

**ESTUDIO DE MODELOS MULTIFÍSICOS
PARA LA SIMULACIÓN HOLÍSTICA Y
CONCURRENTE DE CIRCUITOS IMPRESOS**

TESIS PRESENTADA POR

JUAN JESÚS LUNA RODRÍGUEZ

PARA LA OBTENCIÓN DEL
GRADO DE DOCTOR



Universidad de Córdoba

- Mayo de 2011 -

TITULO: *Estudio de modelos multifísicos para la simulación holística y concurrente de circuitos impresos*

AUTOR: *Juan Jesús Luna Rodríguez*

© Edita: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Córdoba. 2011
Campus de Rabanales
Ctra. Nacional IV, Km. 396 A
14071 Córdoba

www.uco.es/publicaciones
publicaciones@uco.es

ISBN-13: 978-84-694-5928-7



Universidad de Córdoba

ESTUDIO DE MODELOS MULTIFÍSICOS
PARA LA SIMULACIÓN HOLÍSTICA Y
CONCURRENTE DE CIRCUITOS IMPRESOS

por

Juan Jesús Luna Rodríguez

Departamento de Arquitectura de Computadores, Electrónica y Tecnología Electrónica

Departamento de Física Aplicada

Departamento de Ingeniería Eléctrica



TÍTULO DE LA TESIS: Estudio de Modelos Multifísicos para la Simulación Holística y Concurrente de Circuitos Impresos

DOCTORANDO/A: Juan Jesús Luna Rodríguez

INFORME RAZONADO DEL/DE LOS DIRECTOR/ES DE LA TESIS

El doctorando D. Juan Jesús Luna Rodríguez ha realizado satisfactoriamente y en los plazos previstos, el trabajo de investigación que se presenta en esta memoria de Tesis: **Estudio de Modelos Multifísicos para la Simulación Holística y Concurrente de Circuitos Impresos**.

En ella el doctorando ha realizado un exhaustivo análisis de los fundamentos teóricos de los fenómenos reales (térmicos y electromagnéticos) que tienen lugar en los circuitos eléctricos y electrónicos y que afectan al comportamiento de los mismos. En base a dicho estudio, ha desarrollado un completo software para el modelado multifísico de dichos fenómenos y ha simulado y validado, posteriormente, el comportamiento global de diferentes circuitos, verificando el correcto comportamiento tanto de los modelos propuestos como del software implementado.

Fruto de este trabajo se han presentado las siguientes contribuciones a Congresos y artículos en revistas científicas indexadas:

- J.J. Luna-Rodríguez, D. Tocados-Castro, M. Varo-Martínez, P. Martínez-Jiménez, V. Barranco-López. *Simul-Therm: A MATLAB/Simulink Blockset of Thermal Modelling and Simulation for Engineering Education*. International Journal of Engineering Education, Vol. 26 (5): 1275-1284 Sp. Iss. SI 2010.
- P. Martínez Jiménez, J.J. Luna Rodríguez, M. Varo-Martínez, C. García, G. Pedrós-Pérez, P. Pérez, J. Catero. *Development of Physics and Electronic Virtual Laboratories in a Web Learning Management System*. 2nd International Conference on Technology-Enhanced Learning, ICTEL-2010. 29-31 July, 2010 – Athens, Greece.
- J.J. Luna-Rodríguez, R. Martín-Díaz, M. Hernández-Igüeño, M. Varo-Martínez, V. Barranco-López, P. Martínez-Jiménez, and Antonio Moreno-Muñoz. *Simul-EMI II: An Application to Simulate Electric and Magnetic Phenomena in PCB Designs*. The 23rd International Conference on Industrial, Engineering & Other Applications of Applied Intelligent Systems, IEA/AIE 2010. 1 - 4 June - Córdoba, Spain.
- J.J. Luna-Rodríguez, I.P. Santiago-Chiquero, J.I. Garrido-Pacha, J.A. Alvarez-Ruiz, M. Varo-Martínez, P. Martínez-Jiménez. *A didactic Test System for Thermal Characterization of Electric and Electronic Devices*. The 7th International Conference on Education and Information Systems, Technologies and Applications: EISTA 2009. July 10th - 13th, 2009 – Orlando, Florida, USA.

Se incluyen copias de dichas publicaciones en los anexos finales de la presente memoria.

Por todo ello, se autoriza la presentación de la tesis doctoral.

Córdoba, 17 de Mayo de 2011

Firma del/de los director/es

Fdo.: Pilar Martínez Jiménez

Fdo.: Vicente Barranco López

Fdo.: Marta Varo Martínez

*Para dominar la naturaleza
primero hay que obedecerla.*

Sir Francis Bacon

DEDICATORIA:

A todos los que me han querido bien..., alguna vez.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

ÍNDICE DE CONTENIDOS.....	i
ÍNDICE DE FIGURAS	vii
ÍNDICE DE TABLAS	xix
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 INGENIERÍA CONCURRENTE Y REALIDAD MULTIFÍSICA DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS.....	4
1.2 NATURALEZA HOLÍSTICA DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS.....	7
1.3 INTERÉS Y OPORTUNIDAD DEL TRABAJO	9
CAPÍTULO 2 OBJETIVOS.....	13
CAPÍTULO 3 MODELADO TÉRMICO DE CIRCUITOS IMPRESOS.....	17
3.1 FUNDAMENTOS DE LA TRANSFERENCIA DE CALOR.....	20
3.1.1 Fundamentos de la Conducción Térmica Unidireccional.....	20
3.1.2 Fundamentos de la Convección Térmica Unidireccional	23
3.1.3 Fundamentos de la Radiación Térmica Unidireccional.....	28
3.2 ANTECEDENTES.....	32
3.2.1 Modelos Térmicos Numéricos.....	32
3.2.2 Modelos Térmicos Compactos	34
3.3 METODOLOGÍA	38
3.4 MODELADO TÉRMICO PARA LA CONDUCCIÓN UNIDIRECCIONAL	45
3.4.1 Modelo para la Conducción en una Placa Rectangular	48
3.4.2 Modelo para la Conducción Radial de un Cilindro Hueco.....	51
3.4.3 Modelo para la Conducción Axial de un Tronco-Cono Hueco.....	54
3.4.4 Descripción Completa de la Librería de Conducción.....	57
3.5 MODELADO TÉRMICO PARA LA CONVECCIÓN UNIDIRECCIONAL	67

3.5.1	Modelado Térmico para la Convección Natural.....	68
3.5.1.1	Modelo para la convección natural de una placa circular en horizontal.....	73
3.5.1.2	Modelo para la convección natural de un tronco de cono en vertical.....	76
3.5.1.3	Modelo para la convección natural de un prisma hexagonal en vertical.....	79
3.5.1.4	Descripción completa de la Librería de Convección Natural.....	82
3.5.2	Modelado Térmico para la Convección Forzada.....	92
3.5.2.1	Modelo para la convección forzada de aceite refrigerante en un conducto.....	97
3.5.2.2	Modelo para la convección forzada de una placa trapezoidal.....	100
3.5.2.3	Modelo para la convección forzada de un cono.....	103
3.5.2.4	Descripción completa de la Librería de Convección Forzada.....	106
3.6	MODELADO TÉRMICO PARA LA RADIACIÓN UNIDIRECCIONAL.....	116
3.6.1	Modelo para la Radiación Térmica de una Placa Pentagonal	119
3.6.2	Modelo para la radiación térmica de un prisma pentagonal.....	122
3.6.3	Modelo para la radiación térmica de un cilindro.....	125
3.6.4	Descripción completa de la Librería de Radiación.....	128
3.7	MODELADO TÉRMICO PARA LA TRANSFERENCIA MULTIDIRECCIONAL.....	134
3.7.1	Modelo para la Transferencia Multidireccional en un Nodo Térmico de 1 entrada y 2 salidas.....	137
3.7.2	Modelo para la Transferencia Multidireccional en un Nodo Térmico de 1 entrada y 3 salidas.....	140
3.7.3	Descripción completa de la Librería Multidireccional.....	143
3.8	CARACTERIZACIÓN TÉRMICA DE LOS MATERIALES.....	146
3.9	VISUALIZACIÓN DE MAPAS TÉRMICOS 3D.....	150
3.9.1	Descripción del Visualizador de Mapas Térmicos 3D.....	152
3.9.2	Protocolo de Datos para la Visualización de Mapas Térmicos 3D.....	155
3.9.3	Ejemplo de Aplicación Práctica.....	157
3.10	INTEGRACIÓN DE LAS LIBRERÍAS DE MODELOS TÉRMICOS EN EL ENTORNO SIMULINK.....	161

3.10.1	Librería de Conducción	162
3.10.2	Librerías de Convección.....	163
3.10.2.1	Librería de convección natural.....	164
3.10.2.2	Librería de convección forzada	165
3.10.3	Librería de Radiación	166
3.10.4	Librería Multidireccional	167
3.10.5	Librería de Mapas Térmicos 3D	168
3.10.6	Librería de Bloques de Uso Frecuente.....	168
3.11	APLICABILIDAD DE LOS MODELOS TÉRMICOS.....	170
3.11.1	Discusión sobre los Límites de Aplicación de los Modelos	170
3.11.2	Aplicación al Modelado Térmico Unidireccional de Dispositivos	172
3.11.3	Aplicación al Modelado Térmico Multidireccional de Dispositivos	176
3.12	VALIDACIÓN.....	181
3.12.1	Experiencia con Disipador Térmico Modelado mediante el Software Comercial QFin	182
3.12.2	Experiencia con Disipador Térmico Real.....	186
3.12.3	Discusión y Valoración de los Resultados	190
3.13	CONCLUSIONES.....	192

CAPÍTULO 4 MODELADO ELECTROMAGNÉTICO DE CIRCUITOS IMPRESOS.....197

4.1	FUNDAMENTOS DE LOS FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS.....	200
4.1.1	Fundamentos de la Diafonía	201
4.1.1.1	Tipos de Diafonía.....	202
4.1.1.2	Reglas de Diseño para la Diafonía	204
4.1.2	Fundamentos de las Reflexiones de Señal	205
4.1.2.1	Origen y Control de las Reflexiones	205
4.1.2.2	Reglas de Diseño para las Reflexiones	208
4.1.3	Fundamentos de la Estabilidad en la Alimentación	209
4.1.3.1	Distribución de las Pistas de Alimentación en Circuitos Multicapa.....	210
4.1.3.2	Distribución de las Pistas de Alimentación en Circuitos Bicapa	211

4.1.3.3	Reglas de Diseño para la Estabilidad en la Alimentación .	213
4.2	ANTECEDENTES	215
4.2.1	Modelos Electromagnéticos Numéricos.....	215
4.2.2	Modelos Electromagnéticos Circuitales	219
4.2.2.1	Modelado de Líneas de Transmisión	222
4.2.2.2	Parámetros Característicos de una Línea de Transmisión	225
4.2.2.3	Cálculo de la Impedancia Característica	227
4.2.2.4	Definición y cálculo del Coeficiente de Propagación	228
4.2.3	Técnicas de Simulación Electromagnética.....	230
4.3	METODOLOGÍA	233
4.4	MODELADO DE PROPIEDADES ELECTROMAGNÉTICAS....	238
4.4.1	Modelo Circuitual de la Resistencia Eléctrica	238
4.4.2	Modelo Circuitual de la Inductancia	240
4.4.3	Modelo Circuitual de la Capacidad Eléctrica.....	241
4.4.4	Modelos Circuitales de los Nudos de Conexión	243
4.5	MODELADO ELECTROMAGNÉTICO DE COMPONENTES ..	249
4.5.1	Modelos de Componentes Activos.....	249
4.5.1.1	Modelo de una fuente de señal con impedancia RL	249
4.5.1.2	Modelo de una fuente de señal con impedancia R.....	250
4.5.2	Modelos de Componentes Pasivos.....	251
4.5.2.1	Modelos de Resistencias	252
4.5.2.2	Modelos de Condensadores.....	259
4.5.2.3	Modelos de Inductancias.....	262
4.5.3	Modelos de los Nudos de Conexión Reales.....	267
4.6	MODELADO ELECTROMAGNÉTICO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO	271
4.6.1	Modelos de las Pistas de Conexión.....	271
4.6.1.1	Cálculo de la Resistencia.....	273
4.6.1.2	Cálculo de la Inductancia.....	281
4.6.2	Modelos de Acoplamiento entre Pistas.....	288
4.6.2.1	Acoplamiento Capacitivo	288
4.6.2.2	Acoplamiento Inductivo.....	293
4.6.3	Modelos de las Áreas de Soldadura	295

4.6.3.1	Cálculo de la Resistencia y la Inductancia.....	295
4.6.3.2	Consideraciones Geométricas sobre las Áreas de Soldadura	298
4.6.4	Modelos de Taladros Metalizados	299
4.6.4.1	Cálculo de la Resistencia, Capacidad e Inductancia	299
4.6.4.2	Consideraciones Prácticas sobre las Vias Multicapa.....	302
4.7	MODELIZACIÓN AUTOMATIZADA DE CIRCUITOS IMPRESOS.....	304
4.7.1	Obtención de los Datos Geométricos del Conexionado.....	306
4.7.1.1	Matriz de Coordenadas.....	308
4.7.1.2	Visor Gerber.....	309
4.7.2	Cálculo de Separaciones entre Conductores.....	310
4.7.3	Cálculo Parámétrico de Impedancias.....	313
4.7.4	Obtención del Circuito Esquemático Equivalente.....	315
4.8	APLICABILIDAD DE LOS MODELOS ELECTROMAGNÉTICOS.....	319
4.9	VALIDACIÓN.....	321
4.9.1	Experiencia con Circuito Modelado mediante Simul-EMI	321
4.9.2	Experiencia con Circuito Modelado Automáticamente mediante Simul-EMI II	329
4.9.3	Discusión y Valoración de los Resultados	333
4.10	CONCLUSIONES.....	335
CAPÍTULO 5 APLICACIONES		339
5.1	APLICACIONES CIENTÍFICO-TÉCNICAS	341
5.1.1	Investigación y Desarrollo de Sistemas Heatpipe.....	341
5.1.2	Diseño de Circuitos Monolíticos de Microondas para Potencia	342
5.2	APLICACIONES DOCENTES	344
CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS.....		351
6.1	CONCLUSIONES RESPECTO AL MODELADO TÉRMICO.....	352
6.2	CONCLUSIONES RESPECTO AL MODELADO ELECTROMAGNÉTICO	356
6.3	PERSPECTIVAS DE FUTURO.....	359

BIBLIOGRAFÍA	361
---------------------------	------------

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Número</i>	<i>Página</i>
Figura 1. Tarjeta gráfica con bus ISA para un PC comercial.....	1
Figura 2. Ciclo de desarrollo de un circuito electrónico.....	2
Figura 3. Aspectos que concurren en el funcionamiento de una PCI.....	5
Figura 4. Visión holística de un circuito impreso.....	7
Figura 5. Ejemplo de modificaciones en el modelo electromagnético de un circuito tras su implementación sobre una PCI.....	9
Figura 6. Esquema general del entorno de modelado y simulación multifísica.....	15
Figura 7. Mecanismo básico de transferencia del calor.....	18
Figura 8. Esquema de la transferencia de calor unidireccional por conducción.....	21
Figura 9. Esquema de la transferencia de calor unidireccional por convección.....	25
Figura 10. Capa límite de la convección natural en una placa vertical.....	26
Figura 11. Esquema de la transferencia de calor por radiación.....	29
Figura 12. Potencia emitida por un radiador ideal en función de su temperatura.....	30
Figura 13. Modelado y simulación térmica FEM de un componente electrónico.....	32
Figura 14. Topologías de los MTC de dos resistencias (izquierda) y DELPHI (derecha).....	34
Figura 15. Esquema metodológico del entorno de modelado y simulación térmicos.....	42
Figura 16. Arquitectura de las librerías de transferencia térmica.....	46
Figura 17. Modelo SIMULINK para la transferencia unidireccional de calor por conducción en un cuerpo simple.....	47
Figura 18. Subsistema de suministro de datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.....	48
Figura 19. Icono para la conducción axial en una placa rectangular.....	49
Figura 20. Máscara para el modelo de conducción axial en una placa rectangular.....	50
Figura 21. Aplicación del modelo de conducción axial en una placa rectangular.....	51

Figura 22. Diseño del icono para la conducción radial de un cilindro hueco.	52
Figura 23. Máscara para el modelo de conducción radial de un cilindro hueco.	53
Figura 24. Aplicación del modelo de conducción radial en un cilindro hueco.	54
Figura 25. Diseño del icono para la conducción axial de un tronco cono hueco.	55
Figura 26. Máscara para el modelo de conducción axial de un tronco cono hueco.	56
Figura 27. Aplicación del modelo de conducción axial en un tronco cono hueco.	57
Figura 28. Modelo SIMULINK para la convección natural unidireccional.	70
Figura 29. Subsistema que calcula la distancia de transición del flujo laminar a turbulento.	71
Figura 30. Subsistema que calcula el coeficiente de transferencia térmica laminar.	71
Figura 31. Subsistema que determina el coeficiente de transferencia térmica turbulenta.	71
Figura 32. Subsistema de suministro de datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.	72
Figura 33. Diseño del icono para la convección natural de una placa circular en horizontal.	74
Figura 34. Máscara del modelo de convección natural de una placa circular en horizontal.	74
Figura 35. Aplicación del modelo de convección natural en una placa circular en horizontal.	75
Figura 36. Diseño del icono para la convección natural de un tronco de cono en vertical.	77
Figura 37. Máscara del modelo de convección natural de un tronco de cono en vertical.	77
Figura 38. Aplicación del modelo de convección natural en un tronco cono.	78
Figura 39. Diseño del icono para la convección natural de un prisma hexagonal.	80
Figura 40. Máscara para el modelo de convección natural de un prisma hexagonal.	80
Figura 41. Aplicación del modelo de convección natural en un prisma hexagonal.	81

Figura 42. Modelo SIMULINK para la convección forzada de fluidos encerrados.	93
Figura 43. Modelo SIMULINK para la convección forzada de fluidos libres.	95
Figura 44. Subsistema que determina el coeficiente de transferencia térmica.....	95
Figura 45. Subsistema en el cual se obtiene el valor de x_{tr} para cada instante de simulación.....	96
Figura 46. Subsistema que genera los datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.....	97
Figura 47. Diseño del icono para la convección forzada de aceite en un conducto.....	98
Figura 48. Máscara del modelo de convección forzada con aceite refrigerante en un conducto.....	99
Figura 49. Aplicación del modelo de convección forzada con aceite en un conducto.....	100
Figura 50. Diseño del icono para la convección forzada de una placa trapezoidal.....	102
Figura 51. Máscara del modelo de convección forzada con aire en una placa trapezoidal.....	102
Figura 52. Aplicación del modelo de convección forzada en una placa trapezoidal.....	103
Figura 53. Diseño del icono para la convección forzada de un cono regular.....	105
Figura 54. Máscara del modelo de convección forzada con aire de un cono.....	105
Figura 55. Aplicación del modelo de convección forzada en un cono regular.....	106
Figura 56. Modelo SIMULINK para la radiación térmica unidireccional.....	117
Figura 57. Subsistema de suministro de datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.....	118
Figura 58. Icono para la radiación térmica de una placa pentagonal.....	120
Figura 59. Máscara para el modelo de radiación térmica en una placa pentagonal.....	120
Figura 60. Aplicación del modelo de radiación térmica en una placa pentagonal.....	121
Figura 61. Icono para la radiación térmica de un prisma pentagonal.....	123
Figura 62. Máscara para el modelo de radiación térmica de un prisma pentagonal.....	123

Figura 63. Aplicación del modelo de radiación térmica en un prisma pentagonal.....	124
Figura 64. Icono para la radiación térmica de un cilindro regular.....	126
Figura 65. Máscara para el modelo de radiación térmica de un cilindro.....	126
Figura 66. Aplicación del modelo de radiación térmica en un cilindro.....	127
Figura 67. Ejemplo de transferencia de calor multidireccional.....	134
Figura 68. Modelo SIMULINK para la transferencia multidireccional de calor.....	136
Figura 69. Subsistema de suministro de datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.....	136
Figura 70. Modelo SIMULINK para la transferencia multidireccional de calor en un nodo con 1 entrada y 2 salidas.....	138
Figura 71. Diseño del icono para un nodo de 1 entrada y 2 salidas.....	138
Figura 72. Máscara para el modelo de nodo térmico con 1 entrada y 2 salidas.....	139
Figura 73. Aplicación del modelo de un nodo térmico de 1 entrada y 2 salidas.....	139
Figura 74. Modelo SIMULINK para la transferencia multidireccional de calor en un nodo con 1 entrada y 3 salidas.....	141
Figura 75. Diseño del icono para un nodo de 1 entrada y 3 salidas.....	141
Figura 76. Máscara para el modelo de nodo térmico con 1 entrada y 3 salidas.....	142
Figura 77. Aplicación del modelo de un nodo térmico de 1 entrada y 3 salidas.....	142
Figura 78. Integración de la base de datos de materiales mediante ficheros ASCII.....	147
Figura 79. Inserción de la base de datos en las máscaras de parámetros.....	148
Figura 80. Modelado 3D de un componente electrónico.....	150
Figura 81. Implementación en SIMULINK del simulador de mapas térmicos 3D.....	152
Figura 82. Máscara del bloque Simulador de Mapas Térmicos 3D.....	153
Figura 83. Diagrama de flujo para la visualización de mapas térmicos tridimensionales.....	155
Figura 84. Modelo térmico de un cuerpo complejo.....	158
Figura 85. Mapa térmico 3D del modelo.....	159
Figura 86. Interfaz principal del entorno de modelado y simulación térmica.....	161
Figura 87. Librería de conducción térmica unidireccional.....	162

Figura 88. Interfaz gráfica de la librería de convección térmica.....	163
Figura 89. Librería de convección natural unidireccional.....	164
Figura 90. Librería de convección forzada unidireccional.....	165
Figura 91. Librería de radiación térmica unidireccional.....	166
Figura 92. Librería de transferencia multidireccional.....	167
Figura 93. Librería para la visualización de mapas térmicos en 3D.....	168
Figura 94. Librería de bloques de uso frecuente.....	169
Figura 95. Esquema térmico equivalente de un tiristor con disipador.....	173
Figura 96. Modelo térmico del tiristor implementado en SIMULINK.....	175
Figura 97. Curvas de las temperaturas del tiristor obtenidas en la simulación.....	176
Figura 98. Interconexionado de las entradas y salidas de los bloques.....	177
Figura 99. Dispositivo heterogéneo sometido a procesos de multidireccionalidad térmica.....	178
Figura 100. Modelo del dispositivo heterogéneo sometido a multidireccionalidad térmica.....	179
Figura 101. Disipador térmico de aluminio modelado en QFin.....	182
Figura 102. Informe de características del modelo de disipador y condiciones de simulación.....	183
Figura 103. Informe preliminar de la simulación obtenida con QFin.....	183
Figura 104. Mapa térmico tridimensional de la simulación ofrecido por QFin.....	184
Figura 105. Disipador térmico de aluminio modelado en Simul-Therm.....	185
Figura 106. Gráfica de la temperatura en la zona más caliente del disipador.....	185
Figura 107. Mapa térmico tridimensional de la simulación ofrecido por Simul-Therm.....	186
Figura 108. Fotografía del disipador de calor de aluminio sometido a ensayo.....	187
Figura 109. Modelo del disipador de aluminio real implementado en Simul-Therm.....	187
Figura 110. Gráficas de las temperaturas alcanzadas en la zona más caliente.....	188
Figura 111. Mapa térmico 3D obtenido tras la simulación en Simul- Therm.....	188
Figura 112. Fotografías de la preparación del disipador para el experimento.....	189

Figura 113. Fotografía del experimento (izquierda) y termografía del disipador (derecha).....	189
Figura 114. Onda electromagnética creada a partir de un campo eléctrico y otro magnético.....	197
Figura 115. Transición entre regiones de campo cercano y campo lejano.	198
Figura 116. Diafonía capacitiva (izquierda) y diafonía inductiva (derecha).	202
Figura 117. Topologías típicas para la diafonía en una PCI.	203
Figura 118. Fenómeno de reflexión múltiple en una línea de transmisión mal adaptada.....	206
Figura 119. Cuatro formas de cambiar la dirección del trazado de una pista.	207
Figura 120. Formas de distribuir los planos de alimentación en una PCI multicapa.	210
Figura 121. Condensadores cerámicos para el desacoplo de circuitos integrados.....	211
Figura 122. Formas de distribuir la alimentación en una PCI bicapa.	212
Figura 123. Placa de circuito impreso de 2 capas con malla de masa maciza.	213
Figura 124. Modelado y simulación electromagnética por FEM de un circuito electrónico.....	216
Figura 125. Celda ortonormal de Yee.....	218
Figura 126. Medios de conexionado para la transmisión de datos.....	223
Figura 127. Estructura de transmisión típica en parámetros concentrados.	224
Figura 128. Modelo circuital equivalente de una línea de transmisión.	225
Figura 129. Medida de la impedancia característica de una línea de transmisión.	226
Figura 130. Segmento unitario de una línea de transmisión continua.	229
Figura 131. Modelo simple de una resistencia ideal en serie.	238
Figura 132. Modelo completo de una resistencia ideal en serie.....	239
Figura 133. Bloque SIMULINK de una resistencia ideal en serie.....	239
Figura 134. Modelo simple de una resistencia ideal en paralelo.	239
Figura 135. Modelo completo de una resistencia ideal en paralelo.....	240
Figura 136. Bloque SIMULINK de una resistencia ideal en paralelo.....	240
Figura 137. Modelo de una inductancia ideal en serie.	240
Figura 138. Bloque SIMULINK de una inductancia ideal en serie.	241
Figura 139. Modelo de una inductancia ideal en paralelo.	241

