al.*, 2015). Much work has been done regarding numerical values, however little related to measurements has been carried out even for the magnetic part (García-Pérez *et al.*, 2016).

### 1. Theory

Generically, most electrical and electronic devices are sensitive to (Araneo and Celozzi, 2013) (Celozzi and Araneo, 2013) (Celozzi and Araneo, 2014) (Araneo *et al.*, 2015):

- Maximum value of the electric/magnetic field.
- Maximum of the time derivative of magnetic/electric flux density
- Total energy emitted (intentionally and unintentionally),
- A combination of the above.

All these definitions can be expressed as follows (Araneo and Celozzi, 2013) (Celozzi and Araneo, 2013) (Celozzi and Araneo, 2014) (Araneo *et al.*, 2015) (García-Pérez *et al.*, 2016), where the incident quantity without shield in a determined position is divided by the quantity in the same position with the field:

For the electric or magnetic peak reduction

$$SE_{E\_PR} = 20 \log \frac{|E_{MAX}^{in}(t, x, y, z)|}{|E_{MAX}^s(t, x, y, z)|} \quad (1)$$

$$SE_{H\_PR} = 20 \log \frac{|H_{MAX}^{in}(x, y, z)|}{|H_{MAX}^s(x, y, z)|} \quad (2)$$

For the time-derivative quantities

$$SE_{E\_DR} = 20 \log \frac{|\dot{E}_{MAX}^{in}(x, y, z)|}{|\dot{E}_{MAX}^s(x, y, z)|} \quad (3)$$

$$SE_{H\_DR} = 20 \log \frac{|\dot{H}_{MAX}^{in}(x, y, z)|}{|\dot{H}_{MAX}^s(x, y, z)|} \quad (4)$$

The energy can be obtained as:

$$W(x, y, z) = \int_0^{\infty} [|\vec{E}(t, x, y, z) \times \vec{H}(t, x, y, z)|] dt \quad (5)$$

And therefore the SE for the energy reduction

$$SE_W = 10 \log \frac{|W^{in}(x, y, z)|}{|W^s(x, y, z)|} \quad (6)$$

Since with numerical methods is not possible to extend the simulation time to infinite, in this work we will examine the influence of this variable.

These definitions differ from the traditional one (IEEE, 1997) in the frequency domain for the electric, magnetic and energy case.

$$SE_E = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{in}}{E_S} \right| \text{ (dB)} \quad (7)$$

$$SE_H = 20 \log_{10} \left| \frac{H_{in}}{H_S} \right| \text{ (dB)} \quad (8)$$

$$SE_W = 10 \log_{10} \left| \frac{W_{in}}{W_{E_S}} \right| \text{ (dB)} \quad (9)$$

### 1. Set Up

In this work a  $30 \times 12 \times 30 \text{ cm}^3$  enclosure with several apertures in the front face have been used. A protruding probe has been placed in the center of the cavity to obtain the electric field results and a centered loop in the perpendicular plane to the aperture has been used for the magnetic field measurements. The enclosure has been placed in an anechoic chamber as can be observed in figure 1. A log-periodic antenna has been used to excite the cavity. To obtain the scattering parameters a Rodhe & Schwarz ZVA67 Vector Network Analyzer (VNA) in the range 30 MHz to 2000 MHz (1 MHz step) has been employed.

The equivalent simulation model has been obtained using the commercial software CST Microwave Studio using a normal incidence on the front face of a plane wave vertically polarized.