Figura 140. Bloque SIMULINK™ de una inductancia ideal en paralelo.	241
Figura 141. Modelo de una capacidad eléctrica ideal en serie.....	242
Figura 142. Bloque SIMULINK™ de un condensador ideal en serie.....	242
Figura 143. Modelo de una capacidad eléctrica ideal en paralelo.....	243
Figura 144. Bloque SIMULINK™ de un condensador ideal en paralelo.....	243
Figura 145. Ejemplo de nudo para resistencia.....	244
Figura 146. Modelo de un nudo para resistencia ideal.....	244
Figura 147. Bloque SIMULINK de un nudo R ideal.....	245
Figura 148. Ejemplo de nudo para condensador.....	246
Figura 149. Modelo de un nudo para condensador ideal.....	246
Figura 150. Bloque SIMULINK de un nudo C ideal.....	247
Figura 151. Ejemplo de nudo para inductancia.....	247
Figura 152. Modelo de un nudo para inductancia ideal.....	248
Figura 153. Bloque SIMULINK de un nudo L ideal.....	248
Figura 154. Circuito con una fuente y un potencial de referencia.....	249
Figura 155. Modelo de una fuente con impedancia RL.....	250
Figura 156. Bloque SIMULINK y máscara para la fuente RL.....	250
Figura 157. Modelo de una fuente con impedancia R.....	251
Figura 158. Bloque SIMULINK y máscara para la fuente R.....	251
Figura 159. Circuito equivalente de una resistencia de composición de carbón.....	253
Figura 160. Modelo de resistencia de composición de carbón en serie.....	253
Figura 161. Bloque SIMULINK y máscara para una resistencia de carbón en serie.....	254
Figura 162. Modelo de una resistencia de composición de carbón en paralelo.....	254
Figura 163. Bloque SIMULINK y máscara para una resistencia de carbón en paralelo.....	255
Figura 164. Circuito equivalente de una resistencia de hilo bobinado.....	255
Figura 165. Modelo de una resistencia de hilo bobinado en serie.....	256
Figura 166. Bloque SIMULINK y máscara para resistencia de hilo bobinado en serie.....	256
Figura 167. Modelo de una resistencia de hilo bobinado en paralelo.....	257
Figura 168. Bloque SIMULINK y máscara para resistencia de hilo bobinado en paralelo.....	257

Figura 169. Modelo de resistencia de capa metálica en serie.....	258
Figura 170. Bloque SIMULINK y máscara para una resistencia de capa metálica en serie.....	258
Figura 171. Modelo de una resistencia de capa metálica en paralelo.....	259
Figura 172. Bloque SIMULINK y máscara para resistencia de capa metálica en paralelo.....	259
Figura 173. Circuito equivalente para un condensador.....	260
Figura 174. Modelo de un condensador cerámico real en serie.....	261
Figura 175. Bloque SIMULINK y máscara para un condensador cerámico real en serie.....	261
Figura 176. Modelo de un condensador cerámico real en paralelo.....	262
Figura 177. Bloque SIMULINK y máscara para condensador cerámico real en paralelo.	262
Figura 178. Circuito equivalente para una inductancia con núcleo de aire.....	263
Figura 179. Bloque SIMULINK y máscara para bobina con núcleo de aire en serie.	263
Figura 180. Bloque SIMULINK y máscara para bobina con núcleo de aire en paralelo.	264
Figura 181. Circuito equivalente para una bobina con núcleo magnético.	264
Figura 182. Modelo de una bobina con núcleo magnético en serie.....	265
Figura 183. Bloque SIMULINK y máscara para bobina con núcleo magnético en serie.....	266
Figura 184. Modelo de una bobina con núcleo magnético en paralelo.....	266
Figura 185. Bloque SIMULINK y máscara para bobina con núcleo magnético en paralelo.....	267
Figura 186. Modelo de un nudo para resistencia de carbón.....	268
Figura 187. Modelo de un nudo para resistencia de hilo bobinado.....	268
Figura 188. Modelo de un nudo para Condensador.....	269
Figura 189. Modelo de un nudo para bobina con núcleo de aire.....	269
Figura 190. Modelo de un nudo para bobina con núcleo magnético.	270
Figura 191. Pistas en un circuito impreso.	271
Figura 192. Circuito equivalente de una pista.	272
Figura 193. Bloque SIMULINK y máscara para una pista en serie.	272
Figura 194. Bloque SIMULINK y máscara para una pista en paralelo.	273
Figura 195. Parámetros dimensionales de una pista de una PCI.....	274

Figura 196. Factor de multiplicación para la resistencia en función de la temperatura.	275
Figura 197. Tres pistas de cobre con retorno común.	276
Figura 198. Densidad de corriente en el camino de retorno de tres pistas próximas.	278
Figura 199. Profundidad Skin para una pista de cobre a 25 °C y 75 °C.....	279
Figura 200. Resistencia de bucle para pistas stripline y microstrip.	280
Figura 201. Líneas de campo magnético en stripline.	282
Figura 202. Microstrip conectada a una fuente y una carga.	286
Figura 203. Esquema equivalente de una línea microstrip.	286
Figura 204. Respuesta ideal y real de la corriente en una línea microstrip.	287
Figura 205. Acoplo capacitivo entre dos pistas paralelas de una misma capa.....	290
Figura 206. Cálculo gráfico de la capacidad entre pistas paralelas de la misma capa.....	290
Figura 207. Circuito equivalente para el acoplo capacitivo entre pistas.....	291
Figura 208. Bloque SIMULINK y máscara para el acoplo capacitivo.....	291
Figura 209. Capacidad mutua entre tres conductores paralelos.	292
Figura 210. Inducción mutua de las pistas de un circuito impreso.....	293
Figura 211. Circuito equivalente para el acoplo inductivo entre pistas.....	294
Figura 212. Bloque SIMULINK y máscara para el acoplo inductivo.....	294
Figura 213. Resistencia eléctrica de un área de soldadura o pad.	296
Figura 214. Inductancia de un pad con taladro metalizado.	296
Figura 215. Bloque SIMULINK y máscara para un pad en serie.....	297
Figura 216. Bloque SIMULINK y máscara para un pad en paralelo.....	297
Figura 217. Estructura física de un taladro metalizado.....	300
Figura 218. Estructura física de una VIA o paso de cara.	300
Figura 219. Bloque SIMULINK y máscara para una via.	301
Figura 220. Etapas en el proceso de desarrollo de un circuito electrónico.....	305
Figura 221. Etapas en el desarrollo de un circuito con herramienta de modelado EM.....	305
Figura 222. Imagen del circuito definido por el archivo Gerber de la Tabla 10.	307
Figura 223. Descomposición y visualización por tramos de un archivo Gerber.....	310

Figura 224. Estudio de la Capacidad mutua vs. distancia entre pistas ($w = 0.01''$).	312
Figura 225. Asignación de nudos por cada tramo de un archivo Gerber.	315
Figura 226. Programa contenido en el fichero generador de informes "posicionpines.rgf".	316
Figura 227. Informe obtenido con el fichero generador de informes "posicionpines.rgf".	317
Figura 228. Circuito simple y su netlist antes y después de usar Simul-EMI II.	318
Figura 229. Esquema del circuito divisor de tensión de prueba.	322
Figura 230. Circuito impreso del divisor de tensión de prueba con un mal diseño.	322
Figura 231. Modelo del circuito divisor de tensión de prueba en SIMULINK.	324
Figura 232. Circuito equivalente del divisor de tensión en Orcad PSPICE.	325
Figura 233. Circuito divisor de tensión de prueba diseñado en CADSTAR.	326
Figura 234. Postproceso del circuito de prueba para el sistema LPKF.	326
Figura 235. Respuesta obtenida por simulación del circuito de prueba en SIMULINK.	327
Figura 236. Respuesta obtenida por simulación del circuito de prueba en PSPICE.	328
Figura 237. Respuesta obtenida por ensayo del circuito impreso real.	328
Figura 238. Divisor de tensión en placa de circuito impreso mal diseñada.	329
Figura 239. Señal senoidal de amplitud 5Vpp y frecuencia 10MHz sin Simul-EMI II.	332
Figura 240. Señal senoidal de amplitud 5Vpp y frecuencia 10MHz con Simul-EMI II.	332
Figura 241. Señal senoidal de amplitud 5Vpp y frecuencia 10MHz en laboratorio.	332
Figura 242. Principio de funcionamiento de los sistemas heatpipes.	341
Figura 243. Dispositivo heatpipe comercial.	342
Figura 244. Circuito Integrado de Microondas de GaAs para 2-18GHz.	343
Figura 246. Media de puntuación de cada parámetro.	347
Figura 247. Distribución de frecuencias por ítem evaluado.	348
Figura 248. Porcentajes por ítem evaluado.	348

Figura 249. Porcentaje medio de los diferentes niveles de satisfacción del usuario.....	349
---	-----

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Número</i>	<i>Página</i>
Tabla 1.- Órdenes de magnitud del coeficiente de transferencia de calor por convección medio.	27
Tabla 2. Modelos de la librería de conducción térmica unidireccional.	58
Tabla 3. Valores de las constantes asociadas al flujo laminar y turbulento.	69
Tabla 4. Modelos de la librería de convección natural unidireccional.....	82
Tabla 5. Modelos simples de la librería de convección forzada unidireccional.....	107
Tabla 6. Modelos simples de la librería de radiación térmica unidireccional.....	128
Tabla 7. Modelos simples de la librería multidireccional.	143
Tabla 8. Estructura de los datos almacenados en el archivo “simulador.mat”.....	156
Tabla 9. Resistividad y coeficiente de temperatura de algunos metales comunes.....	275
Tabla 10. Ejemplo de archivo Gerber y explicación de los parámetros más importantes.....	306
Tabla 11. Ejemplo de matriz de coordenadas de una pista.....	309
Tabla 12. Modelos matemáticos para el cálculo de los parámetros de impedancias.....	313
Tabla 13. Net-list sin SIMULEMI II / net-list con SIMULEMI II.....	330

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN

Desde los comienzos de la Electrónica moderna, a mediados del siglo pasado, hemos asistido a una imparable evolución tecnológica en todas las vertientes de esta ciencia/ingeniería, desde los materiales y componentes hasta los equipos y sistemas electrónicos, pasando por las distintas tecnologías de circuitos.

La placa de circuito impreso (PCI) es la tecnología de conexionado más importante en el campo de los circuitos electrónicos, la cual sirve también como soporte de los numerosos componentes y dispositivos que forman parte de ellos. En la placa se colocan los componentes distribuidos de forma ordenada por una o por las dos caras y quedan interconectados eléctricamente a través de delgadas pistas de cobre ^[1]. En la Figura 1 se muestra un ejemplo representativo.



Figura 1. Tarjeta gráfica con bus ISA para un PC comercial.

La tendencia a aumentar la densidad de conexionado hace más crítica la separación y el trazado de las capas de pistas en las PCI. Actualmente existen

componentes de muy alta escala de integración con varios cientos de conexiones, que requieren un espacio importante en la placa y éste es cada vez más escaso, como se observa en la Figura 1, debido a las necesidades de miniaturización [2]. En definitiva, la evolución general de las distintas tecnologías de circuitos electrónicos, nos lleva a que los diseños de última generación sean de dimensiones más reducidas e integren más funciones que los modelos anteriores.

La industria electrónica actual se encuentra pues inmersa en un contexto de mercado altamente complejo; por un lado, a los productos electrónicos se les exige mayor grado de funcionalidad, prestaciones, calidad y fiabilidad, pero por otro, los tiempos de desarrollo se acortan vertiginosamente, buscando la oportunidad de anticiparse a la competencia [3]. Estas demandas sólo pueden ser satisfechas incorporando las nuevas tecnologías a las herramientas y entornos de trabajo utilizados en el desarrollo de los circuitos electrónicos, especialmente durante las fases de diseño, reduciendo así el número de iteraciones o realimentaciones (*feedbacks*) típicos entre las distintas fases del proceso.

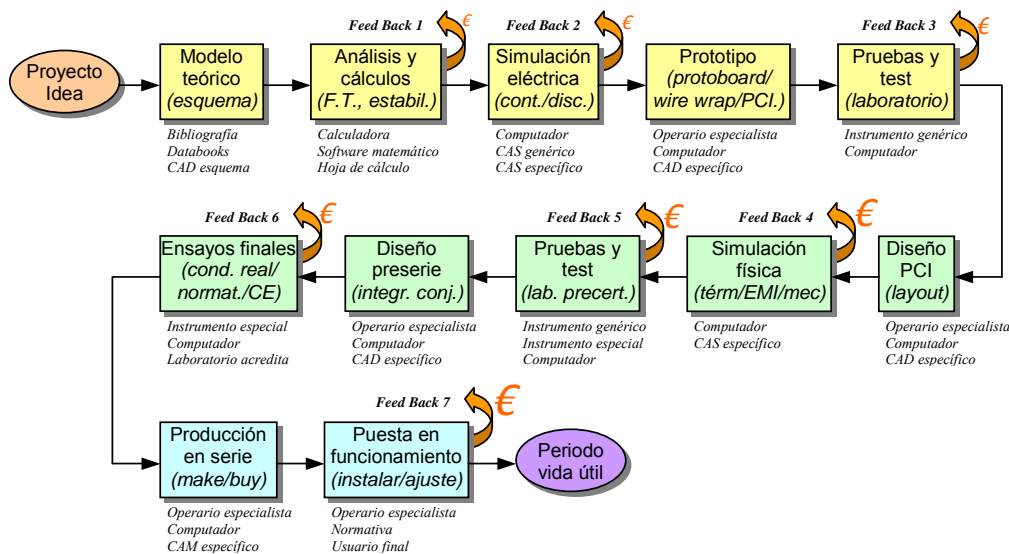


Figura 2. Ciclo de desarrollo de un circuito electrónico.

En la Figura 2 se muestran gráficamente las fases de desarrollo típicas por las que en la actualidad pasa un circuito electrónico, que en la mayoría de ocasiones es implementado sobre la tecnología de circuito impreso. Puede observarse que se trata de un proceso secuencial e iterativo, en el que los fallos detectados en determinadas fases obligan a revisar las soluciones adoptadas en las fases anteriores. Se produce así un *feedback* múltiple en un número indeterminado de ocasiones, que depende principalmente de la pericia de los diseñadores y de las

bondades de las herramientas empleadas. Obviamente, el coste de cada iteración es mayor cuanto más avanzada sea la fase en la que se produce.

En la práctica, la probabilidad de que surjan fallos o deficiencias durante el desarrollo de un circuito es bastante alta y se debe fundamentalmente a que los circuitos electrónicos modernos, como hemos dicho anteriormente, son conjuntos muy complejos. Esto es debido a que aglutinan un gran número de componentes con una enorme diversidad de formas, naturalezas, tecnologías y características, que introducen fuertes limitaciones en su utilización y modifican de forma considerable su funcionamiento real; a esto hay que añadir que se encuentran conectados entre sí mediante decenas, cientos e incluso miles de conexiones (pistas de cobre), *vias* (pasos de cara) y soldaduras mediante *pads*, que van a alterar el comportamiento del circuito previsto con conexiones ideales.

1.1 INGENIERÍA CONCURRENTE Y REALIDAD MULTIFÍSICA DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS

La definición más universalmente aceptada para la “ingeniería concurrente” es la del informe R-338 de la IDA (*Institute for Defense Analysis*), publicado en el verano de 1986. En él se define la ingeniería concurrente, como un esfuerzo sistemático para un diseño integrado y global del producto, así como para su correspondiente proceso de fabricación y para el periodo de servicio ^[4]. Por tanto, pretende que los equipos de desarrollo tengan en cuenta desde el principio, todos los elementos, factores y aspectos que pueden afectar al producto final, desde el diseño conceptual hasta su retirada, incluyendo necesidades de los usuarios, coste, calidad y fiabilidad.

Queda claro que la ingeniería concurrente sustituye el clásico entorno de trabajo secuencial de los distintos departamentos, por un trabajo en paralelo o simultáneo de todos, en equipo, a partir del momento en que se inicia el proceso de desarrollo. Como consecuencia, la ingeniería concurrente es un enfoque más moderno que incorpora nuevas concepciones y metodologías en la gestión de proyectos, especialmente en el trabajo de diseño: DFF (diseño para la función), DFM (diseño para la fabricación), DFMT (diseño para el mantenimiento), etc. ^[5]

En este nuevo “modo de trabajo” se utilizan una gran variedad de técnicas y metodologías, que pueden agruparse en cuatro líneas de actuación.

1. **Organización:** equipos de trabajo multifuncionales y pluridisciplinarios para el desarrollo de proyectos, cambiando la organización funcional jerárquica por grupos de trabajo, que utilizan técnicas de trabajo en equipo y un lenguaje común que elimine las barreras de las especialidades.
2. **Comunicación:** disponibilidad de las mismas fuentes de información para los distintos componentes del equipo, mediante bases de datos comunes de fácil acceso. Los entornos de trabajo asistidos por ordenadores en red, *Computer-Aided Design* (CAD), *Computer-Aided Engineering* (CAE) o *Computer-Aided Manufacturing* (CAM) suelen ser una excelente plataforma para este fin.
3. **Especificación:** lo que era una simple relación de parámetros técnicos de diseño, ha pasado a ser un conjunto de atributos que debe tener el producto para satisfacer las necesidades propias.
4. **Desarrollo del producto:** para conseguir los objetivos de productividad, calidad, coste y funcionalidad, se parte de la especificación del producto y se inicia la búsqueda de soluciones, empleando diversas técnicas.

- En el diseño físico del proyecto se utilizarán técnicas de análisis y simulación disponibles, en general dentro del software CAE.
- Para conseguir la fabricación a un mínimo coste se utilizan técnicas de DFM y DFA, diseño para la fabricación y para el montaje.
- Para asegurar la calidad técnica, se construyen prototipos, se realizan ensayos en laboratorio y se usan técnicas de envejecimiento acelerado.

Es precisamente en este último grupo de estrategias donde toma especial importancia la posibilidad de simular la realidad multifísica de los circuitos impresos, pues en ellos existe una concurrencia de varios fenómenos y aspectos que deben ser tomados en consideración desde las fases iniciales de diseño, en consonancia con el enfoque global y finalista de la ingeniería concurrente.

La mayoría de los dispositivos alojados en una PCI son soportados mecánicamente por las soldaduras, que junto a la propia placa constituyen una estructura mecánica estable, pero sometida a vibraciones, choques, fatiga, etc. ^[6] Además, durante el funcionamiento del circuito se libera calor, que puede provocar elevaciones de temperatura en puntos vitales y alterar las características de funcionamiento de los componentes, así como la fiabilidad del conjunto. A esto hay que añadir los problemas relacionados con la compatibilidad electromagnética (CEM), teniendo en cuenta que los fenómenos interferentes son difíciles de predecir con los métodos clásicos de la teoría de circuitos, ni con los modelos funcionales de los componentes utilizados en la simulación, que normalmente sólo son válidos para la baja frecuencia ^[7].

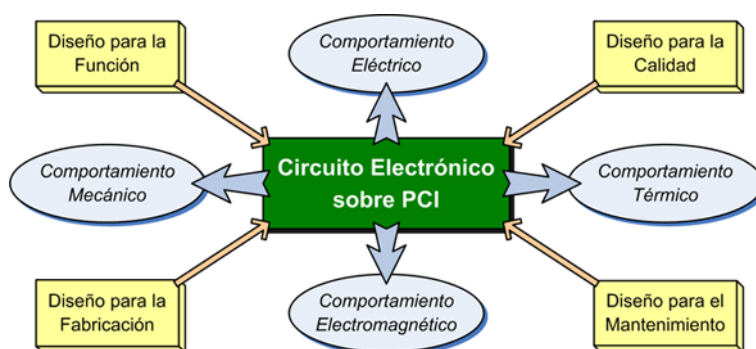


Figura 3. Aspectos que concurren en el funcionamiento de una PCI.

En la Figura 3 se representa gráficamente la idea que se viene exponiendo, en la que fenómenos de distinta naturaleza se producen de forma simultánea durante el normal funcionamiento de un circuito electrónico montado sobre PCI.

Los problemas de índole mecánica, las transferencias caloríficas y los aspectos relacionados con la CEM, entre otros, pueden llegar a determinar en gran medida el buen o mal funcionamiento del circuito, junto con el comportamiento eléctrico de los componentes y la placa, que suele ser el aspecto menos problemático. De ahí la importancia de poder anticiparse durante el diseño al comportamiento real de circuito impreso una vez fabricado.

1.2 NATURALEZA HOLÍSTICA DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS

Lo que se conoce como holismo no es otra cosa que una cadena constructiva en la que la asociación de los elementos más simples da lugar a otros elementos más complejos y éstos, a su vez, se agrupan para dar lugar a otros elementos de un nivel de complejidad mayor aún. El mundo de los seres vivos, la biosfera, constituye tal vez el mejor paradigma de este concepto.

Un circuito impreso es un conjunto de naturaleza holística, en tanto en cuanto está formado por una asociación de elementos (pistas, soldaduras, aislantes, etc.) y dispositivos (resistencias, transistores, circuitos integrados, etc.), cuyas características determinan su comportamiento eléctrico, térmico, mecánico, etc.; a su vez, los elementos y dispositivos que componen el circuito impreso están constituidos por otros elementos más simples, materiales diversos cuya geometría y propiedades físicas imponen las características de aquellos ^[8]. En la Figura 4 puede verse esta realidad holística de los circuitos impresos.



Figura 4. Visión holística de un circuito impreso.

En el nivel más alto observamos varios ejemplos de circuitos (tarjeta gráfica para PC) y subconjuntos (módulo o fuente de alimentación para PC), que ejemplarizan el resultado final de un proyecto electrónico. Los componentes que forman parte de un circuito, p. ej., circuitos integrados, resistencias, conectores, etc., constituyen el nivel intermedio y sus características deben estar de acuerdo con los requerimientos del circuito electrónico al que pertenecen. Por último, el nivel más bajo alberga a todos los materiales empleados en la construcción de los anteriores, con sus dimensiones, disposición y procesos específicos ^[3], como se

observa en la Figura 4: la red cristalina de un semiconductor dopado, un hilo de oro correspondiente al conexionado interno de un CI y un taladro metalizado de cobre (para una *via* o un *pad*) de una placa de circuito impreso multicapa.

El enfoque holístico durante el desarrollo de circuitos impresos constituye actualmente una opción poco habitual en los entornos CAE, ya que este concepto implica trabajar con modelos compatibles entre diferentes niveles de realización, que permitan llevar a cabo una buena aproximación a la realidad física de las PCIs. Para ello sería necesario disponer de herramientas con modelos a nivel de materiales, como primer nivel de realización (incluyendo sus propiedades físicas), modelos a nivel de componentes, como una estructura múltiple de materiales, y, por último, modelos a nivel de circuitos o subconjuntos, como un compendio organizado de diversos componentes.

1.3 INTERÉS Y OPORTUNIDAD DEL TRABAJO

Toda la problemática descrita en los epígrafes anteriores pone de manifiesto que los diseñadores de circuitos electrónicos actualmente sólo disponen de soluciones parciales, basadas en aplicaciones *software* conocidas como *Computer-Aided Design* (CAD), *Computer-Aided Simulation* (CAS), *Computer-Aided Engineering* (CAE) o *Electronic Design Automation* (EDA), entre las que destacan aquellas que permiten simular eléctricamente un circuito esquemático a nivel teórico (PSPICE™ de Cadence, Multisim™ de National Instruments o Proteus™ de Labcenter Electronics) y que utilizan modelos de componentes relativamente aproximados a la realidad, pero sin tener en cuenta los demás aspectos (térmico, electromagnético, mecánico, etc.) íntimamente ligados a los diferentes fenómenos físicos que tienen lugar en el circuito real de forma simultánea.

Sin embargo, cuando se diseña el circuito sobre una PCI (a nivel físico) implícitamente se están modificando sus características y su comportamiento eléctrico teórico, aunque no se desee. El circuito como entidad multifísica, tendrá ahora un comportamiento de conjunto sujeto a problemas de índole mecánica, térmica, electromagnética, etc., interrelacionadas que van a alterar de forma considerable el funcionamiento eléctrico esperado, aunque el diseño electrónico sea perfecto teóricamente.

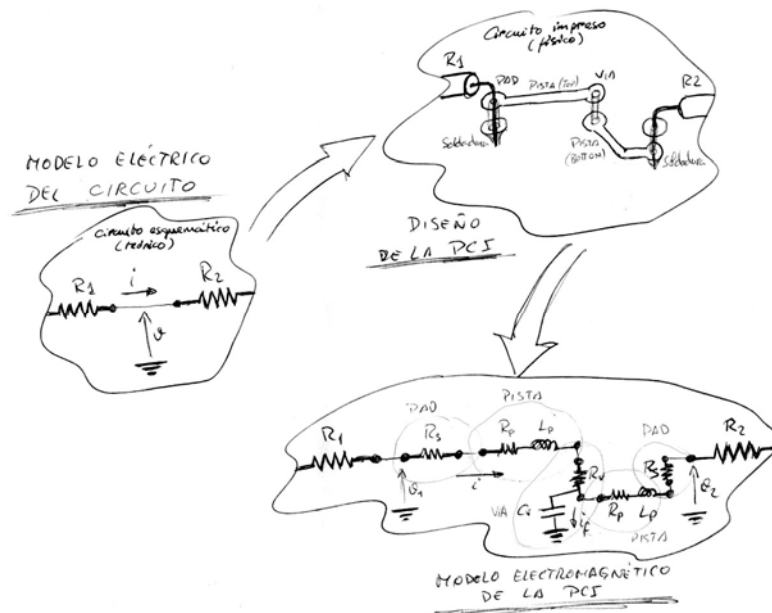


Figura 5. Ejemplo de modificaciones en el modelo electromagnético de un circuito tras su implementación sobre una PCI.

En la Figura 5 se ilustra, a modo de ejemplo, la forma en que una simple conexión entre dos resistencias, tratada como ideal durante la simulación del circuito esquemático, se transforma en un complejo modelo electromagnético asociado a la conexión real en la PCI.