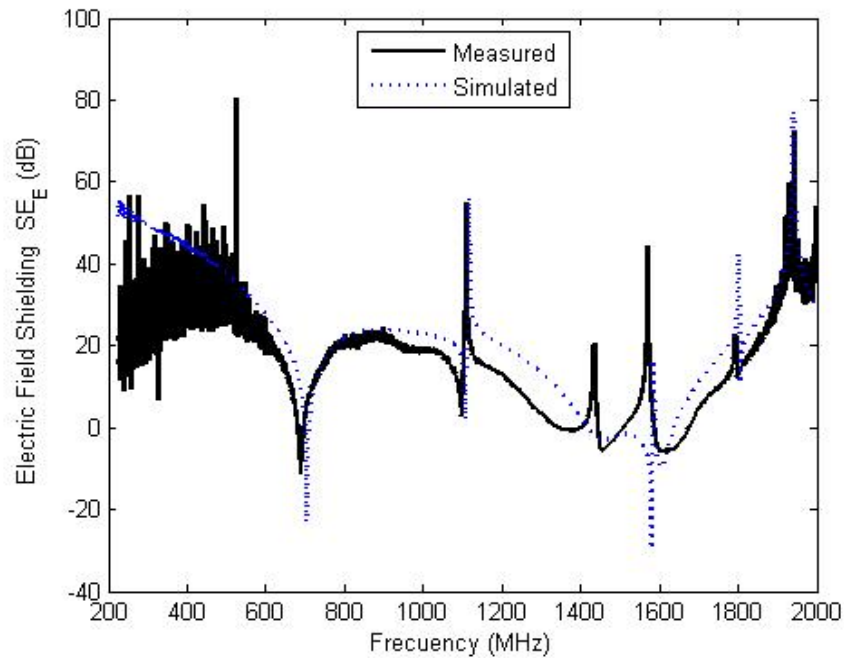
To obtain the time domain representation with the VNA a time-domain conversion has been used (Rohde and Schwarz) using a Han window.

### 2. Results

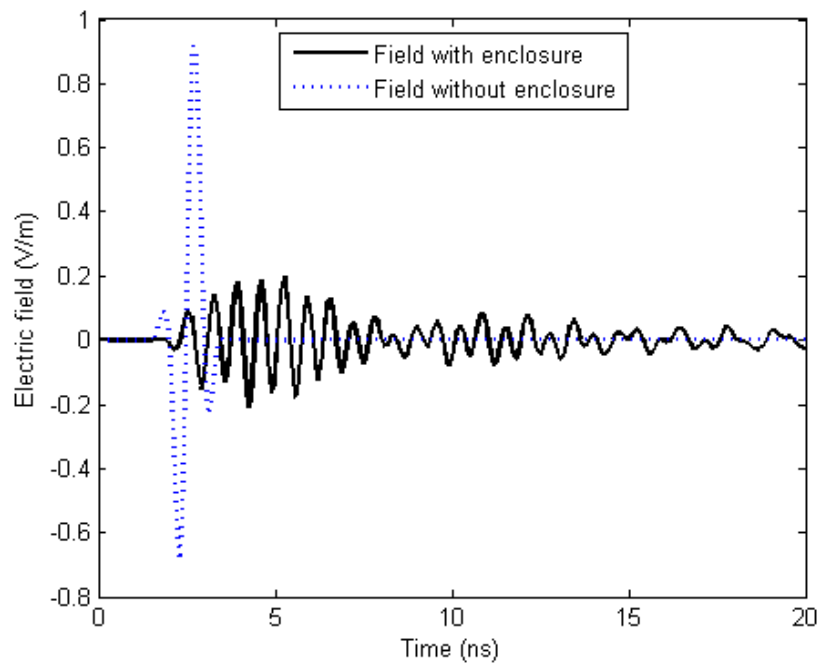
In Figure 2 the traditional definition of SE (IEEE, 1997) has been used to represent the SE as a function of frequency. As seen there are minima values associated with the enclosure resonances and the aperture dimensions. This representation makes difficult to compare different size enclosures with different size apertures.

In Figures 3 and 4 time-domain electric fields with CST are presented for an excitation plane wave signal in the 30 MHz to 2 GHz range. In Figure 3 the field levels are lower for the case with enclosure.

In Figure 4 the electric fields received at the observation point are compared in the time domain when rectangular aperture dimensions are  $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm}$  and  $10 \text{ cm} \times 8 \text{ cm}$ . As expected a narrower aperture provides lower field levels.



**Figure 2.** Electric shielding effectiveness in the frequency domain obtained with CST and the results from laboratory measurements with  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  aperture.



**Figure 3.** Time domain electric field values at  $(x, y, z) = (0, 0, 0)$  with and without shielding with  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm}$  aperture.

As an intermediate step, to finally assess the SE of the energy density in the time-domain, the integral of the vectorial product module  $|\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)|$  is studied with the integration time in Figure 5 where the value of the product is much higher for the simulation without enclosure than with enclosure at the initial times. The bandwidth for Figure 5 is from 30 MHz to 2 GHz.

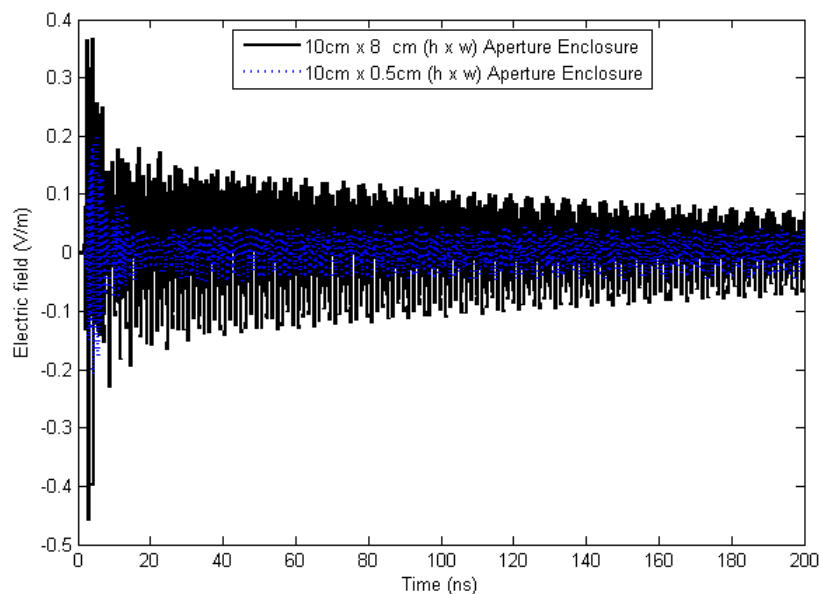


Figure 4. Transient electric fields with 10 cm × 8 cm and 10 cm × 0.5 cm rectangular apertures.