Es cierto que para el análisis del comportamiento térmico y electromagnético de circuitos electrónicos sobre PCI existen paquetes de *software* comercial que permiten su modelado y simulación, como FloTHERM™ de *Mentor Graphics* o Icepak™ de *ANSYS*, para el análisis térmico, y EEsof-EDA™ de *Agilent Technologies* o SI-Verify™ / EMC-Adviser™ de *Zuken*, para el análisis electromagnético. Sin embargo éstos presentan graves inconvenientes:

- En la mayoría de los casos son entornos independientes unos de otros con grandes deficiencias de compatibilidad. Esto obliga a los diseñadores a “repetir” el diseño físico en cada una de las aplicaciones de simulación.
- La inversión económica necesaria para su adquisición puede llegar a ser prohibitiva para ciertas instituciones o colectivos.
- Suelen ser bastante complejos de manejar y, por consiguiente, su aprendizaje se convierte en una tarea tediosa y de larga duración.
- El modo en el que operan es casi opaco al usuario, ya que están concebidos como una herramienta cerrada. Esto limita seriamente su empleo como herramienta didáctica en la enseñanza de la ingeniería.

El empleo de este tipo de herramientas implica una metodología de trabajo que no encaja del todo con la idea de ingeniería concurrente, ya que una vez dado por bueno el diseño eléctrico de la PCI, se procede a modelarla y simularla, por ejemplo, térmicamente y si no se obtienen los resultados esperados se vuelve a diseñar la PCI tantas veces como sea necesario hasta obtener un comportamiento térmico aceptable. Sin embargo, las repercusiones que tendrán todas las modificaciones hechas sobre el comportamiento electromagnético o mecánico no han sido analizadas ni tenidas en cuenta para la solución final, lo cual suele llevar a una nueva revisión del diseño de la PCI, ahora desde el punto de vista electromagnético o mecánico.

De forma resumida podemos decir que se hace difícil aplicar un enfoque finalista al diseño de los circuitos electrónicos, ya que **no existe una concurrencia real en las fases de simulación** que permita realizar un análisis global del diseño que se pretende llevar a cabo.

Los ingenieros que hacen I+D en entornos profesionales suelen disponer en su trabajo de los últimos avances en *software* de modelado y simulación, ya que las grandes empresas pueden amortizar su coste y tiempo de aprendizaje. Esto les permite afrontar el diseño de los circuitos con un cierto enfoque finalista, que les lleva a dar soluciones compatibles y validables, desde el punto de vista electromagnético, térmico, mecánico, etc.

El panorama es completamente distinto cuando nos trasladamos a los entornos de la pequeña y mediana empresa (PYME) y de la enseñanza, donde la formación de los ingenieros en disciplinas que tratan el diseño de los circuitos, sea cual sea el nivel al que se desarrolla, carece de herramientas adecuadas que permitan llevar a cabo un aprendizaje práctico bajo el prisma de la ingeniería concurrente^[9]. Esto se debe fundamentalmente a dos razones:

1. El software comercial es prácticamente inaccesible a los colectivos docentes, tanto por el coste económico como por su dilatada curva de aprendizaje.
2. Las herramientas de modelado y simulación se desarrollan en entornos cerrados que no permiten labores didácticas sobre los fundamentos.

La utilidad de disponer de modelos abiertos para el estudio dinámico de las transferencias caloríficas, radica en que cualquier dispositivo o instalación incluido en un proyecto de ingeniería o utilizado en una aplicación técnica, está intrínsecamente ligado a fenómenos de generación y transmisión de energía calorífica. En el caso de los dispositivos eléctricos y electrónicos, éstos operan consumiendo una cierta energía eléctrica que se transforma en calorífica por efecto Joule y, además, deben funcionar en determinadas condiciones de entorno sin que se superen las temperaturas internas máximas admisibles

Como consecuencia de todo lo expuesto, se puede afirmar que en la actualidad concurren circunstancias de oportunidad e interés científico, para llevar a cabo el estudio de modelos multifísicos para la simulación holística y concurrente de circuitos impresos de la presente tesis, que permita ser aplicado a proyectos sencillos y a la enseñanza de la ingeniería electrónica.

CAPÍTULO 2 OBJETIVOS

Todos los objetivos planteados para esta tesis se enmarcan dentro de las líneas de investigación en las que los directores y el doctorando llevan trabajando varios años, dentro de sus correspondientes grupos de investigación: “Métodos numéricos aplicados a la resolución de problemas mediante simulación en Ingeniería y Física”, “Ingeniería Eléctrica” y el extinto grupo “DEICA”.

Con el presente trabajo se ha pretendido hacer un estudio sobre la viabilidad del modelado bajo estructuras holísticas para la simulación multifísica de circuitos impresos, que permita reproducir lo más fielmente posible su comportamiento térmico y electromagnético de forma concurrente. A continuación se detallan los diferentes objetivos de forma pormenorizada.

1. Estudio de diferentes modelos para la conducción, convección y radiación térmica en cuerpos simples de composición material homogénea, aplicables a la transmisión de calor unidireccional, así como su implementación en un entorno abierto y flexible como el de MATLAB/SIMULINK.
2. Estudio de técnicas y estrategias para el modelado holístico (con un mínimo de 2 niveles de realización) de cuerpos complejos de composición material heterogénea, a partir de los modelos simples implementados previamente sobre MATLAB/SIMULINK, que permitan la simulación de las transferencias caloríficas multidireccionales características de los circuitos impresos.

3. Estudio de los modelos eléctricos, aplicables tanto a baja como a alta frecuencia, de los diferentes elementos de conexión de una placa de circuito impreso, pistas, áreas de soldadura, taladros metalizados, etc., y su implementación sobre el entorno MATLAB/SIMULINK.
4. Estudio de posibles interfaces de comunicación e integración entre aplicaciones software de simulación que permitan una aproximación al ideal de la simulación multifísica concurrente de circuitos impresos.

De forma general, todos estos estudios y las posibles propuestas surgidas de ellos se han complementado con sus correspondientes análisis de validez, mediante ensayos físicos y/o simulados realizados sobre prototipos y/o modelos que, a modo de probetas, han permitido contrastar los resultados de las pruebas originales realizadas sobre los modelos holísticos desarrollados.

Los objetivos previstos en esta tesis se han materializado en el desarrollo de un entorno de modelado y simulación concurrente sobre MATLAB/SIMULINK. Este entorno se ha aplicado a los componentes y circuitos electrónicos diseñados para su implementación sobre PCI, abarcando tanto el comportamiento electromagnético como el comportamiento térmico y permitiendo reproducir la naturaleza holística y multifísica de los mismos. Para llevarlo a cabo se han tenido en cuenta los siguientes requerimientos iniciales:

- La aplicación o utilidad final de este entorno se dirige a la enseñanza de la ingeniería de los circuitos impresos, como parte fundamental de los equipos electrónicos, y a proyectos profesionales sencillos, por lo que se primarán los criterios didácticos y de simplicidad frente a los de precisión o exactitud de los modelos.
- En los modelos se pondrá de manifiesto la naturaleza holística de los circuitos impresos con un mínimo de dos niveles de realización.
- El entorno para el modelado y la simulación que se pretende desarrollar estará orientado a ofrecer herramientas y librerías abiertas y flexibles para el usuario final al que se dirige este trabajo.
- Para posibilitar el modelado completo de los circuitos impresos se desarrollarán modelos básicos que permitan el modelado tanto de los componentes del circuito como de la PCI.

- Para verificar y validar los modelos se había previsto llevar a cabo algunos ejemplos de aplicación sencillos que permitan contrastar los resultados de las simulaciones con los obtenidos por otros medios.

Para conseguir un entorno de modelado holístico que permita realizar verdaderas simulaciones multifísicas de forma concurrente, ha sido necesario implementar varios subsistemas específicos para cada una de las entidades funcionales del sistema completo. En la Figura 6 se muestra un diagrama de bloques con la estructura del sistema completo, donde se pueden comprobar las funciones de todos los subsistemas que lo componen y sus interrelaciones.

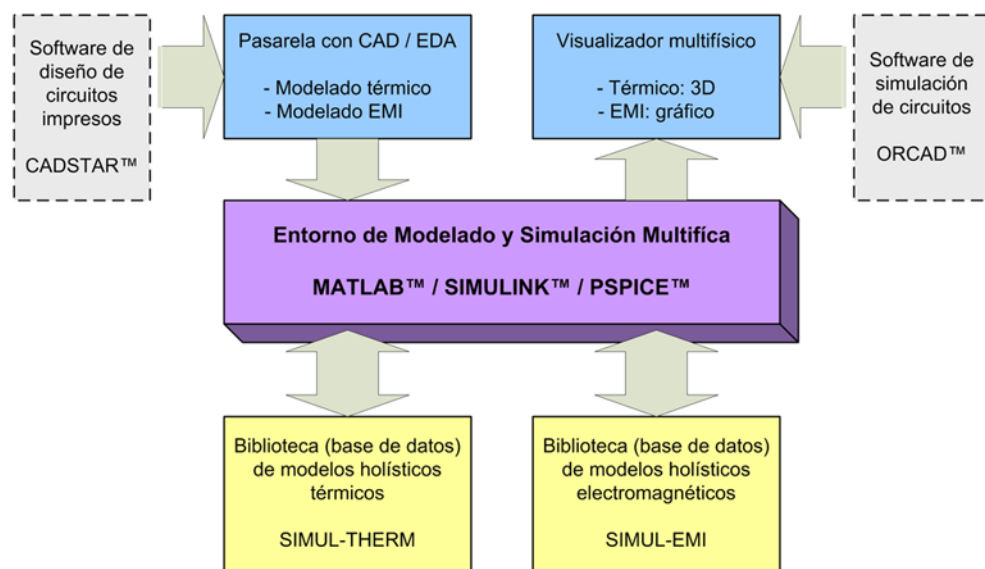


Figura 6. Esquema general del entorno de modelado y simulación multifísica.

En el nivel más bajo del sistema se encuentran las bibliotecas o librerías de modelos (una para cada área física) en forma de bases de datos relacionales, las cuales se encargan de almacenar la información sobre el comportamiento y propiedades físicas para cada uno de los niveles holísticos establecidos. En el contexto de esta tesis se han desarrollado dos bibliotecas, correspondientes a las dos principales áreas físicas que influyen sobre el comportamiento de los circuitos impresos: la de los fenómenos térmicos, que llamamos Simul-Therm, y la de los fenómenos electromagnético, a la que llamamos Simul-EMI.

En el nivel intermedio tenemos el entorno de ejecución de las aplicaciones (nativas o no) necesarias para llevar a cabo las funciones de modelado, las propias simulaciones y la gestión de los datos obtenidos como resultado. Este entorno es proporcionado directamente por la interfaz del *software* de cálculo

numérico MATLAB junto con su herramienta de modelado y simulación por álgebra de bloques SIMULINK y por algunas aplicaciones *ad hoc* desarrolladas mediante su lenguaje nativo.

Finalmente, en el nivel superior se encuentran las funciones que actúan de enlace con los entornos de diseño y simulación específicos de la ingeniería electrónica, las cuales son utilizadas, por un lado, para la extracción/generación automática de modelos a nivel de circuito y, por otro, para la visualización concurrente de las simulaciones multifísicas. Para el desarrollo de estos subsistemas y en el contexto de la presente tesis, se ha utilizado el software CadStar de Zuken, como entorno de diseño, y Pspice de Cadence, como entorno de simulación eléctrica.

CAPÍTULO 3 MODELADO TÉRMICO DE CIRCUITOS IMPRESOS

En la mayoría de los campos de la investigación, dentro de las distintas áreas de la Ciencia, o en cualquier proyecto de aplicación dentro del campo de la Ingeniería, se estudian procesos y se utilizan elementos, más o menos complejos, cuya dinámica de funcionamiento lleva casi siempre aparejados fenómenos de generación y de transferencia de energía térmica.

Entre los casos más típicos de la termodinámica aplicada se encuentran los dispositivos y circuitos electrónicos, por ejemplo un simple cable, una resistencia, un transistor, un circuito integrado, una placa de circuito impreso (PCI), etc., cuando se ponen en funcionamiento. El comportamiento térmico de estos dispositivos es de gran importancia en las aplicaciones de la Ingeniería, pues las pérdidas de potencia (por efecto *Joule* principalmente) y las consiguientes transferencias de calor deben ser estudiadas y analizadas para lograr un adecuado dimensionamiento del dispositivo o para hacer un correcto diseño del circuito, dentro de las condiciones de entorno reales, ya que de lo contrario, la superación de las temperaturas internas máximas admisibles podría acarrear su destrucción total o parcial, la pérdida de características de funcionamiento o, en el mejor de los casos, una reducción más o menos importante de su vida útil ^[10].

Desde un punto de vista teórico y general, el régimen permanente o estacionario de cualquier transferencia de calor, sea cual sea el mecanismo de transmisión

(conducción, convección o radiación), puede expresarse de una forma sencilla y vendría determinado por el valor de un parámetro característico denominado resistencia térmica R_{th} , que es propio del medio por el que se transmite. De esta forma, la diferencia de temperatura $\Delta T = T_i - T_a$ entre el origen (medio caliente) y el final (medio frío) de la transmisión, sería proporcional a la potencia calorífica (flujo térmico) P_{th} transferida, que será la misma que la de la fuente de calor siempre que no exista otra vía de transmisión (condiciones adiabáticas).

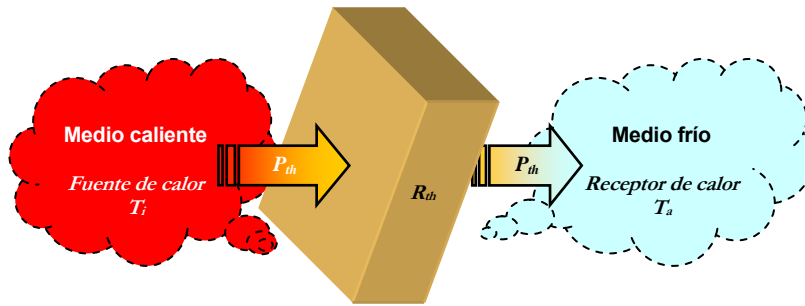


Figura 7. Mecanismo básico de transferencia del calor.

El fenómeno de transferencia calorífica genérico, que se muestra gráficamente en la Figura 7, puede expresarse mediante la ecuación (1), la cual representa su formulación más simple y básica, pero la que más se usa en ingeniería ^[1].

$$\Delta T = R_{th} \cdot P_{th} \quad (1)$$

Este simple principio nos permite plantear de forma sencilla muchos de los problemas que se presentan en el transcurso de estudios científicos, en el desarrollo de proyectos de ingeniería y, como no, en la propia enseñanza de estas materias. Como ejemplo, tomemos el problema de las pérdidas de potencia (energía calorífica producida por unidad de tiempo) en un dispositivo electrónico. Este problema se puede presentar de varias formas, según las variables con las que el ingeniero cuenta como datos de partida y los requerimientos para el diseño o dimensionado del dispositivo. A continuación se describen los casos más frecuentes en proyectos de Ingeniería.

1. Dadas las condiciones del entorno, es decir, la temperatura ambiental T_a ; conocido el régimen eléctrico de trabajo, esto es, las pérdidas de potencia o flujo térmico P_{th} ; y establecidas las características térmicas, o lo que es lo mismo, la resistencia térmica R_{th} ; entonces se puede determinar la temperatura interior T_i y verificar si está dentro de los límites establecidos por el fabricante y conforme a los requerimientos de fiabilidad del conjunto.

2. A partir de las condiciones del entorno, es decir, la temperatura ambiental T_a ; una vez establecido el límite de la temperatura interior T_i , normalmente por el fabricante; y conocido el régimen eléctrico de trabajo, esto es, las pérdidas de potencia P_{th} ; entonces se puede determinar la resistencia térmica R_{th} máxima, por debajo de la cual el dispositivo podrá funcionar conforme a las especificaciones de trabajo así como a los requerimientos de fiabilidad.
3. Conocidas las condiciones del entorno, es decir, la temperatura ambiental T_a ; una vez establecido el valor límite de la temperatura interior T_i para unos determinados requerimientos de fiabilidad; y conocida la resistencia térmica R_{th} total del dispositivo (incluido el montaje con disipador, si procede); entonces se puede determinar el régimen eléctrico de trabajo máximo a partir de las pérdidas de potencia o flujo térmico P_{th} máximo, por debajo del cual el dispositivo funcionará sin riesgo para su integridad ni para su vida útil.

3.1 FUNDAMENTOS DE LA TRANSFERENCIA DE CALOR

Como se ha explicado en el epígrafe anterior, cuando se produce una transferencia calorífica a través de un medio cualquiera, la capacidad que este medio tiene para transmitir calor queda determinada por el valor de su resistencia térmica R_{th} , que viene a ser como una constante de proporcionalidad entre las variables térmicas (P_{th} e ΔT) del fenómeno, como se observa en la ecuación (1).

Sin embargo, la transferencia de calor puede llevarse a cabo mediante diferentes mecanismos, esto es, por conducción, por convección o por radiación ^[12]. Además, en cada una de estas formas de transmisión se producirán intervalos de dinámica transitoria antes de alcanzar el régimen permanente (también conocido como régimen estacionario), cuya formulación ya no será tan simple.

3.1.1 Fundamentos de la Conducción Térmica Unidireccional

Cuando un medio caliente (donde suele estar la fuente de calor) se encuentra separado de otro más frío (que actúa como sumidero calorífico o referencia térmica) a través de un cuerpo sólido, se dice que la transferencia de calor que se produce es por conducción térmica. En términos de importancia, éste es uno de los mecanismos de transmisión calorífica con mayor presencia durante el funcionamiento de los dispositivos y circuitos electrónicos.

El fenómeno de transferencia de calor por conducción está asociado al aumento de excitación térmica de las moléculas cuando éstas captan energía calorífica, lo cual hace que aumente su nivel de vibración y que transmitan parte de esa energía a las moléculas adyacentes. Este mecanismo de transporte de la energía en los sólidos se debe tanto al movimiento migratorio de los electrones libres, como a fenómenos vibratorios de la red ^[13], el cual se repite de unas moléculas a otras a lo largo del cuerpo sólido hasta alcanzar el equilibrio térmico.

La ley que relaciona a las diferentes variables que intervienen en la conducción calorífica fue establecida empíricamente por *Jean-Baptiste Joseph Fourier*, la cual viene a decir que el flujo calorífico que atraviesa un área determinada de materia sólida es proporcional al gradiente de temperatura en su dirección normal ^[14]. La ley de *Fourier* se puede formular considerando a la conducción térmica como un fenómeno multidireccional, lo cual resulta especialmente idóneo cuando en el proceso de transferencia de calor en estudio intervienen materiales anisotrópicos; sin embargo, para los objetivos establecidos en la presente tesis resulta mucho más interesante y práctico abordar la conducción de calor como unidireccional,

ya que la mayoría de los materiales empleados en electrónica son de naturaleza isotrópica y su expresión matemática es mucho más sencilla. La formulación de la ley de *Fourier* para la conducción unidireccional en su forma más conocida es:

$$\frac{dQ_x}{dt} = -k \cdot A \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \quad (2)$$

Donde Q_x representa la energía calorífica, k es la constante de proporcionalidad de la ley de *Fourier*, llamada **conductividad térmica** (en materiales anisotrópicos k estaría representada por un tensor), A simboliza el área transversal al flujo calorífico, T corresponde a la temperatura, x es el vector de dirección del flujo de calor y t es la variable independiente que representa al tiempo. Obviamente el primer miembro de esta expresión representa la potencia térmica instantánea (flujo calorífico) y se suele simbolizar mediante P_{th} teniendo en cuenta que $dQ/dt = P_{th}(t)$. El signo negativo que aparece en la expresión (2) está justificado por la 2ª ley de la termodinámica e indica que el flujo calorífico se produce siempre desde la zona de mayor a la de menor temperatura ^[10].

En la Figura 8 se muestra un esquema gráfico representativo del fenómeno de conducción térmica unidireccional en un cuerpo simple, compuesto por material homogéneo (isotrópico) y de geometría rectangular. La resistencia térmica que el flujo de calor encontrará durante su transmisión del medio caliente (izquierda) al medio frío (derecha), dependerá fundamentalmente de la longitud y del área de transferencia, así como de las propiedades térmicas del material ^[15].

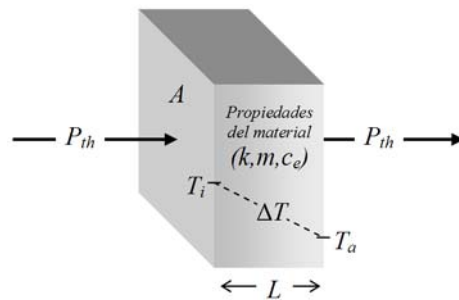


Figura 8. Esquema de la transferencia de calor unidireccional por conducción.

Teniendo en cuenta que la conductividad k y el área A son constantes y que, como consecuencia de la homogeneidad de caso, el gradiente de temperatura $\partial T/\partial x$ de la ecuación (2) se puede transformar en $\Delta T/L$, entonces la resistencia térmica que caracteriza la transferencia calorífica unidireccional por conducción se puede determinar mediante la ecuación (3), que se muestra a continuación, haciendo una simple identificación de términos con la expresión (1).

$$R_{th} = \frac{L}{k \cdot A} \quad (3)$$

Donde k es la conductividad térmica propia de cada material o del medio, expresada en $W/^\circ C \cdot m$; L es la longitud de transmisión del calor, expresada en m ; y A es el área transversal al flujo térmico por donde se produce la transferencia calorífica, expresada en m^2 . Ahora la ecuación (1) se puede volver a escribir para la conducción térmica de la siguiente forma:

$$\Delta T = \frac{L}{k \cdot A} \cdot P_{th} \quad (4)$$

A menudo, en la bibliografía específica se utiliza indistintamente la resistencia térmica R_{th} y la conductancia térmica G_{th} , que de forma conceptual se define como la inversa de la resistencia térmica. Su expresión sería la siguiente:

$$G_{th} = \frac{k \cdot A}{L} \quad (5)$$

Aprovechando el concepto de conductancia térmica, la ecuación (1) también se puede escribir de esta otra forma:

$$P_{th} = \frac{k \cdot A}{L} \cdot \Delta T \quad (6)$$

Aunque la formulación de la transmisión del calor se puede plantear de una forma muy sencilla para el régimen permanente, debemos de tener en cuenta que cuando las condiciones iniciales de la transferencia son distintas a las del periodo estacionario, la evolución de las variables térmicas seguirá una ley de variación de tipo exponencial, como pone de manifiesto la ecuación (8). Esto es debido a que en la masa que compone el cuerpo por donde se transfiere el flujo térmico se almacena una cierta cantidad de calor que va creciendo durante el periodo transitorio y que permanece constante al alcanzarse el equilibrio térmico ^[14].

El principio de la conservación de la energía nos permite afirmar que la energía térmica producida deberá igualar a la suma de la energía térmica almacenada más la energía térmica transferida, lo cual se puede expresar de la siguiente forma:

$$E_{th_P} = E_{th_A} + E_{th_T} \quad (7)$$

Si tomamos un elemento diferencial de tiempo y sustituimos cada término por su expresión correspondiente, tendremos:

$$P_{th} \cdot dt = m \cdot c_e \cdot d(\Delta T) + \frac{\Delta T}{R_{th}} \cdot dt \quad (8)$$

Donde m es la masa del cuerpo, expresada en kg , y c_e es el calor específico del material, expresado en $J/^\circ C \cdot kg$. Esta ecuación diferencial de 1^{er} orden puede resolverse fácilmente y se obtiene el siguiente resultado:

$$\Delta T = R_{th} \cdot P_{th} \cdot \left(1 - e^{-t/\tau_{th}}\right) \quad (9)$$

Donde τ_{th} es la constante de tiempo térmica del sistema, la cual representa el tiempo necesario para que el sistema alcance el 63% de su valor final. Se considera finalizado el régimen transitorio, y por consiguiente alcanzado el régimen permanente, cuando ha transcurrido de 3 a 5 veces la constante de tiempo del sistema. El valor de la constante de tiempo viene determinado por:

$$\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th} \quad (10)$$

Donde C_{th} es la capacidad térmica del cuerpo por el que se transmite el calor. El efecto que supone la capacidad térmica en cuanto al “retardo” en la elevación de la temperatura también se le conoce como inercia térmica y representa un efecto acumulativo de calor. Este parámetro puede calcularse mediante:

$$C_{th} = m \cdot c_e = V \cdot c_{ev} = V \cdot \rho \cdot c_e \quad (11)$$

Donde V es el volumen del cuerpo en cuestión, expresado en m^3 ; c_{ev} es el calor específico volumétrico, expresado en $J/^\circ C \cdot m^3$; y ρ es la densidad del material, expresada en kg/m^3 .

3.1.2 Fundamentos de la Convección Térmica Unidireccional

Cuando existe una fuente de calor separada de un medio frío a través de una masa de fluido en movimiento, que puede ser tanto líquido como gas, se dice que la transferencia de calor se produce mediante convección térmica ^[16]. Éste es uno de los mecanismos de transmisión calorífica más frecuentes en la naturaleza y por consiguiente de gran interés para la ciencia y la ingeniería en general, así como para el estudio térmico de los componentes y circuitos electrónicos en particular. Junto con la conducción, la convección térmica es el fenómeno de transferencia de calor que predomina durante el funcionamiento de la mayoría de dispositivos y aparatos alimentados por energía eléctrica.

Para la mayoría de los casos que nos ocupan, es una superficie sólida la que actúa como medio caliente, en contacto con un fluido más frío que discurre alrededor de ella y que sirve como referencia térmica del sistema. En estas circunstancias, se ha comprobado experimentalmente que las moléculas del fluido adyacentes a la superficie están prácticamente inmóviles, debido a la presencia de una fuerza viscosa que dificulta el movimiento del fluido. Sin embargo, a medida que nos alejamos de la superficie, la velocidad relativa del fluido crece, tendiendo al valor que tendría sin la presencia del sólido caliente. La zona en la que comienza a alterarse el movimiento libre del fluido recibe el nombre de capa límite. Dentro de ella domina el movimiento aleatorio molecular del fluido, mientras que fuera es mayor la aportación del movimiento macroscópico ^[12].