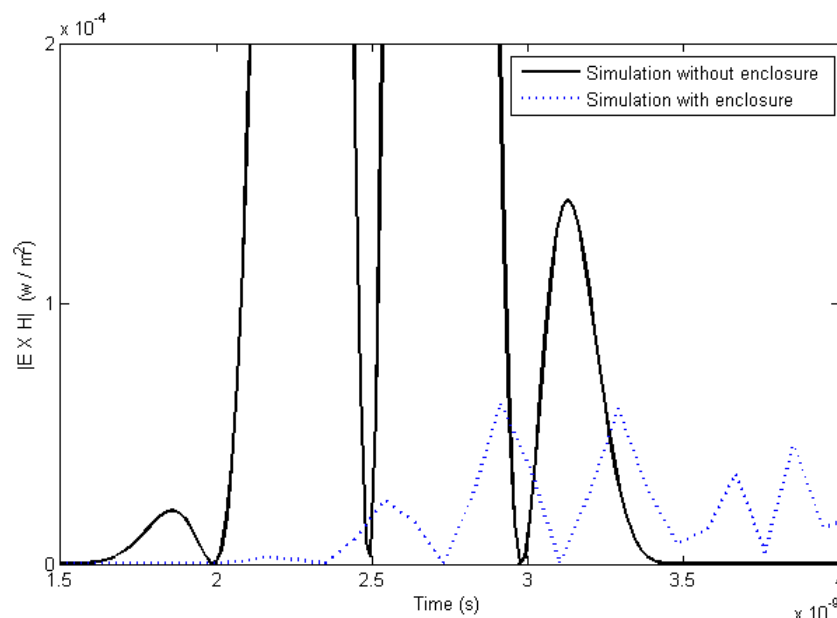
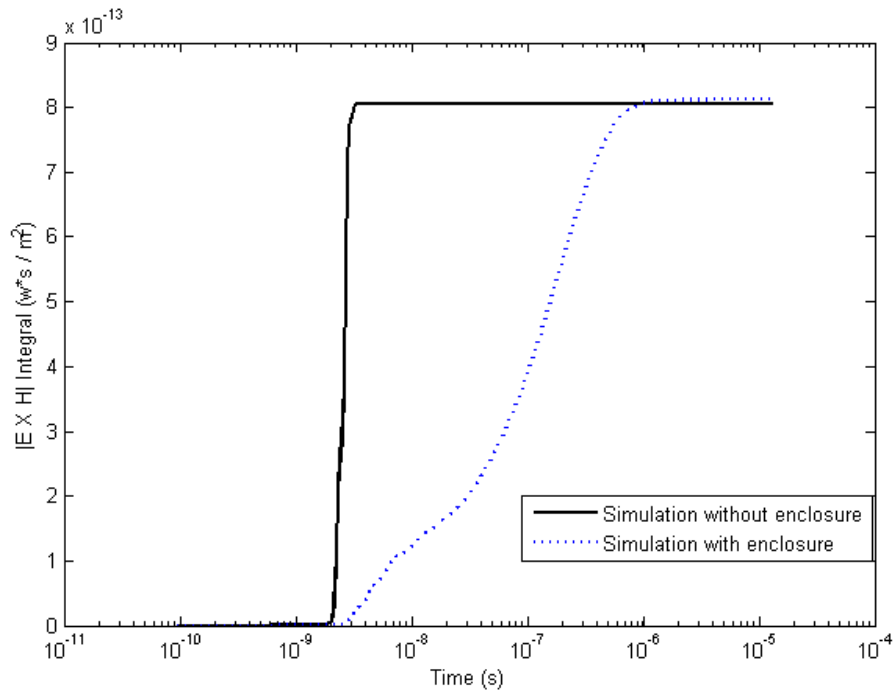


Figure 5.  $|\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)|$  value with a plane-wave in the time-domain using CST at  $(x, y, z) = (0, 0, 0)$ .

In Figure 6 the value of the integral in (5) is reported for the same bandwidth as in Figure 5. As can be seen this parameter is stabilized in time for the simulation without enclosure before

than for the simulation with the enclosure. We must therefore ensure that our integration limits in numerical integration mostly satisfy the requirements to provide valid results. As seen in Figure 6 a stable value is reached for both simulations with and without enclosure at about 1  $\mu$ s.

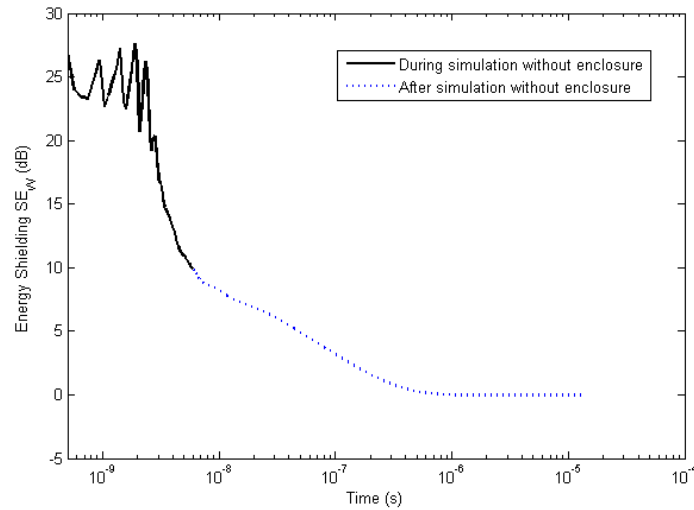


**Figure 6.** Comparison of energy caused by the plane wave over time with and without shielding using CST the observation point at coordinates  $(x, y, z) = (0,0,0)$ .

Figure 7 shows the energy SE time intervals for different regions for the same set up as for Figure 6. First it has to be pointed out that for less than 1 ns time values the result is not relevant since the plane wave has not yet been emitted and therefore the value is meaningless, rather corresponding to residual values. The value of shielding effectiveness of the calculated energy density corresponds to a range of 1 to 5.849 ns for the vacuum simulation, while goes up to 360ns for the enclosure simulation. Therefore, it is worth noting how this value can vary depending on the selected time interval.

In Table I a comparison between the maximum peak reduction SE measured and simulated results for electric ( $SE_{E\_PR}$  (dB)) and magnetic ( $SE_{H\_PR}$  (dB)) fields is provided. Then, the energy reduction SE measured and simulated results ( $SE_{ER}$  (dB)) were derived, as shown in Table I with 10 cm  $\times$  0.5 cm aperture and several ranges from 30MHz to 0.5, 1, 1.5 and 2 GHz. Both results measured and simulated agree reasonably well.

PARAMETERS STABILIZATION FOR THE TIME-DOMAIN SHIELDING EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES IN PRESENCE OF PLANE WAVE



**Figure 7.** Energy density SE with time with the observation point at the coordinates  $(x, y, z) = (0, 0, 0)$  and aperture  $10\text{cm} \times 0.5\text{ cm}$ .

Frequency 30MHz to	SE <sub>E_PR</sub> (dB)		SE <sub>H_PR</sub> (dB)		SE <sub>ER_m</sub> (dB)	
	Measured	Simulat.	Measured	Simulat.	Measured	Simulat.
0.5 GHz	56.8	50.1	50.7	45.4	50.1	49.3
1 GHz	28.0	26.6	35.6	35.0	27.7	13.0
1.5 GHz	25.5	21.8	15.8	19.7	10.6	1.2
2 GHz	13.4	13.2	12.8	15.3	7.4	0.0

**Table 1.** Peak and Energy reduction parameters for a  $10 \times 0.5\text{ cm}^2$  aperture for different frequency bandwidths.

The selected parameters: peak reduction electric (SE<sub>E\_PR</sub> (dB)) and magnetic (SE<sub>H\_PR</sub> (dB)) fields SE and the energy density (SE<sub>w</sub> (dB)) SE when varying sequentially the dimensions of the aperture are obtained.

Tables 2, 3, and 4 show the CST simulated results for a bandwidth from 30 MHz to 1 GHz, and heights and widths ranging from zero to the maximum value of the enclosure with steps of 2 and 3 cm, respectively.

Table 2 may be useful since it indicates for what apertures an electric SE is obtained (SE<sub>E\_PR</sub> (dB) > 0), and for what apertures it is not (SE<sub>E\_PR</sub> (dB) < 0). Respectively, Table 3 is useful as indicated to know for what apertures a magnetic SE is obtained (SE<sub>H\_PR</sub> (dB) > 0), and for what apertures it is not (SE<sub>H\_PR</sub> (dB) < 0), although in this case all of them are meaningful.

Table 4 indicates for what apertures the final energy density SE is obtained (SE<sub>w</sub> (dB) > 0), and what apertures it is not (SE<sub>w</sub> (dB) < 0). A unique SE value represents the behavior of a specific enclosure and direct comparisons can be made with other shields to select the best in a determined bandwidth. For all the three indicators and this particular case, a direct relationship between the aperture size and the SE value is reported. The influence of the resonances is diminished because this value depends on a frequency bandwidth.

**PARAMETERS STABILIZATION FOR THE TIME-DOMAIN SHIELDING EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES IN PRESENCE OF PLANE WAVE**