El fenómeno de la convección de calor puede manifestarse de dos modos diferentes, según la causa que provoca el movimiento del fluido. Estas dos formas de dinámica de la convección son el régimen natural y el forzado ^[10]:

1. La **convección natural** se debe al efecto de la gravedad sobre las diferentes capas de un fluido a distinta temperatura, al crearse una fuerza ascensional cuando éstas adquieren distinta densidad, normalmente como consecuencia del calentamiento de una superficie sólida en contacto con el fluido.
2. Sin embargo, en la **convección forzada**, el movimiento del fluido se produce por la acción de una fuerza propulsora procedente de algún elemento externo, como por ejemplo puede ser un ventilador o una bomba.

Aunque existen ciertas restricciones en cuanto a las condiciones de su aplicación ^[11], se puede considerar que la ley general que gobierna la dinámica de la convección térmica es la que se conoce como ley de enfriamiento de *Newton*, cuya formulación más extendida es:

$$\frac{dQ}{dt} = h_c \cdot A \cdot (T_s - T_a) \quad (12)$$

Donde Q representa la energía calorífica, h_c actúa como constante propia de la transferencia de calor por convección, aunque en realidad se trata de una función bastante compleja que depende de las condiciones del flujo, de las propiedades termo-físicas del fluido (viscosidad, conductividad térmica, calor específico, densidad, etc.) ^[13], así como de la geometría y dimensiones de la superficie, incluso de la propia diferencia de temperatura entre el sólido y el fluido; A simboliza el área de la superficie sólida que transfiere el flujo calorífico, $T_s - T_a$ corresponde a la diferencia de temperatura entre la superficie y el fluido que

actúa como medio ambiente (referencia térmica) y t es la variable independiente que representa al tiempo. Resulta fácil deducir que el primer miembro de la expresión (12) equivale a la potencia térmica instantánea (flujo calorífico), la cual se suele simbolizar mediante P_{th} , es decir, que $dQ/dt = P_{th}(t)$.

En la Figura 9 se puede observar una representación gráfica del fenómeno de transferencia de calor unidireccional por convección, desde una superficie sólida genérica a un medio fluido cualquiera. Para la convección térmica, es importante señalar que el postulado de “unidireccional” se debe más al hecho de considerar el total de la superficie como una sola entidad, que al de restringir la dirección X-Y-Z en que se esté produciendo la transferencia. Por tanto, la resistencia térmica que el flujo de calor encontrará durante su transmisión del medio caliente (la superficie del sólido) al medio frío (el fluido), dependerá principalmente del área de transferencia y de las propiedades térmicas del fluido ^[16].

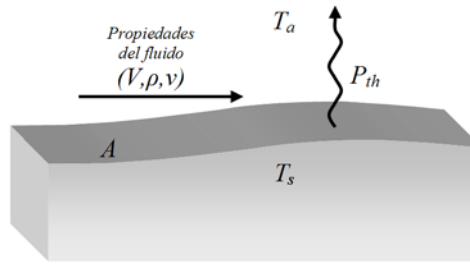


Figura 9. Esquema de la transferencia de calor unidireccional por convección.

Suponiendo y considerando que el coeficiente de convección térmica h_c y el área A de la ecuación (12) son constantes, entonces la resistencia térmica que caracteriza la transferencia calorífica por convección se puede deducir fácilmente tras haber realizado una simple identificación de términos en la ecuación (1).

$$R_{th} = \frac{1}{h_c \cdot A} \quad (13)$$

Donde h_c es el coeficiente de transferencia de calor por convección, que depende de las propiedades del fluido, expresado en $W/^\circ C \cdot m^2$ y A es el área transversal al flujo térmico por donde se produce la transferencia calorífica, expresada en m^2 . Ahora la ecuación (1) se puede volver a escribir para la convección térmica de la siguiente forma:

$$\Delta T = \frac{1}{h_c \cdot A} \cdot P_{th} \quad (14)$$

Igual que ocurría con la conducción, en la bibliografía relativa a la convección se suele utilizar tanto la resistencia térmica R_{th} como la conductancia térmica G_{th} , que conceptualmente es la inversa de la resistencia térmica. Su expresión sería:

$$G_{th} = h_c \cdot A \quad (15)$$

Ahora podemos utilizar el concepto de conductancia térmica para volver a escribir la ecuación (1) de esta otra forma:

$$P_{th} = h_c \cdot A \cdot \Delta T \quad (16)$$

Aunque aparentemente la formulación de la transmisión del calor en régimen permanente para la convección es tan sencilla como para la conducción, la realidad es algo más compleja, pues el coeficiente h_c es un parámetro que depende del flujo convectivo (laminar o turbulento) y del modo de impulsión (natural o forzada) ^[15], así como de la propia temperatura del fluido, entre otros.

La convección calorífica de una superficie plana en posición vertical rodeada de aire a presión atmosférica presenta unas zonas de flujo en régimen laminar y otras en régimen turbulento, tal y como se puede observar en la Figura 10, dentro de su capa límite característica.

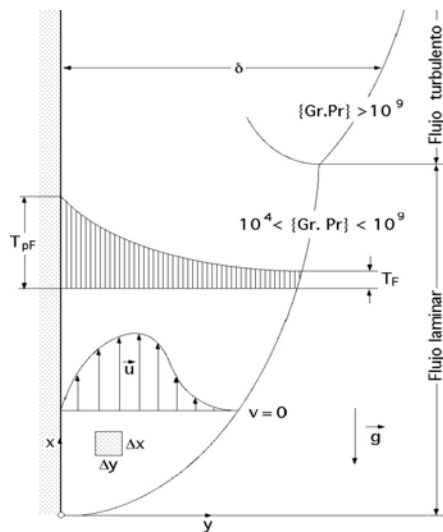


Figura 10. Capa límite de la convección natural en una placa vertical.

La transición entre uno y otro tipo de flujo dentro de la capa límite, viene dada por los valores característicos del número de *Grashoff* (con $Pr=1$) ^[17]. Las ecuaciones del coeficiente de transferencia térmica por convección para el caso de una pared plana vertical ^[18] son:

$$\text{Flujo laminar} \rightarrow h_c = 1,07 \cdot \left(\frac{\Delta T}{x} \right)^{1/4} \quad (W / ^\circ K \cdot m^2) \quad (17)$$

$$\text{Flujo turbulento} \rightarrow h_c = 1,3 \cdot (\Delta T)^{1/3} \quad (W / ^\circ K \cdot m^2) \quad (18)$$

Como puede observarse, en el mejor de los casos (flujo turbulento) el coeficiente h_c depende de la diferencia de temperatura entre el sólido y el fluido, es decir, que es una función de ΔT . Si trasladamos la ecuación (18) a la expresión de la resistencia térmica (13), ésta quedará también como una función de ΔT .

$$R_{th} = \frac{1}{h_c \cdot A} = \frac{1}{1,3 \cdot (\Delta T)^{1/3} \cdot A} \quad ^\circ C / W \quad (19)$$

En la tabla 1 puede comprobarse los distintos órdenes de magnitud que toma el coeficiente de transferencia de calor por convección cuando se considera su valor medio para una superficie isotérmica.

Tabla 1.- Órdenes de magnitud del coeficiente de transferencia de calor por convección medio.

TIPO DE FLUJO Y DE FLUIDO	h_c (W/°C · m²)
Convección libre / Aire	3 – 25
Convección libre / Agua	15 – 100
Convección forzada / Aire	10 – 200
Convección forzada / Agua	50 – 10.000
Convección forzada / Sodio líquido	10.000 – 100.000
Condensación de vapor	5.000 – 50.000
Ebullición del agua	3.000 – 100.000

Para poder hacer un análisis adecuado del régimen transitorio en la convección térmica debemos considerar que la temperatura en el fluido es uniforme fuera de la capa límite, entonces la energía térmica producida deberá ser igual a la suma de la energía térmica almacenada por el cuerpo sólido más la energía térmica transferida desde la superficie al fluido. Este planteamiento por balance de energías es completamente similar al que se realizó para la conducción y las expresiones que se obtienen también lo son, por lo tanto son de aplicación las ecuaciones (7), (8), (9), (10) y (11) del epígrafe anterior, de forma general.

3.1.3 Fundamentos de la Radiación Térmica Unidireccional

Cuando un cuerpo se encuentra a una temperatura superior al cero absoluto (0°K) y está separado de otro cuerpo o medio a través del vacío, es decir, no existe contacto alguno, o a través de una masa de fluido en absoluto reposo, se dice que la transferencia de calor que se produce es mediante radiación térmica ^[10]. Por consiguiente, el principal postulado para el estudio de este fenómeno físico es que toda la materia emite constantemente radiación calorífica, la cual viaja por el espacio a la misma velocidad de la luz $c_0 = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

En general, la radiación puede ser estudiada como una onda electromagnética, cuya característica principal es su longitud de onda, o como un fenómeno de transporte de fotones. La radiación está asociada a la agitación de las moléculas del material radiante, es decir, a transiciones de nivel atómico y/o molecular ^[19], y su longitud de onda se encuentra en el intervalo de $0,1\mu\text{m}$ a $100\mu\text{m}$, siendo su intensidad una función de la temperatura y de dicha longitud de onda.

En la actualidad existe total unanimidad sobre la ley que define la radiación térmica emitida por la superficie de un cuerpo cualquiera y se trata de la denominada ley de *Stefan-Boltzmann*, la cual permite calcular el total de energía emitida por unidad de tiempo y de superficie emisora ^[20].

$$E = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \theta^4 \quad (20)$$

Donde E es la potencia emisiva del cuerpo, expresada en W/m^2 , ε es la emisividad del cuerpo ($\varepsilon = 1$ para el cuerpo negro), que es adimensional, σ es la constante de *Stefan-Boltzmann* ($\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8}$ en $\text{W}/\text{m}^2 \cdot \text{K}^4$), y θ representa la temperatura absoluta del cuerpo, expresada en °K. En los cuerpos con superficies metálicas brillantes los valores de ε suelen ser bajos ($0 < \varepsilon < 0,5$), mientras que para superficies oxidadas o pintadas suelen ser altos ($0,5 < \varepsilon < 0,95$).

En la mayor parte de los sólidos y líquidos, la radiación emitida por una molécula es rápidamente absorbida por las moléculas que la rodean. Así, la emisión y la absorción de radiación térmica se llevan a cabo sólo en las capas de moléculas más cercanas a la superficie. En los metales esta capa suele tener unas cuantas moléculas de espesor, mientras que en los no metales puede llegar a alcanzar unos cuantos micrómetros ^[11]. La emisión y absorción de radiación en estos materiales puede considerarse como un fenómeno superficial, Figura 11.

Este mecanismo de transmisión calorífica puede ser de una relativa escasa importancia en algunas aplicaciones de ingeniería, especialmente cuando los

materiales implicados se encuentran a temperaturas relativamente bajas, por lo que su repercusión en las transferencias globales de un circuito será baja en comparación con los fenómenos de conducción y convección térmica.

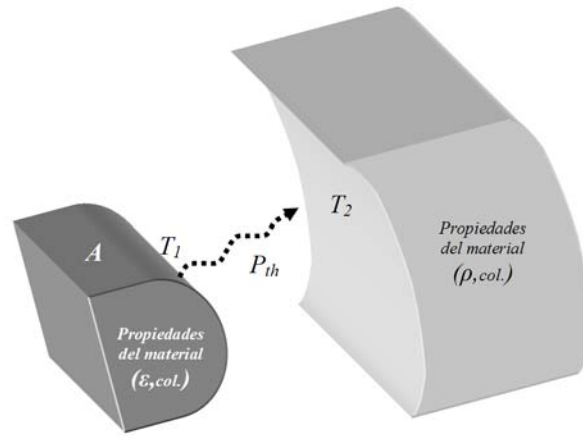


Figura 11. Esquema de la transferencia de calor por radiación.

Para comprender el tratamiento que se da en esta tesis al fenómeno de radiación térmica, es importante señalar que la consideración de “unidireccional” se debe más al hecho de tomar el total de la superficie emisora como una sola entidad, que al de restringir la dirección en que se produce la transferencia de calor. En consecuencia, la resistencia térmica que el flujo de calor encontrará durante su transmisión, dependerá del área de radiación, de las características del material (rugosidad, color, etc.) y de las temperaturas de los cuerpos implicados ^[18]. Entonces, la resistencia térmica que caracteriza la transferencia calorífica por radiación se puede determinar mediante la siguiente ecuación:

$$R_{th} = \frac{1}{h_r \cdot A} \quad (21)$$

Donde h_r es el coeficiente de transferencia de calor por radiación, expresado en $W/^\circ C \cdot m^2$, que depende de las propiedades del material radiante, y A es el área útil de radiación térmica por donde se produce la transferencia calorífica, expresada en m^2 . Ahora la ecuación (1) se puede volver a escribir para la radiación térmica de la siguiente forma:

$$\Delta T = \frac{1}{h_r \cdot A} \cdot P_{th} \quad (22)$$

También podemos utilizar el concepto de conductancia térmica y entonces la ecuación (1) se puede volver a escribir de esta otra forma:

$$P_{th} = h_r \cdot A \cdot \Delta T \quad (23)$$

Aunque la radiación es el fenómeno de transmisión calorífica con menos presencia relativa en los dispositivos electrónicos (suele estar por debajo del 15% o el 20%), sí que es necesario considerarla en los correspondientes estudios térmicos para no introducir demasiados errores analíticos. En la Figura 12 puede observarse la relación entre la potencia emisiva de la radiación térmica con la temperatura del cuerpo emisor, dentro del espectro electromagnético.

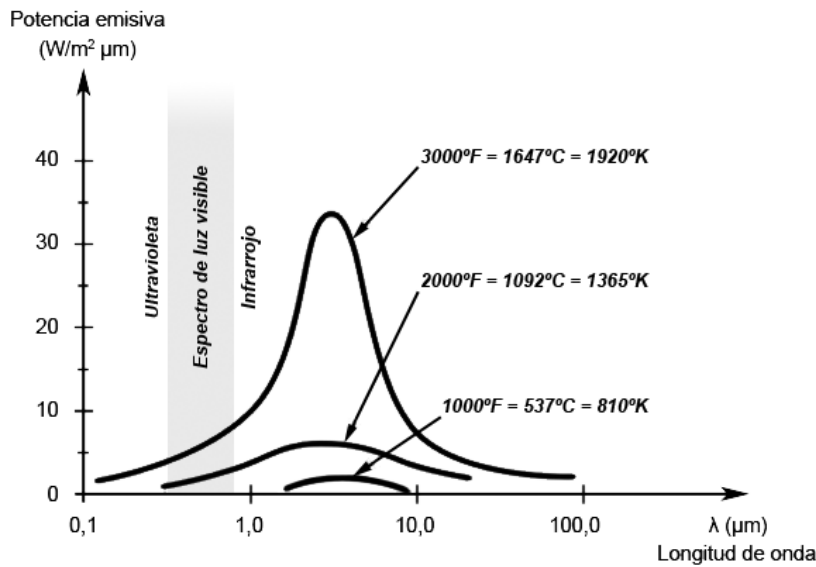


Figura 12. Potencia emitida por un radiador ideal en función de su temperatura.

A diferencia de lo que ocurre con el fenómeno de la conducción térmica, el cálculo preciso del coeficiente de transmisión calorífica por radiación h_r , es algo más complejo. Cuando se aplica la ecuación (20) a la situación más real y generalizada de un cuerpo que emite radiación al medio que le rodea a la vez que éste recibe radiación de ese mismo medio, se puede obtener una expresión bastante aproximada del coeficiente de transferencia de calor por radiación h_r , como consecuencia del balance entre la energía emitida y la recibida [18]. La ecuación de dicho coeficiente es la siguiente:

$$h_r = \frac{\mathfrak{T}_{12} \cdot \sigma \cdot (\theta_1^4 - \theta_2^4)}{\Delta \theta} \quad (24)$$

Donde \mathfrak{T}_{12} es un factor de transferencia que depende de las emitancias del cuerpo (ε_1) y del medio (ε_2) y de la geometría de sus superficies; mientras que θ_1 y θ_2 son las temperaturas absolutas del cuerpo y del medio respectivamente.

Cuando θ_1 y θ_2 son muy parecidos ($\Delta\theta < 60^\circ-70^\circ$) y la temperatura del medio es de 25°C ($\theta_2 = 298 \text{ }^\circ\text{K}$), se puede simplificar más aún la ecuación del coeficiente de transferencia de calor por radiación, en la forma siguiente:

$$h_r \approx 6 \cdot \varepsilon_1 \quad (25)$$

Por tanto, en las condiciones descritas es posible calcular de forma aproximada el coeficiente de transferencia de calor por radiación de un cuerpo, simplemente multiplicando por 6 el valor de la emitancia de su superficie.

Finalmente, para poder hacer un análisis adecuado del régimen transitorio en la radiación térmica debemos considerar que se trata de un fenómeno de transmisión de energía electromagnética y, como cualquier tipo de energía, es de total aplicación el principio de conservación de la energía ^[15]. Este planteamiento es completamente similar al que se realizó para la conducción y la convección, por lo tanto las expresiones que rigen el comportamiento no estacionario de la radiación son similares a las ecuaciones (7), (8), (9), (10) y (11) presentadas anteriormente, de una forma general.

3.2 ANTECEDENTES

En la actualidad, y desde un punto de vista conceptual, existen dos formas de abordar o enfocar los problemas de modelado del comportamiento térmico, sea cual sea el ámbito de aplicación: mediante el uso de modelos térmicos numéricos aplicados a los métodos de elementos finitos, en inglés *Finite Element Method* (FEM), que se basan en el análisis del fenómeno distribuido sobre un numeroso conjunto de diminutos elementos en los que se ha descompuesto toda la geometría del cuerpo afecto; o mediante el uso de los denominados modelos térmicos compactos, en inglés *Compact Thermal Model* (CTM), que se basan en la caracterización global del fenómeno sobre todo el cuerpo sometido a análisis y la posterior simplificación de su comportamiento mediante un conjunto reducido de parámetros concentrados característicos.

3.2.1 Modelos Térmicos Numéricos

Las herramientas numéricas basadas en los elementos finitos se han convertido en la técnica de análisis computarizado más extendida para la resolución de problemas de ingeniería, ciencia e investigación, en prácticamente todas las áreas científico-tecnológicas, como la mecánica, termodinámica, biología, etc., y en la actualidad, el modelado térmico es uno de sus principales campos de aplicación. En la Figura 13 se muestra un ejemplo de modelado y simulación térmica FEM de un componente electrónico realizado con Icepak™ de ANSYS.

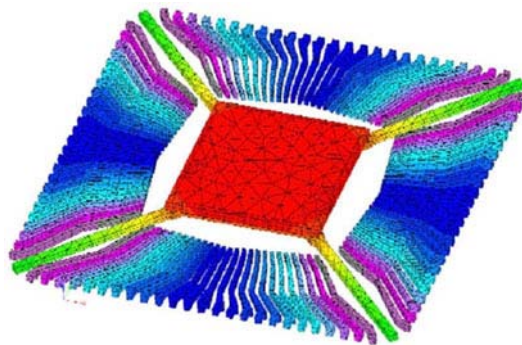


Figura 13. Modelado y simulación térmica FEM de un componente electrónico.

Los motivos principales del éxito del modelado y simulación por FEM son: la buena precisión de sus resultados, a pesar de ser un método aproximado, en forma de mapa térmico y la posibilidad de modelar problemas complejos, que serían inabordables mediante los tradicionales métodos analíticos.

Sin embargo las técnicas de análisis mediante FEM todavía presentan serias limitaciones y varios inconvenientes ^[21], entre los cuales podemos citar:

- Se calculan soluciones numéricas concretas y específicas con los datos de entrada particulares, por lo que no es sencillo analizar cómo varía la solución cuando se modifican los diferentes parámetros que intervienen en el fenómeno. Es decir, proporciona sólo soluciones numéricas cuantitativas concretas y no relaciones cualitativas generales.
- El margen de error de los resultados es desconocido generalmente, debido a los diversos tipos de aproximaciones que se usan en estos métodos, si bien algunas implementaciones permiten acotar el error de la solución. En general los fenómenos no-lineales o con dependencias temporales no suelen permitir la determinación de los errores de simulación.
- La inmensa mayoría de aplicaciones prácticas requieren mucho tiempo de implementación hasta conseguir ajustar todos los detalles de su geometría, existiendo frecuentemente problemas de mala definición de las condiciones de contorno, de inapropiado dimensionamiento de la malla y de irregularidad en el grado de convergencia de la solución en diferentes puntos. En general las simulaciones necesitan numerosas pruebas con geometrías simplificadas, antes de empezar a lograr resultados satisfactorios.
- Las herramientas *software* de modelado y simulación FEM requieren una potencia de cálculo muy elevada y suelen consumir grandes recursos del ordenador. Esto hace que las estrategias basadas en el clásico “ensayo-error” para el análisis de problemas multivariables estén seriamente limitadas, por lo que su utilidad como herramienta de ayuda en la ingeniería queda bastante entredicho. Para un gran número de aplicaciones es un grave inconveniente que las simulaciones tengan que ser necesariamente “en diferido” y en muchos casos con tiempos del *feedback* de diseño inasumibles.

En cuanto a la descripción matemática del método de los elementos finitos, ésta no es única, ni respecto a su origen, ni en cuanto a su formulación. Varios autores, por ejemplo *Prenter* ^[22] y *Lewis et al.* ^[23], sostienen que este método no es otra cosa que la evolución de los principios variacionales, dando por hecho que el algoritmo de los residuos ponderados es uno más de aquellos. Sin embargo otros, *Zienkiewicz y Morgan* ^[24], *Comini et al.* ^[25] y *Thomé* ^[26], defienden que su origen está en **la fórmula de Garlekin**, aunque la mayoría de ellos no hacen prácticamente ninguna distinción entre el FEM y el método de *Garlekin*. Por último, se pueden encontrar opiniones que relacionan directamente **el algoritmo**

de **Rayleigh-Ritz** con el FEM, *Batbe* ^[27] y *Huang y Usmani* ^[28], considerando que el método de los elementos finitos es en realidad una composición secuencial de tres procesos: la aplicación de la fórmula variacional de *Rayleigh-Ritz*, la definición del entorno de integración y la aplicación del algoritmo de residuos ponderados.

3.2.2 Modelos Térmicos Compactos

Aunque la tecnología de simulación térmica ha madurado hasta el punto de que es posible modelar equipos y placas de circuito con bastante detalle hasta el nivel de componentes, éstos son a menudo representados con una geometría considerablemente simplificada debido a las limitaciones computacionales. Por ello es una práctica bastante común construir submodelos más detallados de los encapsulados semiconductores y otros componentes electrónicos, utilizando después los resultados de cada submodelo para crear un modelo simplificado, o modelo térmico compacto, que represente las prestaciones térmicas del componente cuando éste se inserta en la simulación a nivel de sistema ^[29].

En la actualidad los métodos más reconocidos y aceptados internacionalmente para la obtención de los CTM son los definidos por JEDEC. Éstos están orientados a la obtención de dos tipos de CTM, según el nivel de complejidad, que son el *modelo de dos resistencias* y el *modelo DELPHI* ¹. En la Figura 14 se muestran los esquemas térmicos correspondientes a cada uno de ellos.

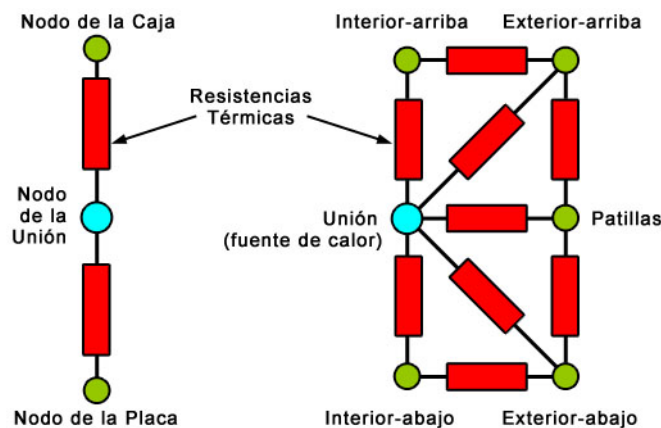


Figura 14. Topologías de los MTC de dos resistencias (izquierda) y DELPHI (derecha).

El CTM de dos resistencias representa en la forma más sencilla posible las dos principales vías de flujo del calor generado en el interior de un componente

¹ DELPHI (*DEvelopment of Libraries of PHysical models for an Integrated design environment*) fue un proyecto subvencionado dentro del programa Esprit III de la Comunidad Europea durante los años 1993 - 1996.

electrónico: la que va desde el chip de silicio a la superficie superior del encapsulado (que terminará en el aire del ambiente) y la que va desde el chip de silicio a la superficie inferior del encapsulado y sus patillas (que terminará en la PCI) ^[30]. Es decir, se utiliza una resistencia térmica simple para cada vía. Hay que tener en cuenta que el modelo de dos resistencias ignora la vía térmica que va desde el chip de silicio a las superficies laterales del encapsulado.

Para la correcta definición de los modelos térmicos compactos de dos resistencias es necesario tener en cuenta las siguientes premisas:

1. Toda la potencia calorífica generada por el componente se considera concentrada en un solo nodo, denominado **nodo de la unión**.
2. El **nodo de la placa** se considera que está en contacto térmico directo con la PCI situada inmediatamente debajo del encapsulado.
3. El **nodo de la caja** se considera que está en contacto térmico directo con el aire situado inmediatamente por encima de la parte superior del encapsulado o, en su caso, con la interfaz térmica de contacto del disipador de calor.