---

$l$ [cm]	$w$ [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>53.9</b>	<b>48.4</b>	<b>45.4</b>	<b>43.1</b>	<b>41.4</b>	40.1
6	$\infty$	<b>34.0</b>	<b>29.0</b>	<b>26.2</b>	<b>24.1</b>	<b>22.6</b>	21.5
9	$\infty$	<b>22.8</b>	<b>18.4</b>	<b>15.9</b>	<b>14.2</b>	<b>12.9</b>	11.7
12	$\infty$	<b>14.2</b>	<b>10.3</b>	<b>8.0</b>	<b>6.6</b>	<b>5.6</b>	4.9
15	$\infty$	<b>6.2</b>	<b>3.1</b>	<b>1.6</b>	<b>0.8</b>	<b>0.3</b>	-0.1
18	$\infty$	<b>0</b>	-1.7	-2.5	-2.8	-3.0	-3.3
21	$\infty$	-3.1	-4.1	-4.4	-4.8	-5.0	-5.1
24	$\infty$	-4.0	-4.8	-5.4	-5.8	-6.0	-6.0
27	$\infty$	-3.8	-5.2	-5.8	-6.2	-6.3	-6.4
30	$\infty$	-3.7	-5.1	-5.8	-6.2	-6.4	-6.5

**Table 1.**  $SE_{E\_PR}$  (dB) as a Function of the Aperture Dimensions ( $w$  is width and  $l$  is length)

$l$ [cm]	$w$ [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>62.5</b>	<b>57.2</b>	<b>54.3</b>	<b>52.2</b>	<b>50.6</b>	<b>48.8</b>
6	$\infty$	<b>42.6</b>	<b>37.7</b>	<b>34.9</b>	<b>33.0</b>	<b>31.6</b>	<b>30.3</b>
9	$\infty$	<b>31.5</b>	<b>27.0</b>	<b>24.5</b>	<b>22.8</b>	<b>21.6</b>	<b>20.8</b>
12	$\infty$	<b>23.7</b>	<b>19.3</b>	<b>17.5</b>	<b>15.9</b>	<b>14.9</b>	<b>14.3</b>
15	$\infty$	<b>16.1</b>	<b>13.4</b>	<b>12.1</b>	<b>11.0</b>	<b>10.2</b>	<b>9.7</b>
18	$\infty$	<b>11.5</b>	<b>9.7</b>	<b>8.6</b>	<b>7.7</b>	<b>7.1</b>	<b>6.7</b>
21	$\infty$	<b>9.1</b>	<b>7.5</b>	<b>6.3</b>	<b>5.5</b>	<b>5.0</b>	<b>4.7</b>
24	$\infty$	<b>7.9</b>	<b>5.8</b>	<b>4.7</b>	<b>4.0</b>	<b>3.6</b>	<b>3.3</b>
27	$\infty$	<b>6.7</b>	<b>4.7</b>	<b>3.7</b>	<b>3.0</b>	<b>2.6</b>	<b>2.4</b>
30	$\infty$	<b>5.9</b>	<b>4.0</b>	<b>3.0</b>	<b>2.4</b>	<b>2.0</b>	<b>1.8</b>

**Table 2.**  $SE_{H\_PR}$  (dB) in Function of the Aperture Dimensions ( $w$  is width and  $l$  is length)

## PARAMETERS STABILIZATION FOR THE TIME-DOMAIN SHIELDING EFFECTIVENESS OF ENCLOSURES IN PRESENCE OF PLANE WAVE

---

$l$ [cm]	$w$ [cm]						
	0	2	4	6	8	10	12
0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
3	$\infty$	<b>33.7</b>	<b>28.1</b>	<b>25.1</b>	<b>22.9</b>	<b>21.3</b>	<b>20.2</b>
6	$\infty$	<b>15.4</b>	<b>13.1</b>	<b>11.9</b>	<b>11.0</b>	<b>10.2</b>	<b>9.6</b>
9	$\infty$	<b>11.3</b>	<b>9.3</b>	<b>8.0</b>	<b>7.0</b>	<b>6.2</b>	<b>5.6</b>
12	$\infty$	<b>8.0</b>	<b>5.7</b>	<b>4.4</b>	<b>3.5</b>	<b>2.8</b>	<b>2.3</b>
15	$\infty$	<b>4.0</b>	<b>2.2</b>	<b>1.2</b>	<b>0.5</b>	-0.0	-0.4
18	$\infty$	<b>0.9</b>	-0.3	-1.0	-1.6	-1.9	-2.2
21	$\infty$	-0.9	-1.8	-2.4	-2.7	-2.9	-3.1
24	$\infty$	-1.9	-2.6	-3.0	-3.3	-3.6	-3.8
27	$\infty$	-2.4	-3.0	-3.4	-3.7	-3.9	-4.1
30	$\infty$	-2.6	-3.2	-3.6	-3.9	-4.1	-4.3