El CTM basado en la red de resistencias térmicas DELPHI está compuesto genéricamente por un número limitado de nodos conectados entre sí a través de resistencias térmicas o vías de flujo calorífico ^[31]. De todas las configuraciones posibles, la más extendida es la que se muestra en la Figura 14, donde el complejo flujo de calor en 3D dentro de un paquete real es representado por 9 vías.

Para la correcta definición de los modelos térmicos compactos DELPHI es necesario tener en cuenta que cada uno de los nodos de la red característica estará asociado, por definición, a una sola temperatura y que estos nodos pueden ser superficiales o internos, teniendo en cuenta las siguientes premisas:

1. Los **nodos superficiales** están asociados a una región física de la superficie del encapsulado que define el área de cada nodo. En tal caso, la temperatura nodal representa la temperatura promedio del área asignada al nodo en el encapsulado real. Los nodos superficiales siempre debe tener una asociación uno-a-uno directa con sus correspondientes áreas físicas en el encapsulado real. Por lo tanto, es fundamental que ellos se comuniquen con el ambiente de la misma manera que las superficies del encapsulado que representan.
2. Los nodos superficiales se comunican con los nodos internos, así como con el ambiente que los rodea, compuesto normalmente por aire.

3. Los **nodos internos** se encuentran dentro del cuerpo del encapsulado y pueden o no corresponder a una región física dentro del encapsulado. Los nodos internos no se comunican directamente con el ambiente, sin embargo, podrían tener una fuente de calor asociada a ellos, p. ej. para representar el flujo de calor procedente de un “dado” dentro del encapsulado.

La aplicabilidad de estos modelos para la simulación física de los fenómenos de transferencia de calor es muy amplia, ya que cualquier elemento o proceso, natural o artificial, que pueda interesar a la ciencia o a la ingeniería, está intrínsecamente ligado a fenómenos de generación y transmisión de energía calorífica. Este es el caso de los dispositivos eléctricos y electrónicos, los cuales operan consumiendo una cierta energía eléctrica que se transforma en calorífica por efecto *Joule* y además deben funcionar, en determinadas condiciones de entorno, sin que se superen las temperaturas internas máximas admisibles.

Los modelos térmicos compactos y sus aplicaciones han sido ampliamente usados por diferentes autores en sus trabajos de investigación, como los de *Janssen et al* ^[32], que demuestran la validez del uso de los modelos compactos para la simulación térmica en encapsulados de dispositivos electrónicos integrados, así como los de *Lasance et al* ^[33], *Aranyosi et al* ^[34], *Sabry* ^[35] ^[36] y *Huang et al* ^[37], que establecen las bases metodológicas para la creación y desarrollo de modelos térmicos compactos, aplicados tanto a dispositivos como a sistemas electrónicos avanzados, incluyendo su correspondiente evaluación y validación experimental.

La utilización de bloques de la librería estándar de SIMULINK, como los de Función de Transferencia (FT) en variable de *Laplace* ^[38], para la simulación térmica basada en modelos compactos, también ha sido objeto de trabajos de investigación aplicada como los de *Luna et al* ^[39] ^[40] ^[41]. Otras estrategias de simulación, como las basadas en Espacios de Estado (EE) ^[42], han contado con aportaciones de *Carmona et al* ^[43], cuya metodología permite el análisis térmico transitorio de microestructuras por la deconvolución iterativa de las ecuaciones de transferencia térmica, y de *Luna et al* ^[44], para resolver ecuaciones diferenciales dinámicas, lineales y no lineales, con parámetros invariantes y variantes.

Diferentes trabajos publicados por otros autores, *Janicki et al* ^[45], *Huang et al* ^[46], *Arunasalam et al* ^[47] y *Celo et al* ^[48], en los que se presentan varios métodos alternativos al FEM para la simulación térmica de los circuitos electrónicos, utilizando modelos analíticos basados en las funciones de *Green*, en esquemas de encapsulado por capas apiladas y en optimización por algoritmos evolutivos, respectivamente. Las soluciones analíticas de las ecuaciones de transferencia de

calor obtenidas en estos trabajos, han permitido simular contactos imperfectos entre capas de diferentes materiales y el autocalentamiento de las interconexiones en *chips* VLSI, entre otros fenómenos no lineales (igual que con los modelos basados en Espacios de Estado), así como la obtención de los MTC óptimos.

También son destacables los trabajos de *Braithwaite y Weaver* ^[49] y de *Fu y Ume* ^[50] para la definición de los modelos a nivel de materiales, mientras que los trabajos de *Brooks* ^[51], *Jouppi* ^[52] y *Adam* ^[53] lo son para la caracterización térmica a nivel de placa de circuito impreso. Para la compatibilidad de los modelos térmicos compactos entre niveles merecen tenerse en cuenta los trabajos de *Barcella et al* ^[54], mientras que para las pruebas físicas de validación se deberían considerar los trabajos de *Kolzer et al* ^[55] y de *Rencz* ^[56]. Como reseña final, los trabajos de *Sabry y Hossam* ^[57] y *Lasance* ^[58], que constituyen los *reviews* más importantes en el campo del modelado térmico aplicado a la electrónica, y los proyectos fin de carrera de *Mondéjar y Rosado* ^[59] y de *Tocados* ^[60], ambos dirigidos por el autor de la esta tesis.

Sobre las técnicas de simulación térmica sobre el entorno de SIMULINK se pueden encontrar numerosas obras y publicaciones como, las de *Moreno* ^[61], las de *Natick* ^[62] y las de *Allen et al* ^[63]. Para la verificación científica y técnica del grado de precisión de las simulaciones son dignos de mención los trabajos de *Loban et al* ^[64], los de *Mulaveesala y Tuli* ^[65], los de *Rodgers et al* ^[66] y los de *Im et al* ^[67].

3.3 METODOLOGÍA

Con el fin de llevar a cabo adecuadamente el estudio de modelos multifísicos para la simulación holística y concurrente de circuitos impresos, este trabajo se ha desarrollado empleando una metodología sencilla basada en la simplificación, conectividad y jerarquía, como base para la síntesis de modelos térmicos de los elementos que componen un circuito impreso. Para ello se ha planteado como premisa principal que los modelos térmicos sean capaces de reproducir el comportamiento real, extremadamente complejo, fruto de las interacciones entre los diferentes niveles holísticos (materiales, componentes y circuitos) y entre otras realidades físicas concurrentes, como los fenómenos electromagnéticos.

Mediante **la simplificación** se ha buscado una optimización del trabajo de modelado y simulación de circuitos impresos en aplicaciones de Ingeniería electrónica, ya que en este campo no suele ser tan crítica la precisión de las soluciones como la cuantificación de la incertidumbre de las mismas. Es muy frecuente encontrar métodos de cálculo, análisis, diseño, etc. ^{[68] [69] [70] [71]}, propios de la Ingeniería, que se basan en la simplificación, aproximación o linealización de aquellos principios o leyes que rigen los distintos fenómenos de forma rigurosa; a partir de aquí, estos métodos permiten determinar los errores introducidos y compensarlos con los márgenes de seguridad que todo ingeniero tiene que contemplar en sus trabajos. Sin duda, el uso de modelos térmicos compactos basados en las normas JEDEC ha sido fundamental para lograr la simplificación de los modelos térmicos desarrollados en la presente tesis.

Cuando hablamos de **la conectividad** nos referimos a la cualidad que deben tener los modelos térmicos para ser “ensamblados” unos con otros, formando una estructura inspirada en la topología física que el circuito tiene realmente. Esta premisa metodológica nos obliga a crear modelos con una base modular, cuya interfaz de entrada y salida permita la total compatibilidad de unos con otros (independientemente del fenómeno de transferencia que represente) y su conexión directa en el entorno gráfico de trabajo. Para ello ha sido necesario elegir adecuadamente las variables que actuarán como entradas (datos) y las que lo harán como salidas (incógnitas) en cada tipo de modelo implementado.

La clave metodológica anterior asegura la conectividad dentro del mismo nivel de realización física, pero si queremos hacerla posible también entre distintos niveles, como requiere el modelado holístico, es necesario diseñar las máscaras de entrada de parámetros (los cuales definen un determinado elemento con su correspondiente modelo) con capacidad para importar y exportar datos de forma coherente desde y hacia otros niveles jerárquicos. De esta forma es posible

asegurar **la jerarquía** de los modelos térmicos en un número de niveles suficiente, que al menos deberían ser tres (materiales, componentes y circuitos), como para abordar la complicada tarea del modelado y la simulación holística de los circuitos impresos con un mínimo de consistencia.

Desde el punto de vista de los procedimientos de trabajo empleados, la metodología utilizada durante el desarrollo de la presente tesis está basada en la secuenciación de una serie de fases, que son las características y típicas del desarrollo de un proyecto de ingeniería o de un proyecto de investigación.

1. Estudio y **análisis de los fenómenos de transmisión del calor** que tienen lugar en un circuito impreso cuando se encuentra en funcionamiento normalmente, concluyendo con una selección razonada y consistente de aquellos fenómenos que, por su importancia o generalización, merecen ser considerados en el modelado y simulación de los circuitos impresos. En esta fase ha sido necesario realizar una importante y compleja revisión bibliográfica, descrita en epígrafes anteriores, ya que los temas a abordar pertenecían a varias disciplinas y contaban con diversos enfoques posibles. También se ha llevado a cabo una breve toma de contacto con algún *software* comercial específico del modelado y simulación térmica.
2. Análisis y **estudio comparativo de los distintos modelos térmicos** de aplicación a los circuitos impresos y la correspondiente selección de aquellos que mejor se adaptaban a los objetivos planteados para esta tesis y a las estructuras que se pretendían implementar en el entorno de modelado y simulación SIMULINK de MATLAB. Para la toma de decisiones se han tenido en cuenta los criterios de simplificación, conectividad y jerarquía, establecidos como requisitos metodológicos, así como los beneficios de adoptar determinadas topologías ya estandarizadas de modelos compactos, como las de los modelos térmicos compactos 2R y DELPHI definidos por las diferentes normativas de JEDEC, ANSI-IPC e IEEE, entre otros.

En este sentido cabe destacar que se ha realizado una extensa revisión del estado del arte y un estudio profundo sobre las aplicaciones al modelado y la simulación térmica de diferentes métodos de análisis matemático, que principalmente se han focalizado sobre dos líneas de trabajo:

- La resolución de ecuaciones diferenciales ordinarias (EDOs) mediante la aplicación de la transformada directa de *Laplace*. Este método ha demostrado ser el más idóneo, por la posibilidad de incluir los modelos térmicos compactos en las funciones de transferencia que se obtienen y su fácil implementación en el entorno de MATLAB/SIMULINK, así como la baja carga computacional que introduce durante la simulación, y

a pesar de los inconvenientes que presenta en cuanto a la no aplicabilidad en funciones no lineales, ni de múltiples variables ^[38].

- La resolución de sistemas de ecuaciones diferenciales no lineales y/o multivariantes mediante la aplicación de Espacios de Estado (EE). Esta técnica de representación matemática fue finalmente descartada por las dificultades que presentaba a la hora de integrar los modelos térmicos compactos en sus matrices características y de asegurar la conectividad con otros bloques similares en el entorno de SIMULINK, y a pesar de las ventajas que suponían sus amplísimas posibilidades de aplicación ^[42]. Aún así, los trabajos realizados sobre el modelado térmico en EE han sido objeto de la elaboración de un artículo, que actualmente se encuentra en proceso de revisión y que se incluye como anexo a la presente tesis.
3. Trabajos de campo o **implementación de los modelos térmicos** elegidos para simular el comportamiento térmico de los circuitos impresos sobre el entorno de modelado y simulación SIMULINK, basado en álgebra de bloques. Como es fácil imaginar, durante esta fase se han tenido que realizar innumerables pequeñas pruebas y verificaciones de los modelos que iban siendo implementados, así como de sus capacidades de conexión con otros. Para facilitar el uso de estos modelos se han elaborado una colección de **iconos** tridimensionales, que representan de forma bastante fidedigna e intuitiva las diferentes geometrías y los modos de transferencia del calor, con una nomenclatura de entradas y salidas estandarizada. Con el mismo fin se han introducido **ayudas** con explicaciones sobre las librerías, a través de la cabecera de las máscaras de datos y de ventanas emergentes que aparecen en pantalla al pulsar sobre el botón correspondiente.
 4. **Elaboración de una base de datos de materiales** para facilitar y agilizar las tareas de modelado, que permita al usuario seleccionar el material del que se compone el cuerpo que esté modelando en cada momento y de este modo introducir automáticamente sus propiedades térmicas características en el modelo correspondiente. Para lograr esto se han analizado diferentes técnicas de interacción en pantalla y finalmente se ha decidido implementar la base de datos mediante la inserción de una *barra de selección desplegable* en las máscaras de parámetros, en aquellas librerías que lo necesitan.
 5. Pruebas y **validación de los modelos térmicos** mediante el montaje de algunos ejemplos sencillos (probetas) con los que poder realizar varias simulaciones y obtener los correspondientes resultados, comparándolos con los resultados obtenidos a través de algún *software* específico de simulación térmica o a través de pruebas reales en laboratorio, según lo procedente en

cada caso. Cuando se han detectado errores o fallos en los modelos, obviamente, se ha procedido al análisis del problema y la solución del mismo, corrigiéndolos e implementándolos en una nueva versión.

6. Diseño e **implementación de una interfaz gráfica** para los distintos modelos desarrollados que sea intuitiva y adecuada al usuario final. El tipo de interfaz gráfica que se ha empleado para el entorno de trabajo es la interfaz basada en iconos principalmente, ya que éstos permiten una identificación rápida del elemento que se está manipulando y la función que realiza, ocupan poco espacio en la pantalla y, cuando están bien diseñados, cuentan con un campo de comunicación casi universal, pues trascienden el lenguaje idiomático ^[72] ^[73] ^[74]. Dado que actualmente se emplean con asiduidad los mapas térmicos en 3D, por la intuitiva y rápida información visual que transmiten al usuario, se ha desarrollado también una interfaz que simula este tipo de representaciones características de las herramientas FEM.
7. Recopilación de los modelos térmicos que servirán para la simulación de los circuitos impresos y **creación de librerías** agrupadas por fenómenos con el formato específico de SIMULINK, que recojan de forma ordenada todos los modelos desarrollados. Estas librerías han sido diseñadas para permitir la utilización de los modelos térmicos en cualquier proyecto donde se requiera la simulación térmica de un circuito impreso, pudiendo ser manejados, configurados y modificados de forma completamente análoga a como se hace con los bloques de las librerías estándar de SIMULINK. Para evitar al usuario la búsqueda de bloques en dos entornos diferentes, se han reunido los bloques más utilizados del *Simulink Library Browser* en un grupo específico dentro de las librerías de modelado térmico desarrolladas.
8. **Creación de una aplicación software EDA** que, a modo de *pasarela*, permita la extracción de modelos térmicos completos de las PCIs a partir de los datos que suelen suministrar las herramientas de CAD electrónico como estándares generalizados, p. ej. los contenidos en los ficheros GERBER y EXCELLON. Esta aplicación se ha programado en código nativo de MATLAB y consigue, a través de los datos constructivos generados en la fase de diseño de la placa de circuito impreso, extraer el modelo térmico de la misma.
9. Pruebas finales y un **estudio de usabilidad** elaborado a partir de los datos obtenidos mediante las encuestas realizadas a estudiantes de 3º curso de Ingeniería Técnica en Electrónica Industrial, los cuales han estado en contacto directo con el entorno de modelado y simulación térmica durante las prácticas de la asignatura de Ingeniería de Equipos Electrónicos. Este tipo de análisis se ha realizado con el fin de verificar la adecuación de este

entorno para su uso en los ámbitos docentes, así como su correspondiente estudio de fortalezas y debilidades que presenta en cuanto a su manejo.

Como resumen de las diferentes etapas por las que se ha transcurrido el desarrollo del entorno de modelado y simulación térmicos de la presente tesis, en la Figura 15 se muestra el esquema metodológico que incluye todos los subsistemas desarrollados y su interrelación en el entorno.

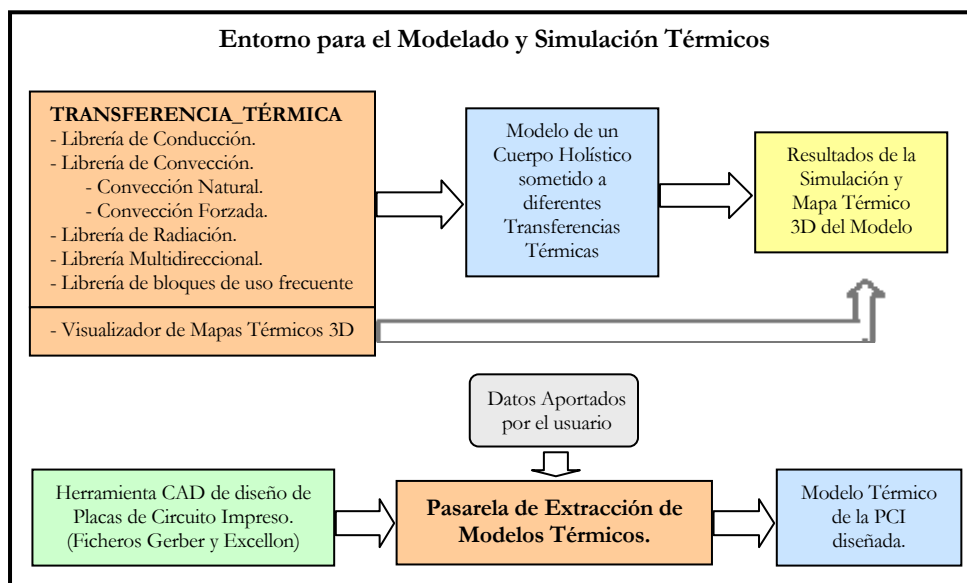


Figura 15. Esquema metodológico del entorno de modelado y simulación térmicos.

En este esquema, se pueden comprobar todas las librerías existentes en el entorno de modelado y simulación térmicos:

- **Librería de conducción:** Para las transferencias de calor por medio del fenómeno termodinámico de conducción unidireccional.
- **Librería de convección:** Para las transferencias de calor por medio de la convección (natural y forzada) unidireccional.
- **Librería de radiación:** Para las transferencias de calor por medio del fenómeno de radiación unidireccional.
- **Librería multidireccional:** Para transferencias de energía calorífica de tipo multidireccional.
- **Librería visualización de mapas térmicos en 3D:** Contiene el bloque del "Simulador de Mapas Térmicos 3D", encargado de elaborar las termografías de los modelos simulados.

- **Librería de bloques de uso frecuente:** En ella se insertan los bloques de “Simulink Library Browser” que son más utilizados por los usuarios durante la fase de modelado térmico.

También se puede observar en la Figura 15 que la pasarela de extracción de modelos térmicos de una PCI se sitúa como una unidad funcional independiente. Esta disociación se debe, a que este subsistema nace con la filosofía de convertirse en una aplicación dedicada exclusivamente a la extracción de modelos térmicos de placas de circuito impreso. Por tanto no posee el carácter generalista de las librerías (de fenómenos térmicos) utilizadas para el modelado y simulación en SIMULINK.

Para la realización de la presente tesis se han utilizado una serie de medios técnicos durante las distintas fases de su desarrollo, tanto de *software* como de *hardware*, que se detallan a continuación.

- Ordenador PC-Windows XP SP3, con CPU Intel Core2 T7200, con 2.0GB de memoria RAM y 200 GB de disco duro (interno + docking station), unidad CD-DVD, lector multitarjeta, puerto modem/Ethernet RJ-45, 4 puertos USB, puerto IEEE-1394, pantalla de 17” y gráficos ATI Mobility Radeon X1600, que cumple sobradamente los requisitos mínimos para el correcto funcionamiento de *software* utilizado.
- Entorno de modelado y simulación por bloques SIMULINK, incluido en el *software* comercial MATLAB R-13.
- Paquetes *software* para el modelado y la simulación térmica de dispositivos, subconjuntos y equipos electrónicos Q-FIND y ICEPAK de la firma AAVID THERMAL TECHNOLOGIES, INC.
- Cámara termográfica IR FLUKE Ti-45 con doble sensor (infrarrojos y luz visible), permitiendo el fundido en una sola imagen para determinación de zonas de interés, rango de medida de hasta 1200°C, resolución de 1280x1024 pixeles (cámara visible) y de 160x120 pixeles (cámara termográfica), juego de tres lentes: 10,5mm, 20mm y 54mm, para cubrir las focales necesarias, y óptica articulada hasta 180°, para facilitar la toma en lugares de difícil acceso, incluyendo pantalla de visualización de 5”, tarjeta de memoria para almacenamiento de imágenes y software de análisis.
- Diversos componentes y dispositivos eléctricos y electrónicos, así como diferentes elementos y accesorios auxiliares asociados a la sujeción mecánica y la disipación térmica de los mismos.

- Sistema CAD/CAM para la realización de prototipos de circuito impreso de la marca LPKF, que consta del *software* CIRCUITCAM para el postproceso, una máquina de “grabado inglés” PROTOMAT C-60, el *software* para su control BOARDMASTER y una máquina para el metalizado electroquímico de los taladros MINICONTAC-II.
- Sistema de montaje PROTOPLACE S para colocación de componentes SMD, compuesto por un *Pick & Place* semiautomático, con pinza de ajuste fino profesional para manipulación de SMD *fine-pitch* QFPs de hasta 0,4mm y *flip-chips* 0201, con accesorios para colocación de componentes y dispensado de pasta de soldadura o adhesivo, incluyendo visualización por microcámara móvil y monitor en color CCTV LCD de 15”.
- Sistema de soldadura por aire caliente JBC AM *Rework station* para conexión de componentes SMD y PTH, con temperatura regulable hasta 400°C, con precisión de $\pm 5^\circ\text{C}$, caudal de aire regulable y juegos de puntas para SO, SOP, QFP, PLCC, PQFP, filtros y conexión anti-ESD.
- Sistema para ensayos de laboratorio compuesto por un generador digital de señal 33120A con salida de baja impedancia hasta 15 MHz y programable en amplitud, frecuencia y *offset*, junto con un osciloscopio digital INFINIUM de dos canales de alta impedancia, capacidad de hasta 1 Gsa/s (gigamuestras por segundo), captura y almacenamiento de pantallas en HD interno; ambos de la marca AGILENT TECHNOLOGY.

Todos estos medios se encuentran disponibles en las distintas dependencias de los Departamentos de “Física Aplicada”, “Ingeniería Eléctrica” y “Arquitectura de Computadores, Electrónica y Tecnología Electrónica”, todos ellos sitios en el campus universitario de Rabanales de la Universidad de Córdoba.

3.4 MODELADO TÉRMICO PARA LA CONDUCCIÓN UNIDIRECCIONAL

El modelado y la simulación del fenómeno de conducción del calor se pueden realizar mediante diferentes técnicas y métodos matemáticos. Los más comunes son: la resolución de ecuaciones diferenciales ordinarias, aplicable sólo a los casos de transferencia unidireccional, y la de ecuaciones en derivadas parciales, para la transferencia multidireccional en el contexto de herramientas FEM [75]. Estas técnicas, sin embargo, generan una gran carga computacional durante las simulaciones, lo que supone un serio inconveniente para su utilización en el modelado multifísico y en la simulación holística y concurrente de circuitos.

Con el fin de evitar este inconveniente, es posible recurrir a otras técnicas de resolución analítica que no consuman tantos recursos del ordenador. Éstas han sido estudiadas por diferentes autores, por ejemplo, a través de la transformada directa de *Laplace* [41], mediante funciones de *Green* [45] o la resolución a través de *Espacios de Estado* [44]. El escaso esfuerzo computacional que requieren estos métodos de cálculo permite realizar simulaciones de procesos térmicos de forma casi instantánea. Este hecho los hace idóneos para los objetivos de esta tesis, ya que hacen posible la simulación holística y multifísica en un entorno integrado que trabaje en co-simulación de fenómenos físicos de distinta naturaleza [76], lo que representa sin duda el paradigma ideal en la simulación por ordenador.

Los modelos matemáticos para la conducción térmica propuestos en el epígrafe 3.1.1 se pueden implementar mediante SIMULINK, que funciona bajo el entorno de MATLAB y utiliza su motor matemático. Esta herramienta de modelado y simulación permite definir bloques y subsistemas a partir de sus librerías estándar (*Blockset*) o de otras creadas por terceros; todo ello en un entorno gráfico, jerárquico y flexible [61]. Así mismo, la posibilidad de definir máscaras de datos para la introducción de parámetros relativos a los modelos y de editar iconos que sirvan de interfaz gráfica, permite desarrollar, de forma relativamente sencilla, modelos personalizados y fáciles de usar [62].

Para el modelado de las transferencias caloríficas por conducción que se estudian en esta tesis, también es importante la posibilidad que SIMULINK ofrece de crear nuevas *blockset*, abiertas y actualizables para el usuario, con capacidad para encapsular los modelos contenidos en ellas, manteniendo una estructura uniforme en el modelado, la parametrización y las interfaces. De esta forma se pueden crear sistemas y subsistemas en distintos niveles jerárquicos que aseguren la conectividad requerida [77] en este trabajo. En la Figura 16 se muestra un

esquema de la arquitectura general con la que se han implementado los modelos de todas las librerías de transferencia térmica desarrolladas [78].

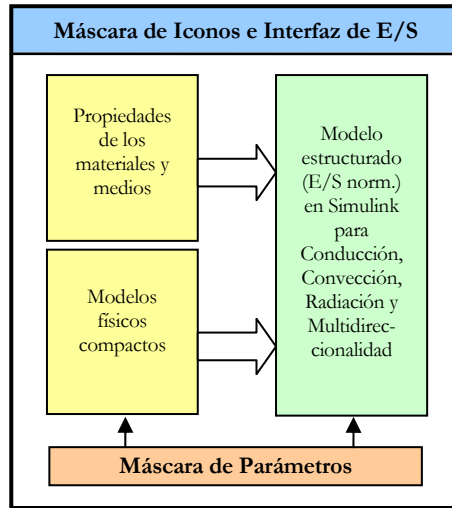


Figura 16. Arquitectura de las librerías de transferencia térmica.

Con el fin de simplificar la implementación de los modelos y facilitar el cálculo numérico en el ordenador, se puede transformar la ecuación diferencial que rige la dinámica de la transferencia unidireccional del calor por conducción en una “Función de Transferencia Térmica” (FTT) en variable s de *Laplace* [40]. Para tal transformación es necesario adecuar algebraicamente la ecuación (8), teniendo en cuenta la definición de la capacidad térmica de (11), en el modo siguiente:

$$P_{th}(t) = C_{th} \cdot \frac{d(\Delta T)}{dt} + G_{th} \cdot \Delta T(t) \quad (26)$$

En esta ecuación diferencial ordinaria de 1^{er} orden, el miembro de la izquierda representa el flujo térmico que incide sobre el cuerpo, mientras que el miembro de la derecha representa la suma del flujo calorífico absorbido por el material (primer término) más el flujo térmico transmitido al medio frío (segundo término), cuya temperatura sirve de referencia. Ahora podemos obtener la FTT mediante la aplicación de la transformada directa de *Laplace*:

$$P_{th}(s) = C_{th} \cdot s \cdot \Delta T(s) + G_{th} \cdot \Delta T(s) = (C_{th} \cdot s + G_{th}) \cdot \Delta T(s) \quad (27)$$

$$\frac{\Delta T(s)}{P_{th}(s)} = \frac{1}{C_{th} \cdot s + G_{th}} \quad (28)$$

Ésta es una función de transferencia de primer orden en variable de *Laplace*, similar a las funciones de transferencia que típicamente se utilizan en la ingeniería

de sistemas y automática, la cual puede ser implementada de forma relativamente fácil mediante bloques específicos ^[63] disponibles en las librerías de SIMULINK.

Puesto que la entrada de la FITT (28) sería la potencia térmica incidente P_{th} y la salida sería la diferencia o incremento de temperatura ΔT , esta función de transferencia térmica, tal cual, no serviría como modelo de la conducción calorífica en un cuerpo de material homogéneo con capacidad para acoplarse a otros y construir estructuras más complejas. En realidad las variables que deberían actuar como entrada son el flujo térmico incidente y la temperatura de referencia del medio frío (temperatura ambiente), P_{th} y T_a , mientras que las variables que deberían actuar como salida son el flujo térmico transferido al medio frío y la temperatura interna del cuerpo, $(G_{th} \cdot \Delta T)$ y T_i , que se corresponde con la del lado caliente donde incide el flujo calorífico ^[39].

Por tanto, el modelo válido para la conducción térmica en un cuerpo simple compuesto por material homogéneo con capacidad para acoplarse con otros, formando estructuras no homogéneas más complejas, deberá incluir los bloques necesarios para adecuar las magnitudes de entrada y de salida ^[79], tal y como se ha explicado en el párrafo anterior y como se muestra en la Figura 17.

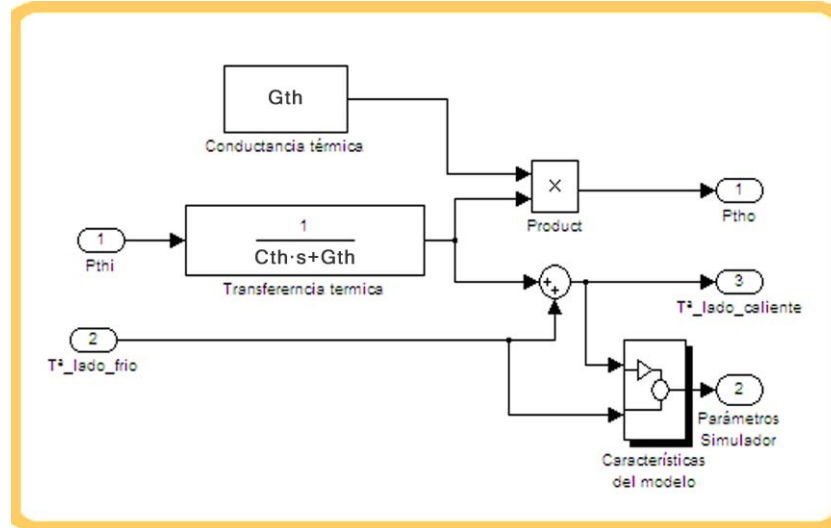


Figura 17. Modelo SIMULINK para la transferencia unidireccional de calor por conducción en un cuerpo simple.

En la Figura 17 se puede observar un subsistema denominado **Características del modelo**. Este subsistema, que se puede ver con más detalle en la Figura 18, tiene por función tomar los datos necesarios para la representación termográfica del cuerpo simple al que representa este modelo y suministrarlos a un eventual bloque de “Mapas Térmicos 3D” ^[60], que se describirá en posteriores epígrafes.

Dicha funcionalidad es opcional y sólo tendrá efecto si se conecta correctamente la salida del subsistema al bloque visualizador de mapas térmicos 3D.

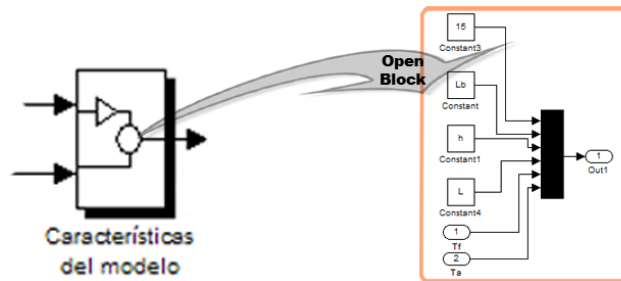


Figura 18. Subsistema de suministro de datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.

Como último paso en la elaboración de los modelos de conducción calorífica unidireccional, habrá que dotar a éstos de una máscara individualizada de entrada de parámetros para introducir, tanto las propiedades geométricas y térmicas relacionadas con el cuerpo y los materiales de cada modelo, como el número de iteraciones de la simulación. También habrá que crear un icono que simbolice al cuerpo en cuestión y que sirva de interfaz para el usuario ^[76].

Sobre la base de este modelo general se han desarrollado todos los modelos para la conducción térmica unidireccional de cuerpos simples, con una gran diversidad de geometrías, de entre los cuales se mostrarán algunos de los más significativos en los epígrafes siguientes, como ejemplos ilustrativos. Esta uniformidad de los modelos de conducción es la consecuencia inmediata de la metodología de trabajo empleada durante el desarrollo de la presente tesis, por lo que, una vez planteada ésta, se puede inferir fácilmente el modo de realizar otros modelos, incluso hasta obtener una librería a medida.

3.4.1 Modelo para la Conducción en una Placa Rectangular

Para modelar el comportamiento térmico de una placa rectangular en la que se está produciendo un fenómeno de conducción de calor, habrá que tener en cuenta varios factores que influyen en este proceso, como son la cara sobre la cual incide la potencia térmica (el flujo de energía calorífica), la dirección de propagación del calor a través del cuerpo que actúa de transmisor y la propia geometría y composición del objeto modelado ^[15].

Después de definir los factores que influyen en este fenómeno térmico, es necesario establecer los parámetros característicos que éstos presentan para el modelo en particular. En esta ocasión se trata de implementar el modelo de una placa rectangular constituida por material homogéneo y sobre la que actúa una

potencia térmica perpendicular a una de sus caras. Por lo tanto, la energía calorífica se transfiere transversalmente desde el lado donde incide el flujo de calor hasta el lado opuesto, donde se encuentra el medio frío a la temperatura ambiental o de referencia ^[12]. Por consiguiente, para este caso concreto, la ecuación (28), propuesta como modelo matemático general de la transferencia térmica por conducción, quedaría particularizada mediante la expresión:

$$\frac{\Delta T(s)}{P_{th}(s)} = \frac{1}{h \cdot L_b \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + (k \cdot L_b \cdot h)/L} \quad (29)$$

En esta función de transferencia térmica, L_b representa la longitud de la base del cuerpo, h constituye la altura de la placa, L es la longitud de transferencia del flujo de potencia calorífica, ρ define la densidad del material del que se encuentra fabricada la placa, c_e es su calor específico y k es la conductividad térmica de dicho material.

A partir de la FT^T (29) se puede implementar en SIMULINK el modelo de la transferencia calorífica unidireccional por conducción en una placa rectangular. En la Figura 17, se mostró el diagrama de bloques con el que poder modelar el fenómeno de conducción térmica ^[40] ^[41], por lo que solamente habría que particularizar dichos bloques con los parámetros específicos de este modelo.

Una vez creado el modelo, éste se puede encapsular, creando un subsistema estructurado que será el que el usuario utilice. Para diferenciar los distintos modelos guardados en la librería se ha creado un icono representativo de cada uno de los cuerpos ^[76]. Este icono, Figura 19, representa el fenómeno de conducción de calor axial en una placa rectangular y refleja una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida. El dibujo del cuerpo se ha hecho con perspectiva y se le han aplicado efectos de iluminación y colores indicativos del lado caliente y frío, para facilitar su interpretación.

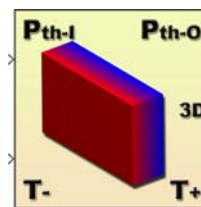


Figura 19. Icono para la conducción axial en una placa rectangular.

Los parámetros que caracterizan la conducción axial en una placa rectangular, las dimensiones de la placa y el número máximo de iteraciones para la simulación se

definen como variables locales, por lo que a cada modelo de la librería se le ha dotado de una máscara de entrada de datos personalizada ^[60], Figura 20.

Para definir las propiedades térmicas intrínsecas al material del que se compone cada cuerpo (conductividad térmica, densidad y calor específico), se selecciona éste entre los que ofrece la base de datos de materiales que se ha implementado y que se describe en epígrafes posteriores. De esta forma, una vez escogido un material a través de la pestaña de selección correspondiente, SIMULINK obtiene automáticamente todas las magnitudes y las incorpora al modelo.

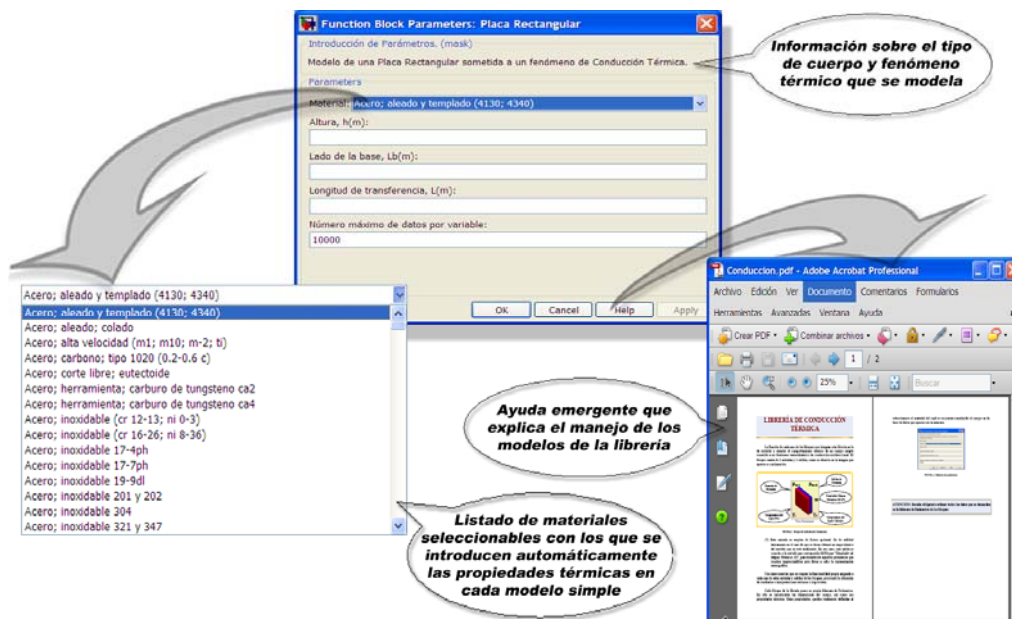


Figura 20. Máscara para el modelo de conducción axial en una placa rectangular.

Otra de las características relevantes de la máscara de datos es la de ofrecer al usuario información útil acerca del modelo. Puede hacerse a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación, o por medio de una ayuda emergente que aparece al pulsar sobre el botón **Help**. Si se elige esta última opción, se consigue una información más amplia y pormenorizada de cada modelo de la librería de conducción ^[76]. Todo esto puede verse en la Figura 20.

Como resultado del proceso que se ha descrito, se obtiene un modelo que puede ser utilizado del mismo modo que cualquiera de los bloques que existen en cualquiera de las librerías o *blockset* incluidas en el **Simulink Library Browser** ^[77]. En este sentido, el modelo desarrollado puede incorporarse a nuevos modelos, donde se necesite simular el comportamiento térmico de una placa rectangular compuesta por material homogéneo, por la que se transfiere axialmente una determinada cantidad de potencia calorífica por conducción.

Por último, en la Figura 21 se muestra una aplicación sencilla del modelo de conducción axial en una placa rectangular, desarrollado en el entorno de SIMULINK. Para obtener distintas simulaciones, simplemente bastaría con introducir diferentes datos en su correspondiente máscara.

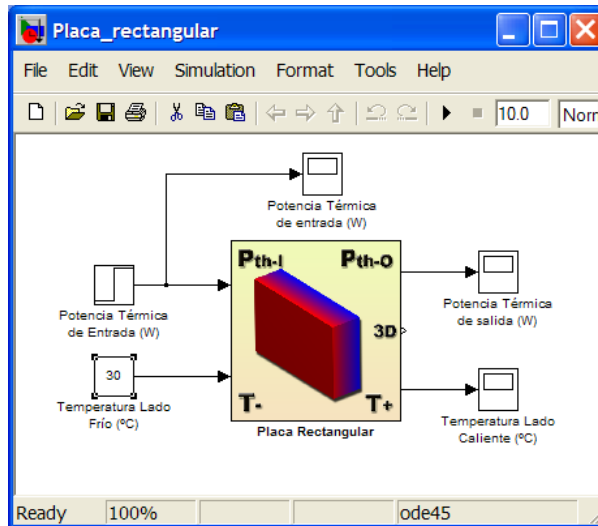


Figura 21. Aplicación del modelo de conducción axial en una placa rectangular.

Todos los modelos desarrollados para la conducción unidireccional hacen la función de una librería o *blockset*, de la cual se copian los modelos para ser reutilizados o bien para ser empleados formando parte de estructuras materiales de mayor complejidad y/o de naturaleza holística [80].

3.4.2 Modelo para la Conducción Radial de un Cilindro Hueco

Para modelar el comportamiento térmico de un cilindro hueco en la que se está produciendo un fenómeno de conducción radial de calor, habrá que tener en cuenta varios factores que influyen en este proceso, como son: la cara sobre la cual incide la potencia térmica (el flujo de energía calorífica), la dirección de propagación del calor a través del cuerpo que actúa de transmisor y la propia geometría y composición del objeto modelado [15].

Después de definir los factores que influyen en este fenómeno térmico, es necesario establecer los parámetros característicos que éstos presentan para este modelo en particular. En esta ocasión se trata de implementar el modelo de un cilindro hueco compuesto de material homogéneo y sobre el que actúa una potencia térmica por su cara interior. Por lo tanto, la energía calorífica se transfiere de forma radial desde dentro del cuerpo, donde incide el flujo de calor, hasta la cara exterior, donde se encuentra el medio frío a la temperatura

ambiental o de referencia ^[12]. Por consiguiente, para este caso concreto, la ecuación (28), propuesta como modelo matemático general de la transferencia térmica por conducción, quedaría particularizada mediante la expresión:

$$\frac{\Delta T(s)}{P_{th}(s)} = \frac{1}{\pi \cdot (R_e - r_i)^2 \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + (k \cdot \pi \cdot (R_e - r_i)^2) / L} \quad (30)$$

En esta función de transferencia térmica, R_e representa el radio exterior del cilindro, mientras que r_i representa el radio del hueco, L es la longitud de transferencia del flujo calorífico, ρ corresponde a la densidad del material del que se compone el cilindro, c_e es su calor específico y k es la conductividad térmica de dicho material.

A partir de la FTT (30) se puede implementar en SIMULINK el modelo de la transferencia calorífica unidireccional por conducción radial en un cilindro hueco. En la Figura 17, se mostró el diagrama de bloques con el que poder modelar el fenómeno de conducción térmica ^{[40][41]}, por lo que solamente habría que particularizar dichos bloques con los parámetros específicos de este modelo.

Una vez creado el modelo, éste se puede encapsular, creando un subsistema estructurado que será el que el usuario utilice. Para diferenciar los distintos modelos guardados en la librería de conducción se ha creado un icono representativo de cada uno de los cuerpos ^[76].

El icono que representa el fenómeno de conducción de calor radial en un cilindro hueco se muestra en la Figura 22 y también se refleja una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida. El dibujo del cuerpo se ha hecho con perspectiva y se le han aplicado efectos de iluminación y colores indicativos del lado caliente y frío, para facilitar su interpretación.

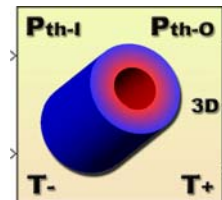


Figura 22. Diseño del icono para la conducción radial de un cilindro hueco.

Los parámetros que caracterizan la conducción radial en un cilindro hueco, las dimensiones del cilindro y el número máximo de iteraciones para la simulación

se definen como variables locales, por lo que a cada modelo de la librería se le ha dotado de una máscara de entrada de datos personalizada ^[60], Figura 23.

Para definir las propiedades térmicas intrínsecas al material del que se compone cada cuerpo (conductividad térmica, densidad y calor específico), se selecciona éste entre los que ofrece la base de datos de materiales que se ha implementado y que se describe en epígrafes posteriores. De esta forma, una vez escogido un material a través de la pestaña de selección correspondiente, SIMULINK obtiene automáticamente todas las magnitudes y las incorpora al modelo.

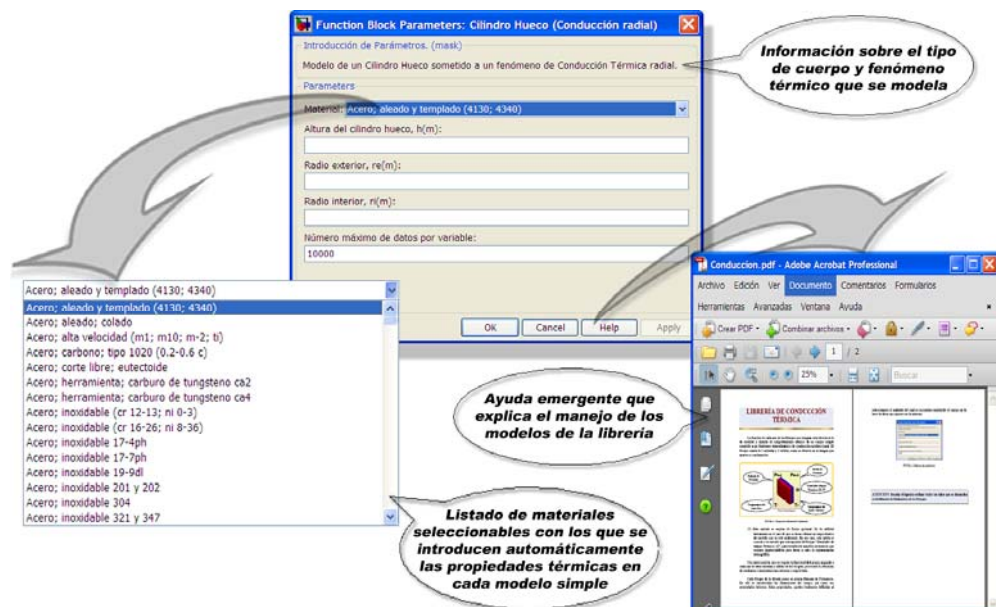


Figura 23. Máscara para el modelo de conducción radial de un cilindro hueco.

Otra de las características relevantes de la máscara de datos es la de ofrecer al usuario información útil acerca del modelo. Puede hacerse a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación, o por medio de una ayuda emergente que aparece al pulsar sobre el botón **Help**. Si se elige esta última opción, se consigue una información más amplia y pormenorizada de cada modelo de la librería de conducción ^[76]. Todo esto puede verse en la Figura 23.

Como resultado del proceso que se ha descrito, se obtiene un modelo que puede ser utilizado del mismo modo que cualquiera de los bloques que existen en cualquiera de las librerías o *blockset* incluidas en el **Simulink Library Browser** ^[77]. En este sentido, el modelo desarrollado puede incorporarse a nuevos modelos, donde se necesite simular el comportamiento térmico de un cilindro hueco compuesto por material homogéneo, por el que se transfiere radialmente una determinada cantidad de potencia calorífica por conducción.

Por último, en la Figura 24 se muestra una aplicación sencilla del modelo desarrollado para la conducción radial en un cilindro hueco, en el entorno de SIMULINK. Para obtener distintas simulaciones, simplemente bastaría con introducir diferentes datos en su correspondiente máscara.

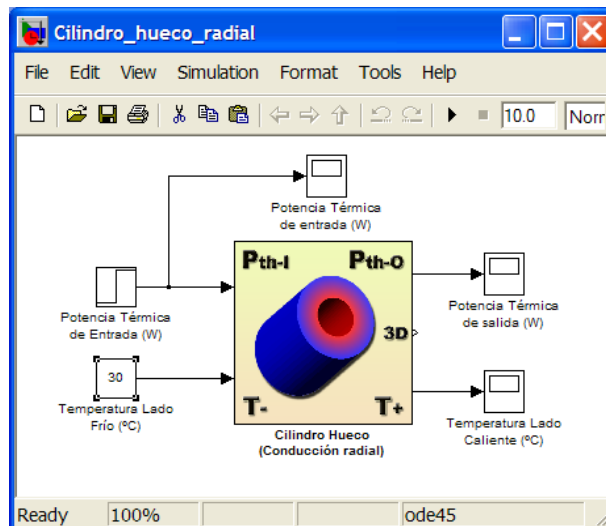


Figura 24. Aplicación del modelo de conducción radial en un cilindro hueco.

Todos los modelos desarrollados para la conducción unidireccional hacen la función de una librería o *blockset*, de la cual se copian los modelos para ser reutilizados o bien para ser empleados formando parte de estructuras materiales de mayor complejidad y/o de naturaleza holística [80].

3.4.3 Modelo para la Conducción Axial de un Tronco-Cono Hueco

Para modelar el comportamiento térmico de un tronco de cono hueco en el que se está produciendo un fenómeno de conducción axial de calor, habrá que tener en cuenta varios factores que influyen en este proceso, como son: la cara sobre la cual incide la potencia térmica (el flujo de energía calorífica), la dirección de propagación del calor a través del cuerpo que actúa de transmisor y la propia geometría y composición del objeto modelado [15].

Después de definir los factores que influyen en este fenómeno térmico, es necesario establecer los parámetros característicos que éstos presentan para el modelo en particular. En esta ocasión se trata de implementar el modelo de un tronco-cono hueco constituido por material homogéneo y sobre la que actúa una potencia térmica perpendicular a su cara mayor. Por lo tanto, la energía calorífica se transfiere axialmente desde el lado donde incide el flujo de calor hasta el lado opuesto (el menor), donde se encuentra el medio frío a la temperatura ambiental

o de referencia ^[12]. Por consiguiente, para este caso concreto, la ecuación (28), propuesta como modelo matemático general de la transferencia térmica por conducción, quedaría particularizada mediante la expresión:

$$\frac{\Delta T(s)}{P_{th}(s)} = \frac{1}{\pi \cdot [(R_m - r_i) + (r - r_i)]^2 \cdot \frac{L}{3} \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + (k \cdot \pi \cdot [(R_m - r_i) + (r - r_i)]^2) / L} \quad (31)$$

En esta función de transferencia térmica, R_m corresponde al radio de la base mayor, r al radio de la base menor, r_i simboliza el radio del hueco, L es la longitud de transferencia del flujo de potencia calorífica, ρ define la densidad del material con el que está fabricado el cuerpo, c_e es su calor específico y k la conductividad térmica de dicho material.

A partir de la FT* (31) se puede implementar en SIMULINK el modelo de la transferencia calorífica unidireccional por conducción en un tronco-cono hueco. En la Figura 17, se mostró el diagrama de bloques con el que poder modelar el fenómeno de conducción térmica ^[40] ^[41], por lo que solamente habría que particularizar dichos bloques con los parámetros específicos de este modelo.

Una vez creado el modelo, éste se puede encapsular, creando un subsistema estructurado que será el que el usuario utilice. Para diferenciar los distintos modelos guardados en la librería de conducción unidireccional se ha creado un icono representativo de cada uno de los cuerpos ^[76].

El icono correspondiente al fenómeno de conducción de calor axial en un tronco de cono hueco se puede ver en la Figura 25, donde se refleja también una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida. El dibujo del cuerpo se ha hecho con perspectiva y se le han aplicado efectos de iluminación y colores indicativos del lado caliente y frío, para facilitar su interpretación.

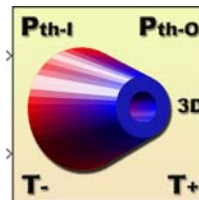


Figura 25. Diseño del icono para la conducción axial de un tronco cono hueco.

Los parámetros que caracterizan la conducción axial en un tronco-cono hueco, sus dimensiones y el número máximo de iteraciones para la simulación se

definen como variables locales, por lo que a cada modelo de la librería se le ha dotado de una máscara de entrada de datos personalizada ^[60], Figura 26.

Para definir las propiedades térmicas intrínsecas al material del que se compone cada cuerpo (conductividad térmica, densidad y calor específico), se selecciona éste entre los que ofrece la base de datos de materiales que se ha implementado y que se describe en epígrafes posteriores. De esta forma, una vez escogido un material a través de la pestaña de selección correspondiente, SIMULINK obtiene automáticamente todas las magnitudes y las incorpora al modelo.