**Table 1.** SE<sub>w</sub> (dB) in Function of the Aperture Dimensions ( $w$  is width and  $l$  is length).

### 1. Conclusion

FD SE indicator may be difficult to use to select a shielding structure for a particular application, a study based on the excitation of a plane wave in the time domain was implemented in laboratory as well as with CST Microwave Studio. Several comparisons between measured and simulated results proved the system accuracy and stability.

The influence of the validity of the results when discretizing an infinite integral to obtain the values of SE has been studied. Care must be taken when choosing the integration limits.

Frequency results show resonances associated to the enclosure and aperture dimensions and time-domain results provide a unique value for a frequency bandwidth that allows a direct comparison between different enclosures, apertures and locations easily.

In order to show the results of the time-domain SE parameters against a plane wave excitation, a sequentially modified aperture for the enclosure was simulated with the following conclusions: the three selected parameters show different SE solutions and consequently, if a unique solution is required, (i.e. specific aperture dimensions, for a minimum SE for each parameter,) it is necessary to intersect the valid solutions sets of each three parameters.

### References

- Araneo, R. and Celozzi, S. (2013) "Toward a Definition of Shielding Effectiveness in the Time Domain", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 5-9, Denver, CO, USA
- Araneo, R., Celozzi, S., Tatematsu, A., and Rachidi, F. (2015) "Time-Domain Analysis of Building Shielding Against Lightning Electromagnetic Fields", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 57, No. 3.



- Celozzi, S. and Araneo, R. (2013) "TD-Shielding Effectiveness of Enclosures in Presence of ESD", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2013)*, Brugge, Belgium.
- Celozzi, S. and Araneo, R. (2014) "Alternative Definitions for the Time-Domain Shielding Effectiveness of Enclosures," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 56, No. 2.
- García-Pérez, L.G., Lozano-Guerrero, A.J., Blázquez-Ruiz, J.M., Valenzuela-Valdés, J.F., Monzó-Cabrera, J., Fayos-Fernández, J., and Díaz-Morcillo, A. (2016) "Time-domain shielding effectiveness of enclosures against a plane wave excitation", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.-, no. -, pp. - - -. DOI: 10.1109/TEMPC.2016.2627080. IEEE Early Access Articles.
- Georgakopoulos, S. V., Birtcher, C. R., and Balanis, C. A. (2001) "HIRF penetration through apertures: FDTD versus measurements", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.43, no. 3, pp. 282–294.
- IEEE Standard 299-1997 for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures*, (1997).
- Lozano-Guerrero, A. J., Diaz-Morcillo, A., Balbastre-Tejedor, J. V., Nuño, L., Calvo-Ruiz, A. B. and Pitarch Portero, J. (2005) "Damping of Resonances in a metallic enclosure through conductive polymers", *European Microwave Conference*, Paris, France.
- Lozano-Guerrero, A. J., Diaz-Morcillo, A., and Balbastre-Tejedor, J.V. (2007) "Resonance suppression in enclosures with a metally-lossy dielectric layer by means of genetic algorithms", *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Hawaii, USA.
- Robinson, M. P., Benson, T. M., Christopoulos, C., Dawson, J. F., Ganley, M. C., Marvin, A. C., Porter, S. J., and Thomas, D. W. P. (1998) "Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol 40, pp. 240–247.
- Rohde and Schwarz, "*R&S®ZVA / R&S®ZVB / R&S® ZVT Vector Network Analyzers Operating Manual*", 1145.1084.12 - 18
- Thomas, D. W. P., Denton, A. C., Konefal, T., Benson, T., Christopoulos, C., Dawson, J. F., Marvin, A. C., Porter, S. J., and Sewell, P. (2001) "Model of the electromagnetic fields inside a cuboidal enclosure populated with conducting planes or printed circuit boards", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.43, no. 2, pp. 161–169.