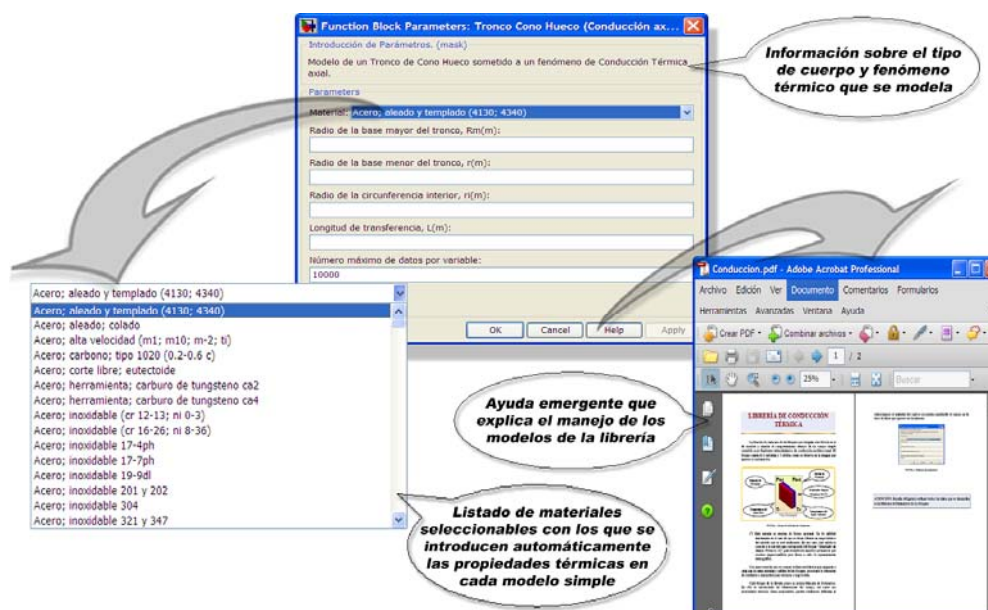


Figura 26. Máscara para el modelo de conducción axial de un tronco cono hueco.

Otra de las características relevantes de la máscara de datos es la de ofrecer al usuario información útil acerca del modelo. Puede hacerse a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación, o por medio de una ayuda emergente que aparece al pulsar sobre el botón **Help**. Si se elige esta última opción, se consigue una información más amplia y pormenorizada de cada modelo de la librería de conducción ^[76]. Todo esto puede verse en la Figura 26.

Como resultado del proceso que se ha descrito, se obtiene un modelo que puede ser utilizado del mismo modo que cualquiera de los bloques que existen en cualquiera de las librerías o *blockset* incluidas en el **Simulink Library Browser** ^[77]. En este sentido, el modelo desarrollado puede incorporarse a nuevos modelos, donde se necesite simular el comportamiento térmico de un tronco de cono hueco compuesto por material homogéneo, por el que se transfiere axialmente una determinada cantidad de potencia calorífica por conducción.

Por último, en la Figura 27 se muestra una aplicación sencilla del modelo de conducción axial en un tronco-cono hueco desarrollado, en el entorno de SIMULINK. Para obtener distintas simulaciones, simplemente bastaría con introducir diferentes datos en su correspondiente máscara.

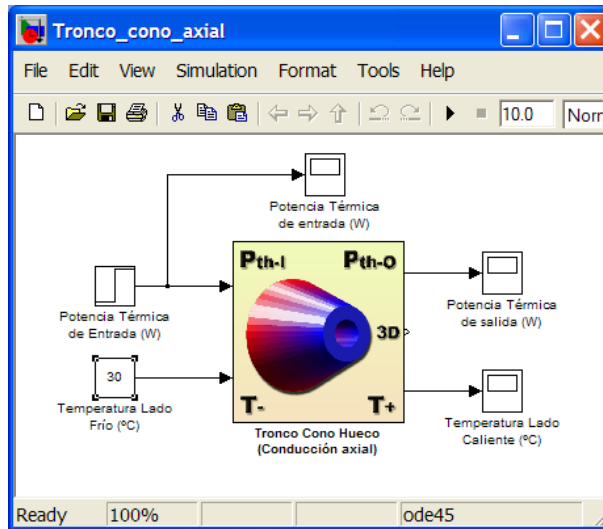


Figura 27. Aplicación del modelo de conducción axial en un tronco cono hueco.

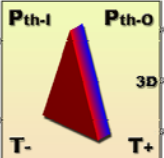
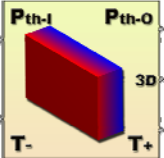
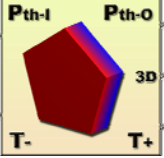
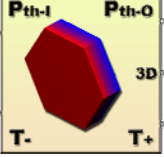
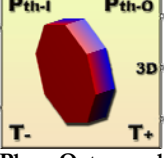
Todos los modelos desarrollados para la conducción unidireccional hacen la función de una librería o *blockset*, de la cual se copian los modelos para ser reutilizados o bien para ser empleados formando parte de estructuras materiales de mayor complejidad y/o de naturaleza holística [80].

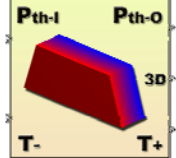
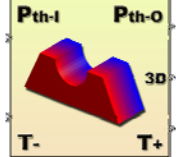
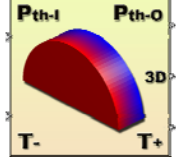
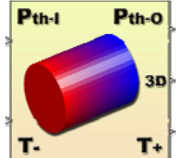
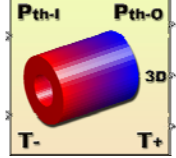
3.4.4 Descripción Completa de la Librería de Conducción

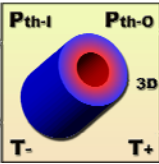
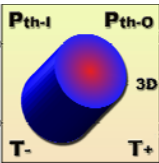
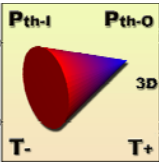
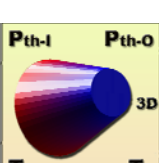
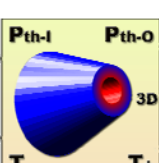
En los epígrafes anteriores se han descrito detalladamente varios modelos creados para la librería de conducción térmica unidireccional. Los restantes modelos que integran esta librería se han recopilado en una tabla resumen con sus formulaciones y sus iconos, haciendo notar que los colores empleados en ellos permiten identificar la dirección y sentido del flujo calorífico, ya que el rojo indica el origen (lado caliente) y el azul indica el destino (lado frío).

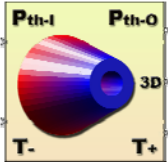
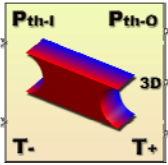
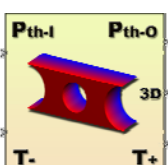
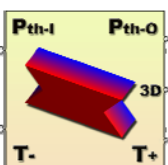
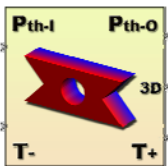
Esta forma abreviada de describir la librería de conducción térmica no va en detrimento del rigor científico requerido en un documento de esta naturaleza, ya que todos los modelos creados para ella han sido implementados mediante la misma metodología y se sustentan sobre la misma base teórico-matemática [76]. En consecuencia, los modelos que no han sido descritos detalladamente quedan recogidos para su estudio en la tabla 2.

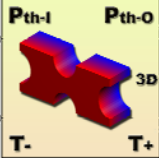
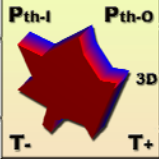
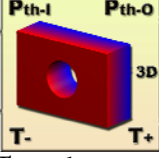
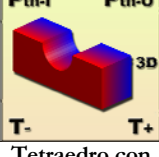
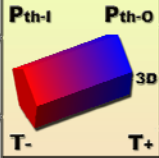
Tabla 2. Modelos de la librería de conducción térmica unidireccional.

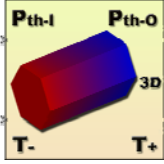
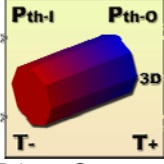
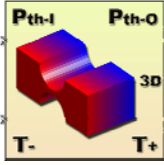
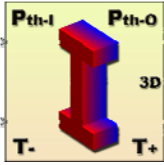
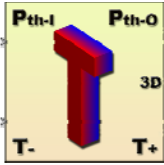
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Triangular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{h}{2} \cdot L_b \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{L_b \cdot h}{2 \cdot L}} \quad (32)$ <p> L_b = Lado de la base. h = Altura de la placa. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Placa Rectangular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{h \cdot L_b \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{L_b \cdot h}{L}} \quad (33)$ <p> L_b = Lado de la base. h = Altura de la placa. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Placa Pentagonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{5 \cdot Ap \cdot L_b}{2} \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{5 \cdot L_b \cdot Ap}{2 \cdot L}} \quad (34)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la placa pentagonal. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Placa Hexagonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{6 \cdot Ap \cdot L_b}{2} \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{6 \cdot L_b \cdot Ap}{2 \cdot L}} \quad (35)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la placa hexagonal. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Placa Octogonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{8 \cdot Ap \cdot L_b}{2} \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{8 \cdot L_b \cdot Ap}{2 \cdot L}} \quad (36)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la placa octogonal. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

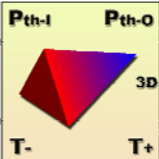
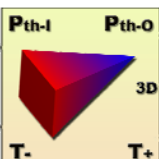
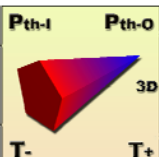
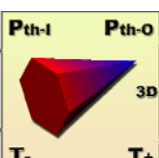
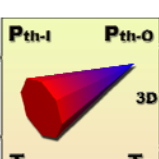
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Trapezoidal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{B+b_1}{2} \cdot h \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(B+b_1) \cdot h}{2 \cdot L}} \quad (37)$ <p> b_1 = Lado de la base menor. B = Lado de la base mayor. h = Altura de la placa. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Placa Trapezoidal con Hendidura Semicircular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\left(\frac{B+b_1}{2} \cdot h - \frac{\pi R^2}{2}\right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(B+b_1) \cdot h - \pi R^2}{2 \cdot L}} \quad (38)$ <p> b_1 = Lado de la base menor. B = Lado de la base mayor. h = Altura de la placa. R = Radio de la hendidura. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Placa Semicircular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{\pi}{2} \cdot R^2 \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{\pi \cdot R^2}{2 \cdot L}} \quad (39)$ <p> R = Radio de la placa. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Placa Circular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\pi \cdot R^2 \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{\pi \cdot R^2}{L}} \quad (40)$ <p> R = Radio de la placa. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Cilindro Hueco (Conducción axial)</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\pi \cdot (R_e - R_i)^2 \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{\pi \cdot (R_e - R_i)^2}{L}} \quad (41)$ <p> R_e = Radio exterior del cilindro. R_i = Radio del hueco del cilindro. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

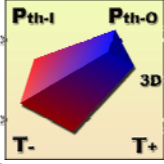
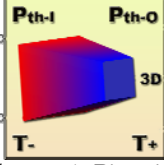
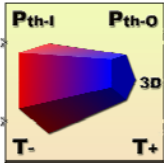
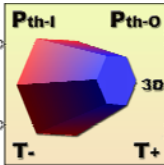
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Cilindro Hueco (Conducción radial)</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\pi \cdot (R_e^2 - R_i^2) \cdot h \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot h}{\ln(R_e/R_i)}} \quad (42)$ <p> R_e = Radio exterior del cilindro. R_i = Radio del hueco del cilindro. h = Altura del cilindro hueco. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Cilindro (Conducción radial)</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\pi \cdot R^2 \cdot h \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot h}{\ln(R)}} \quad (43)$ <p> R = Radio del cilindro. h = Altura del cilindro. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Cono (Conducción axial)</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\pi \cdot R^2 \cdot \frac{L}{3} \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{\pi \cdot R^2}{4 \cdot L}} \quad (44)$ <p> R = Radio de la base del cono. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Tronco Cono (Conducción axial)</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\pi \cdot \left(\frac{R+R_p}{2}\right)^2 \cdot \frac{L}{3} \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{\pi \cdot \left(\frac{R+R_p}{2}\right)^2}{4 \cdot L}} \quad (45)$ <p> R = Radio de la base mayor. R_p = Radio de la base menor. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Tronco Cono Hueco (Conducción radial)</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\pi \cdot \left(\frac{(R-r) + (R_i-r)}{2}\right)^2 \cdot h \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{2\pi h}{\ln(R-r/R_i-r)}} \quad (46)$ <p> R_i = Radio de la base menor. r = Radio del hueco del tronco cono. R = Radio de la base mayor. h = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

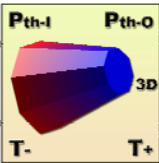
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Tronco Cono Hueco (Conducción axial)</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\left(\pi (R_m - r_i) + (r - r_i) \right)^2 \frac{L}{3} \rho c_e s + k (R_m - r_i) + (r - r_i) \pi / L} \quad (47)$ <p> R_m = Radio de la base mayor. r = Radio de la base menor. r_i = Radio del hueco del tronco cono L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Cuerpo 1</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\left(h \cdot L_b - \pi \cdot \left(\frac{h}{2} \right)^2 \right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{L_b \cdot h - \pi \cdot (h/2)^2}{L}} \quad (48)$ <p> L_b = Lado de la base del cuerpo. h = Altura del cuerpo. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Cuerpo 2</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\left(h \cdot L_b - \pi \cdot \left(\left(\frac{h}{2} \right)^2 + R^2 \right) \right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{L_b \cdot h - \pi \cdot (h/2)^2}{L}} \quad (49)$ <p> L_b = Lado de la base del cuerpo. h = Altura del cuerpo. L = Longitud de transferencia. R = Radio del taladro del cuerpo. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Cuerpo 3</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{h \cdot \left(\frac{L_b + L_e}{2} \right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(L_b + L_e) \cdot h}{2 \cdot L}} \quad (50)$ <p> L_b = Lado de la base. L_e = Longitud del lado más estrecho. h = Altura del cuerpo. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Cuerpo 4</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\left(\left(h \cdot \frac{L_b + L_e}{2} - \pi \cdot R^2 \right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(L_b + L_e) \cdot h / 2 - \pi \cdot R^2}{L} \right)} \quad (51)$ <p> L_b = Lado de la base. L_e = Longitud del lado más estrecho. h = Altura del cuerpo. L = Longitud de transferencia. R = Radio del taladro circular. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Cuerpo 5</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{(h \cdot L_b - \pi(R^2 + R_l^2)) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(L_b \cdot h - \pi(R^2 + R_l^2))}{L}} \quad (52)$ <p> L_b = Lado de la base. h = Altura del cuerpo. R = Radio de las hendiduras de las bases. R_l = Radio de las hendiduras laterales. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Cuerpo Amorfo</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{C_{th} \cdot s + G_{th}} \quad (53)$ <p> C_{th} = Capacidad térmica. G_{th} = Conductancia térmica. </p>
 <p>Tetraedro con un Taladro Circular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{(h \cdot L_b - \pi \cdot R^2) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(h \cdot L_b - \pi \cdot R^2)}{L}} \quad (54)$ <p> L_b = Lado de la base del tetraedro. h = Altura del tetraedro. R = Radio del taladro circular. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Tetraedro con Hendidura Semicircular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\left(h \cdot L_b - \pi \cdot \frac{R^2}{2}\right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(h \cdot L_b - \pi \cdot R^2/2)}{L}} \quad (55)$ <p> L_b = Lado de la base del tetraedro. h = Altura del tetraedro. R = Radio de la hendidura. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Prisma Pentagonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{5 \cdot L_b \cdot \frac{A_p}{2} \cdot h \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(5 \cdot L_b \cdot A_p/2)}{h}} \quad (56)$ <p> L_b = Lado de la base del prisma. h = Altura del prisma. A_p = Apotema de la base del prisma. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Prisma Hexagonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{6 \cdot L_b \cdot \frac{Ap}{2} \cdot h \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(6 \cdot L_b \cdot Ap/2)}{h}} \quad (57)$ <p> L_b = Lado de la base del prisma. h = Altura del prisma. Ap = Apotema de la base del prisma. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Prisma Octogonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{8 \cdot L_b \cdot \frac{Ap}{2} \cdot h \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(8 \cdot L_b \cdot Ap/2)}{h}} \quad (58)$ <p> L_b = Lado de la base del prisma. h = Altura del prisma. Ap = Apotema de la base del prisma. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Viga</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{(h \cdot L_b - \pi \cdot R^2) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(h \cdot L_b - \pi \cdot R^2)}{L}} \quad (59)$ <p> L_b = Lado de la base de la viga. h = Altura de la viga. R = Radio de las hendiduras de la base. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Viga en forma de I</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{(2 \cdot h_b \cdot L_b + h_t \cdot L_t) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(2 \cdot h_b \cdot L_b - h_t \cdot L_t)}{L}} \quad (60)$ <p> h_b = Altura de las bases de la I. h_t = Altura del tronco de la I. L_b = Lado de las bases de la I. L_t = Lado del tronco de la I. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Viga en forma de T</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{(h_b \cdot L_b + h_t \cdot L_t) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{(h_b \cdot L_b - h_t \cdot L_t)}{L}} \quad (61)$ <p> h_b = Altura del brazo de la T. h_t = Altura del tronco de la T. L_b = Lado del brazo de la T. L_t = Lado del tronco de la T. L = Longitud de transferencia. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Pirámide Triangular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \cdot \left(3 \cdot \frac{Ap}{2} \cdot L_b\right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{3}{4} \cdot \frac{L_b \cdot Ap}{L}} \quad (62)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Pirámide Rectangular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \cdot (A \cdot B) L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{A \cdot B}{2 \cdot L}} \quad (63)$ <p> A = Lado mayor de la base. B = Lado pequeño de la base. L = Altura de la pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Pirámide Pentagonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \cdot \left(5 \cdot \frac{Ap}{2} \cdot L_b\right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{5}{4} \cdot \frac{L_b \cdot Ap}{L}} \quad (64)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Pirámide Hexagonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \cdot \left(6 \cdot \frac{Ap}{2} \cdot L_b\right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{6}{4} \cdot \frac{L_b \cdot Ap}{L}} \quad (65)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p>Pirámide Octogonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \cdot \left(8 \cdot \frac{Ap}{2} \cdot L_b\right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{8}{4} \cdot \frac{L_b \cdot Ap}{L}} \quad (66)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="432 539 628 591">Tronco de Pirámide Triangular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \left(\frac{3 \cdot Ap_i \cdot Ap}{2} \cdot \frac{L_m + L_i}{2} \right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{3 \left(\frac{L_m + L_i}{2} \cdot \frac{Ap_i \cdot Ap}{2} \right)}{2}} \quad (67)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p data-bbox="432 893 628 945">Tronco de Pirámide Rectangular</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \left(\frac{A+b}{2} \cdot \frac{C+d}{2} \right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \left(\frac{A+b}{2} \cdot \frac{C+d}{2} \right) \cdot L} \quad (68)$ <p> A = Lado mayor de la base mayor. b = Lado mayor de la base menor. C = Lado menor de la base mayor. d = Lado menor de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p data-bbox="432 1240 628 1292">Tronco de Pirámide Pentagonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \left(\frac{5 \cdot Ap_i \cdot Ap}{2} \cdot \frac{L_m + L_i}{2} \right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{5 \left(\frac{L_m + L_i}{2} \cdot \frac{Ap_i \cdot Ap}{2} \right)}{2}} \quad (69)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>
 <p data-bbox="432 1592 628 1644">Tronco de Pirámide Hexagonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \left(\frac{6 \cdot Ap_i \cdot Ap}{2} \cdot \frac{L_m + L_i}{2} \right) \cdot L \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{6 \left(\frac{L_m + L_i}{2} \cdot \frac{Ap_i \cdot Ap}{2} \right)}{2}} \quad (70)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="277 542 481 595">Tronco de Pirámide Octogonal</p>	$\frac{P_{th}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{1}{\frac{1}{3} \left(\frac{8 \cdot Ap_i \cdot Ap_o \cdot (L_m + L_i)}{2} \right) \cdot \rho \cdot c_e \cdot s + k \cdot \frac{8 \left(\frac{L_m + L_i}{2} \cdot \frac{Ap_i \cdot Ap_o}{2} \right)}{L}} \quad (71)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap_o = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ρ = Densidad del material. k = Conductividad del material. c_e = Calor específico del material. </p>

3.5 MODELADO TÉRMICO PARA LA CONVECCIÓN UNIDIRECCIONAL

Para el modelado y la simulación del fenómeno de convección unidireccional del calor es necesario recurrir al conocimiento propio de la termodinámica y de la mecánica de fluidos. En la actualidad, las formulaciones y métodos matemáticos más comunes para el análisis y resolución de problemas relacionados con flujos de fluidos se encuentran recopilados en una nueva rama de la ciencia, que se conoce como dinámica de fluidos computacional o *Computational Fluid Dynamics* (CFD) ^[81]. Como en casi todos los campos del modelado y la simulación por ordenador, en la CFD se pueden utilizar diferentes métodos de discretización, como el *Finite Difference Method* (FDM), el *Finite Element Method* (FEM) o el *Finite Volume Method* (FVM) ^[82], los cuales generan una gran carga computacional durante las simulaciones. Esto supone un serio inconveniente para su utilización como base del modelado multifísico y la simulación holística de circuitos.

En el epígrafe 3.1.2 *Fundamentos de la Convección Térmica Unidireccional* se ha descrito detalladamente el marco teórico, tanto físico como matemático, para el modelado de la transferencia unidireccional de calor por convección. Del mismo modo que se hizo en la conducción, para la convección se ha propuesto una formulación sencilla basada en ecuaciones lineales de primer orden, (12), (13), (14), (15) y (16), que permiten caracterizar el fenómeno mediante el uso de la resistencia térmica R_{th} (o su inverso, la conductancia térmica G_{th}) y de la capacidad térmica (C_{th}) en calidad de parámetros concentrados ^[76]. De esta forma se logra simplificar la implementación de los modelos térmicos compactos correspondientes a la convección térmica unidireccional y se consigue simular con un consumo moderado de los recursos del ordenador.

Del mismo modo que se argumentó en la conducción térmica, para el modelado de las transferencias caloríficas por convección que se estudian en esta tesis, es importante que la herramienta de modelado y simulación elegida (SIMULINK) permita definir bloques y subsistemas a partir de librerías estándar (*Blockset*) o de otras creadas por terceros, en un entorno gráfico, jerárquico y flexible. Así mismo la posibilidad de definir máscaras de datos, para la introducción de parámetros relativos a los modelos, y de editar iconos, que sirvan de interfaz gráfica, permite desarrollar de forma relativamente sencilla modelos personalizados y fáciles de usar ^[83].

También es importante la posibilidad que SIMULINK ofrece de crear nuevas *blockset*, abiertas y actualizables para el usuario, con capacidad para encapsular los

modelos contenidos en ellas, manteniendo una estructura uniforme en el modelado, la parametrización y las interfaces. De esta forma se pueden crear sistemas y subsistemas en distintos niveles jerárquicos que aseguren la conectividad requerida ^[77] en este trabajo.

El esquema de la arquitectura general con la que se han implementado los modelos de todas las librerías de transferencia térmica desarrolladas, incluida la de convección, es el mismo que se mostró en la Figura 16 del epígrafe anterior.

Puesto que existen distintas formas de convección, el cálculo del coeficiente de transferencia térmica h_c se debe realizar por métodos completamente diferentes para el régimen natural que para el forzado. Sin embargo, ambos comparten el hecho de que su valor se ha de calcular constantemente mediante integración numérica iterativa en cada paso de simulación ^[60]. Esto se debe a que el coeficiente de convección presenta una fuerte dependencia con la temperatura, como se puede comprobar en la ecuaciones (17) y (18), por lo que en cada instante de simulación es necesario recalcular todos los valores del coeficiente a lo largo de la capa límite (ver Figura 10), incluyendo la determinación, también en cada instante, del punto de de transición del flujo laminar al turbulento.

En el caso particular de la convección forzada en espacios cerrados, por ejemplo en el interior de un conducto, y para simplificar el cálculo del coeficiente de transferencia térmica, se supone que el régimen del fluido es completamente turbulento ^[15], así como que la temperatura es constante en todo el fluido, sin que existan dentro de él regiones con diferencias térmicas.

A la vista de la variedad de fenómenos que presenta la transferencia de calor por convección, parece más que razonable exponer y describir en epígrafes separados el tratamiento matemático efectuado para el modelado de la convección natural y de la convección forzada, incluyéndose en este último apartado la convección forzada de líquidos en el interior de un conducto, por tratarse de un caso particular de transferencia por convección forzada.

3.5.1 Modelado Térmico para la Convección Natural

La obtención del coeficiente de transferencia térmica para la convección natural se basa en el cálculo de los valores de temperatura que se producen a lo largo de la capa límite (ver Figura 10), para cada paso de integración. Además, en este cálculo también se han tenido en cuenta cuestiones que podrían ejercer cierta influencia sobre h_c , como son: la posición de la superficie caliente (horizontal o vertical) y el tratamiento diferenciado del área de flujo laminar respecto de la de

flujo turbulento que se producen dentro de la capa límite ^[18]. Teniendo en cuenta todo lo expuesto, el coeficiente de transferencia térmica para la convección natural, se puede calcular mediante las siguientes expresiones:

$$h_c = \frac{1}{L} \cdot \left[\int_0^{x_{tr}} C_1 \cdot (\Delta T/x)^{1/4} \cdot dx + \int_{x_{tr}}^L C_2 \cdot (\Delta T)^{1/3} \cdot dx \right] \quad (72)$$

$$h_c = \frac{1}{L} \left[C_1 \cdot \left(\frac{4}{3} \right) \cdot \Delta T^{1/4} \cdot x_{tr}^{3/4} + C_2 \cdot \Delta T^{1/3} \cdot (L - x_{tr}) \right] \quad (73)$$

En estas ecuaciones, x_{tr} representa la distancia (medida desde el origen de la capa laminar) a la que se produce la transición del flujo laminar al turbulento, L es la longitud de la superficie que transfiere el calor al fluido y C_1 y C_2 son unas constantes adimensionales asociadas el flujo laminar y el turbulento. Los valores de estas constantes se muestran en la tabla 3 ^[16].

Tabla 3. Valores de las constantes asociadas al flujo laminar y turbulento.

	<i>Horizontal</i>	<i>Vertical</i>
Flujo Laminar	0,9962	1,07
Flujo Turbulento	1,51	1,3

Como ya se ha explicado, el valor de x_{tr} se calcula en cada paso de integración, puesto que el parámetro cambia a medida que evolucionan las variables térmicas implicadas. La ecuación ^[15] que se utiliza para dicho cálculo es:

$$x_{tr} = \left[\frac{Gr \cdot \nu^2 \cdot 273}{g \cdot \Delta T} \right]^{1/3} \quad (74)$$

Donde g representa la constante gravitatoria de la tierra, ΔT es el incremento de temperatura, Gr simboliza el número de *Grashof*, el cual toma el valor constante de 109 en el punto de la capa límite donde se produce la transición entre el régimen laminar y turbulento, y finalmente ν representa la viscosidad cinemática del fluido. Debido a que la viscosidad cinemática varía con la temperatura, este parámetro también se obtendrá en cada instante de simulación mediante interpolación lineal ^[60], empleando para ello el correspondiente bloque que ofrece SIMULINK en su librería *Lookup Tables* ^[84].

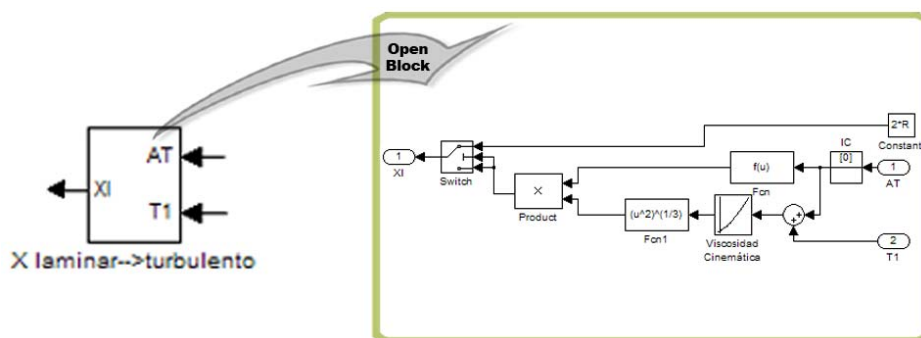


Figura 29. Subsistema que calcula la distancia de transición del flujo laminar a turbulento.

De la misma forma, en la Figura 30 se muestra el diagrama de bloques encargado de calcular el coeficiente de transferencia para el flujo laminar:

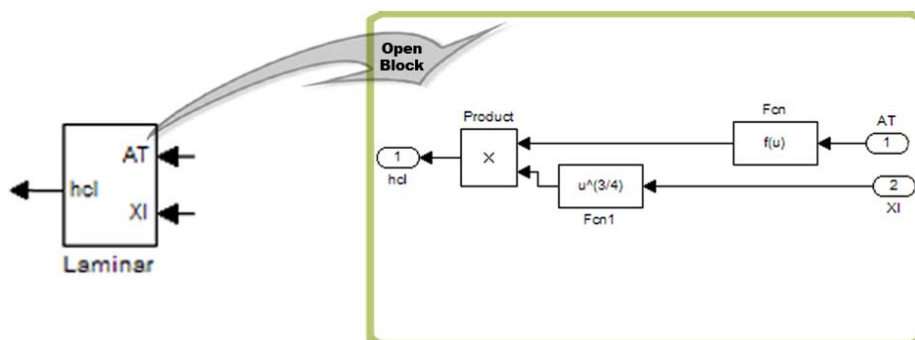


Figura 30. Subsistema que calcula el coeficiente de transferencia térmica laminar.

Igualmente, la figura 31 muestra la implementación del subsistema que haría falta para calcular del coeficiente de transferencia en el flujo turbulento.

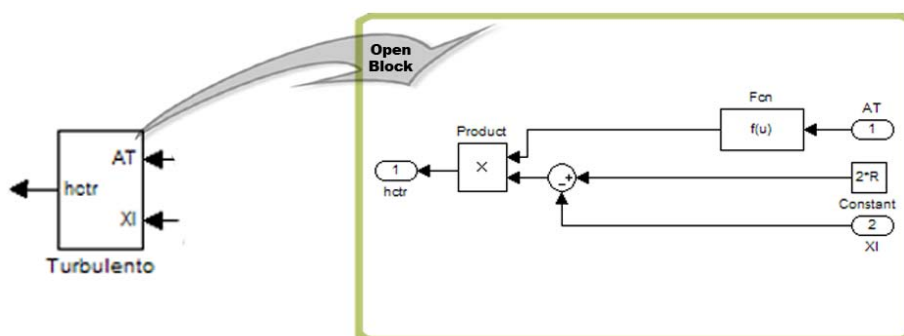


Figura 31. Subsistema que determina el coeficiente de transferencia térmica turbulenta.

El último subsistema del esquema de la Figura 28 que queda por comentar es el que se denomina **Características del modelo**. Este subsistema, que se muestra con más detalle en la Figura 32, tiene por función tomar los datos necesarios

para la representación termográfica del cuerpo simple al que representa este modelo y suministrarlos a un eventual bloque de “Mapas Térmicos 3D”^[60], que se describirá en epígrafes posteriores. Dicha funcionalidad es opcional y sólo tendrá efecto si la salida del subsistema se conecta correctamente al bloque visualizador de mapas térmicos 3D, encargado de sacar la imagen termográfica.

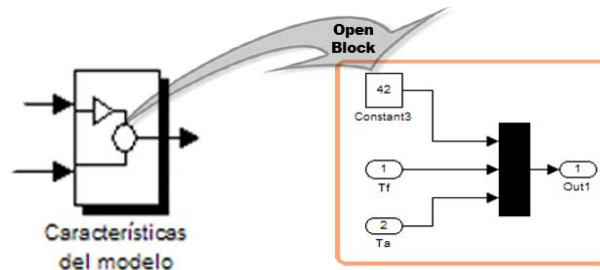


Figura 32. Subsistema de suministro de datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.

El modelo que se ha descrito, Figura 28, ha demostrado su validez para la simulación de la convección natural unidireccional en cuerpos con superficies simples, en contacto con fluidos de composición homogénea y sin transferencia de masa, ni cambio de fase. Los modelos implementados mediante este esquema tienen la propiedad de poder acoplarse con otros subsistemas similares, que hayan sido desarrollados en el entorno de SIMULINK, gracias a lo cual se pueden construir estructuras holísticas de mayor complejidad^[77].

Como último paso en la elaboración de los modelos para la convección natural unidireccional, habrá que dotar a éstos de una máscara individualizada de entrada de parámetros para introducir, tanto las propiedades geométricas y térmicas relacionadas con el cuerpo y el fluido de cada modelo, como el número de iteraciones de la simulación. También habrá que crear un icono que simbolice al cuerpo en cuestión y que sirva de interfaz para el usuario^[76].

Sobre la base de este modelo general se han desarrollado todos los modelos para la convección natural unidireccional de cuerpos simples, con una gran diversidad de geometrías, de entre los cuales se mostrarán algunos de los más significativos en los epígrafes siguientes, como ejemplos ilustrativos.

Esta uniformidad de los modelos de convección es la consecuencia inmediata de la metodología de trabajo empleada durante el desarrollo de la presente tesis, por lo que, una vez definida ésta, se puede inferir fácilmente el modo de realizar muchos más modelos, incluso hasta obtener una librería a medida.

3.5.1.1 Modelo para la convección natural de una placa circular en horizontal

Cuando se pretende modelar el comportamiento térmico de una placa circular, desde la que se transfiere calor por convección natural al aire que la rodea, es necesario tener en cuenta varios factores que influyen de manera decisiva en este proceso. Estos factores son: la posición en la que se encuentra situada la placa (horizontal o vertical), el área de la superficie que transmite calor al aire circundante y la temperatura de la misma, ya que dependiendo de ésta el régimen turbulento se establecerá con mayor o menor rapidez ^[15].

Enumerados los factores que intervienen en este fenómeno de transferencia de calor, se han de especificar las características concretas que presenta el modelo particular. En esta ocasión se trata de implementar una placa circular en posición horizontal que se halla rodeada por aire, al cual transfiere potencia calorífica desde una de sus caras ^[10]. Por lo tanto, la ecuación (16), propuesta como modelo matemático general de la convección natural, se particulariza como:

$$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \Delta T \quad (76)$$

Donde, R define el radio de la placa y h_c es el coeficiente de transferencia para la convección natural. Como se explicó en el epígrafe anterior, el coeficiente de transferencia térmica por convección se obtiene a partir del cálculo de los coeficientes de transferencia térmica para el flujo laminar y el turbulento ^[18]. En el caso del flujo laminar, el coeficiente de transferencia térmica queda:

$$h_{cl} = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \left(0,9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{1/4} \cdot x_{tr}^{3/4} \right) \quad (77)$$

Mientras que el coeficiente de transferencia térmica para el flujo turbulento que se produce en la capa límite viene dado por la siguiente expresión:

$$h_{ctr} = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \left(1,51 \cdot \Delta T^{1/3} \cdot (2 \cdot R - x_{tr}) \right) \quad (78)$$

Finalmente, sumando los valores de ambos coeficientes se puede calcular el valor del coeficiente de transferencia térmica total, cuya expresión particularizada para el modelo que se describe en este epígrafe es:

$$h_c = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \left(0,9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{1/4} \cdot x_{tr}^{3/4} + 1,51 \cdot \Delta T^{1/3} \cdot (2 \cdot R - x_{tr}) \right) \quad (79)$$

Donde x_w representa la distancia a la que se produce la transición del flujo laminar al turbulento, medida desde el origen de la capa laminar.

Conocidos los coeficientes de transferencia de calor para el flujo laminar y el turbulento, ya se puede implementar el modelo para la simulación de la convección natural de una placa circular en horizontal, mediante el algebra de bloques de SIMULINK ^[62]. El esquema para modelar este tipo de transferencia térmica se mostró en la Figura 28 y se explicó en el epígrafe 3.5.1, por lo que solamente habría que particularizarlo con los parámetros de este modelo.

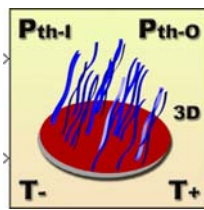


Figura 33. Diseño del icono para la convección natural de una placa circular en horizontal.

Implementado el modelo, éste se puede encapsular creando un subsistema estructurado con un icono representativo del fenómeno y la geometría del cuerpo. El icono de la Figura 33 representa el fenómeno de convección natural de una placa circular en horizontal y refleja una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida ^[76]. El dibujo del cuerpo y el fluido se han hecho en perspectiva y se les ha aplicado efectos de iluminación y colores indicativos de la superficie caliente y el aire frío, para facilitar su interpretación.

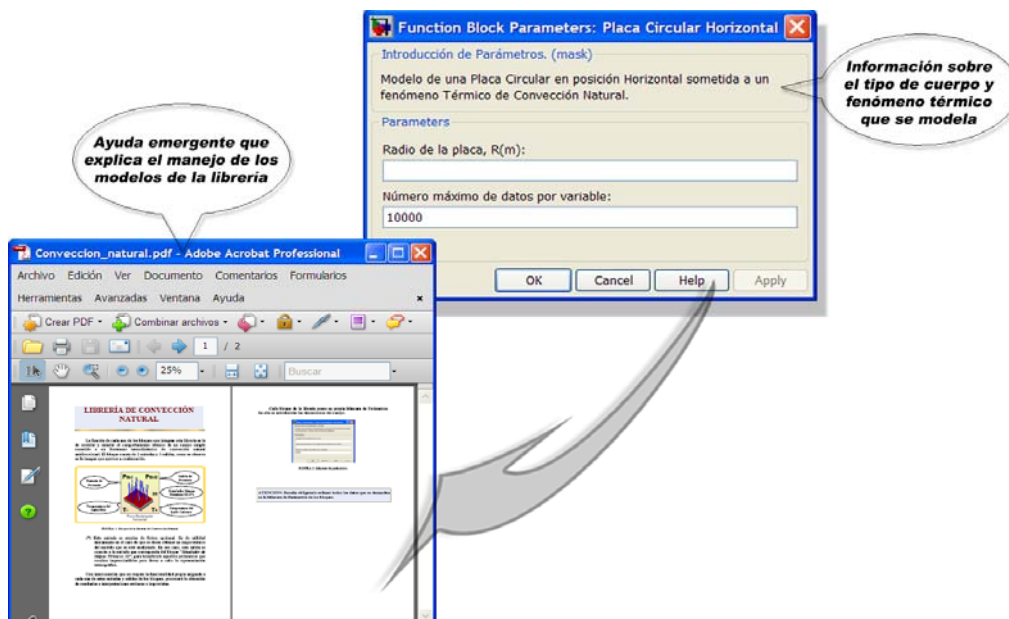


Figura 34. Máscara del modelo de convección natural de una placa circular en horizontal.

Los parámetros que caracterizan la convección natural en una placa circular, las dimensiones de la placa y el número máximo de iteraciones para la simulación se definen como variables locales, por lo que a cada modelo de la librería se le ha dotado de una máscara de entrada de datos personalizada ^[60], Figura 34.

Esta máscara ofrece en su cabecera una breve explicación sobre el modelo de convección natural de una placa circular en horizontal. Además pulsando sobre el botón **Help** aparecerá una ayuda emergente, tal y como se muestra en la Figura 34, que suministra al usuario una información más amplia y detallada acerca de la librería de convección natural ^[73], por ejemplo sobre la forma de conexión, el fenómeno que se modela o el significado de entradas y salidas.

Una vez creado el modelo, por el proceso descrito, éste ya estaría disponible como un bloque más de los que se encuentran en cualquier librería o *blockset* incluida en el **Simulink Library Browser** ^[61] y podría ser empleado como cualquier otro bloque, incorporándolo a nuevos modelos, en los que se necesite simular el fenómeno de convección natural que se produciría en una placa circular colocada en posición horizontal, con una superficie simple y una composición material homogénea del aire circundante.

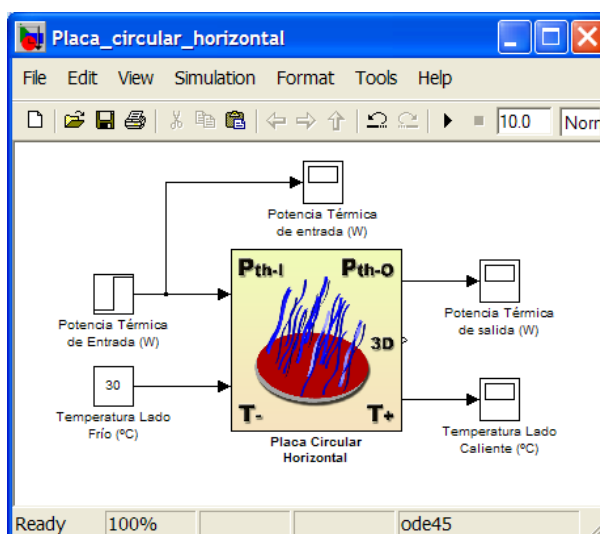


Figura 35. Aplicación del modelo de convección natural en una placa circular en horizontal.

En la Figura 35 se puede observar, a modo ilustrativo, una aplicación sencilla del modelo de convección natural de una placa circular en posición horizontal. Este modelo, al igual que todos los guardados en la librería de convección natural, es fácilmente reutilizable, ya que se pueden variar sus características particulares a través de la máscara de entrada de parámetros. De este modo, puede ser usado para formar estructuras holísticas reales y definibles por el usuario ^[77].

3.5.1.2 Modelo para la convección natural de un tronco de cono en vertical

Cuando se pretende modelar el comportamiento térmico de un tronco de cono que convecta calor de forma natural al aire que le rodea, es necesario tener en cuenta varios factores que influyen de manera decisiva en este proceso. Estos factores son: la posición en la que se encuentra situado el tronco-cono (horizontal o vertical), el área de la superficie que transmite calor al aire circundante y la temperatura de la misma, ya que dependiendo de ésta el régimen turbulento se establecerá con mayor o menor rapidez ^[15].

Enumerados los factores que intervienen en este fenómeno de transferencia de calor, se han de especificar las características concretas que presenta el modelo particular. En esta ocasión se trata de implementar un tronco-cono en posición vertical que se halla rodeado por aire, al cual transfiere potencia calorífica desde su cara radial ^[10]. Por lo tanto, la ecuación (16), propuesta como modelo matemático general de la convección natural, quedaría particularizada como:

$$P_{th} = h_c \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{R_m + R_p}{2} \right) \cdot \sqrt{(R_m - R_p)^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (80)$$

Donde, R_m y R_p son los radios de las bases mayor y menor del tronco de cono respectivamente, h define la altura de éste y h_c es el coeficiente de transferencia para la convección natural. Como se explicó en el epígrafe 3.5.1, el coeficiente de transferencia térmica por convección se obtiene a partir del cálculo de los coeficientes de transferencia térmica para el flujo laminar y el turbulento ^[18]. En el caso del flujo laminar, el coeficiente de transferencia térmica queda:

$$h_{cl} = \frac{1}{\sqrt{(R_m - R_p)^2 + h^2}} \cdot \left(1,07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{1/4} \cdot x_{tr}^{3/4} \right) \quad (81)$$

Mientras que el coeficiente de transferencia térmica para el flujo turbulento que se produce en la capa límite viene dado por la siguiente expresión:

$$h_{ctr} = \frac{1}{\sqrt{(R_m - R_p)^2 + h^2}} \cdot \left(1,3 \cdot \Delta T^{1/3} \cdot \left(\sqrt{(R_m - R_p)^2 + h^2} - x_{tr} \right) \right) \quad (82)$$

Finalmente, sumando los valores de ambos coeficientes se puede calcular el valor del coeficiente de transferencia térmica total, cuya expresión particularizada para el modelo que se describe en este epígrafe es:

$$h_c = \frac{1}{\sqrt{(R_m - R_p)^2 + h^2}} \cdot \left[1,07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{1/4} \cdot x_w^{3/4} + 1,3 \cdot \Delta T^{1/3} \cdot \left(\sqrt{(R_m - R_p)^2 + h^2} - x_w \right) \right] \quad (83)$$

Conocidos los coeficientes de transferencia de calor para el flujo laminar y el turbulento, ya se puede implementar el modelo para la simulación de la convección natural de un tronco de cono en vertical, mediante el algebra de bloques de SIMULINK [62]. El esquema para modelar este tipo de transferencia térmica se mostró en la Figura 28 y se explicó en el epígrafe 3.5.1, por lo que solamente habría que particularizarlo con los parámetros de este modelo.

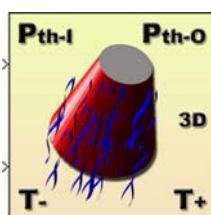


Figura 36. Diseño del icono para la convección natural de un tronco de cono en vertical.

Implementado el modelo de tronco-cono, éste se puede encapsular creando un subsistema estructurado con un icono representativo, como el que se muestra en la Figura 36, en el que se refleja una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida [76]. El dibujo del cuerpo y el fluido se han hecho en perspectiva y se les ha aplicado efectos de iluminación y colores indicativos de la superficie caliente y el aire frío, para facilitar su interpretación.

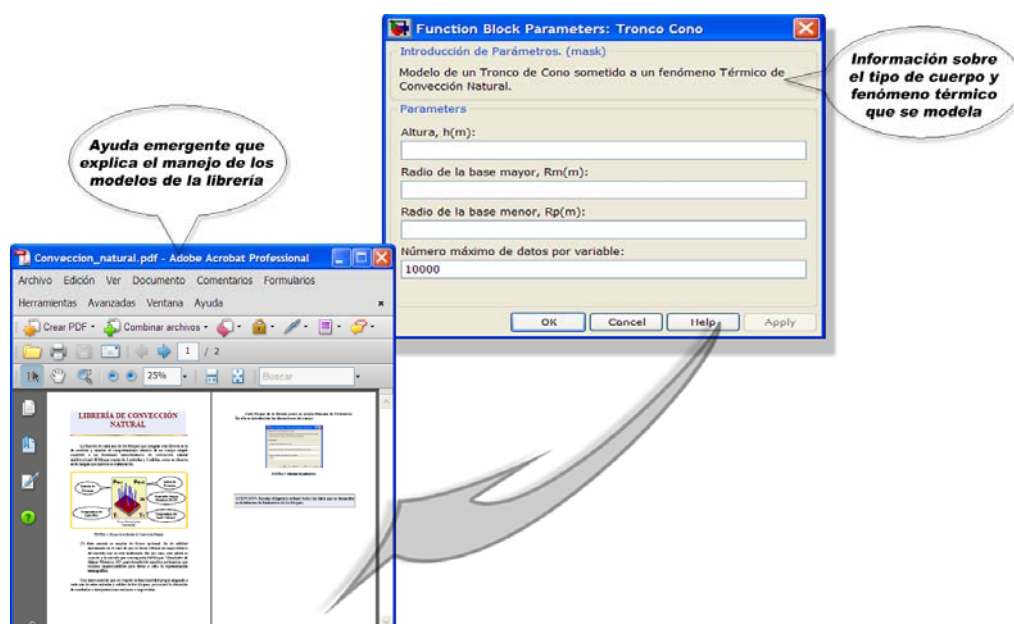


Figura 37. Máscara del modelo de convección natural de un tronco de cono en vertical.

Los parámetros que caracterizan la convección natural en un tronco de cono, sus dimensiones y el número máximo de iteraciones para la simulación se definen como variables locales, por lo que a cada modelo de la librería se le ha dotado de una máscara de entrada de datos personalizada ^[60], Figura 37.

Esta máscara ofrece en su cabecera una breve explicación sobre el modelo de convección natural de un tronco de cono en vertical. Además pulsando sobre el botón **Help** aparecerá una ayuda emergente, tal y como se muestra en la Figura 37, que suministra al usuario una información más amplia y detallada acerca de la librería de convección natural ^[73], por ejemplo sobre la forma de conexionado, el fenómeno que se modela o el significado de entradas y salidas.

Una vez creado el modelo, por el proceso descrito, éste ya estaría disponible como un bloque más de los que se encuentran en cualquier librería o *blockset* incluida en el **Simulink Library Browser** ^[61] y podría ser empleado como cualquier otro bloque, incorporándolo a nuevos modelos, en los que se necesite simular el fenómeno de convección natural que se produciría en un tronco de cono colocado en posición vertical, con una superficie radial simple y una composición material homogénea del aire circundante.

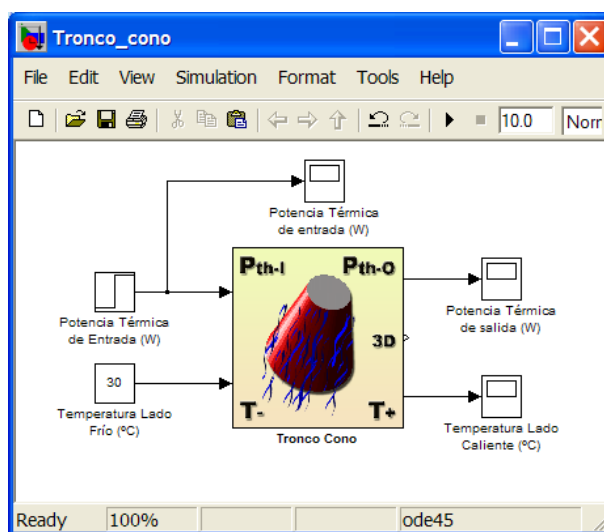


Figura 38. Aplicación del modelo de convección natural en un tronco cono.

En la Figura 38 se puede observar, a modo ilustrativo, una aplicación sencilla del modelo de convección natural de un tronco de cono en posición vertical. Este modelo, al igual que todos los guardados en la librería de convección natural, es fácilmente reutilizable, ya que se pueden variar sus características particulares a través de la máscara de entrada de parámetros. De este modo, puede ser usado para formar estructuras holísticas reales y definibles por el usuario ^[77].

3.5.1.3 Modelo para la convección natural de un prisma hexagonal en vertical

Cuando se pretende modelar el comportamiento térmico de un prisma hexagonal que convecta calor de forma natural al aire que le rodea, es necesario tener en cuenta varios factores que influyen de manera decisiva en este proceso. Estos factores son: la posición en la que se encuentra situado el prisma (horizontal o vertical), el área de la superficie que transmite calor al aire circundante y la temperatura de la misma, ya que dependiendo de ésta el régimen turbulento se establecerá con mayor o menor rapidez ^[15].

Enumerados los factores que intervienen en este fenómeno de transferencia de calor, se han de especificar las características concretas que presenta el modelo particular. En esta ocasión se trata de implementar un prisma hexagonal en vertical que se halla rodeado por aire, al cual transfiere potencia calorífica desde sus caras radiales ^[10]. Por lo tanto, la ecuación (16), propuesta como modelo matemático general de la convección natural, quedaría particularizada como:

$$P_{th} = h_c \cdot 6 \cdot L_b \cdot h \cdot \Delta T \quad (84)$$

Donde, L_b es la longitud del lado de la base del prisma, h es la altura del prisma y h_c el coeficiente de transferencia para la convección natural. Como se explicó en el epígrafe 3.5.1, el coeficiente de transferencia térmica por convección se obtiene a partir de los coeficientes de transferencia térmica para el flujo laminar y el turbulento ^[18]. En el caso del flujo laminar, el coeficiente queda:

$$h_{cl} = \frac{1}{h} \cdot \left(1,07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{1/4} \cdot x_r^{3/4} \right) \quad (85)$$

Mientras que el coeficiente de transferencia térmica para el flujo turbulento que se produce en la capa límite viene dado por la siguiente expresión:

$$h_{cr} = \frac{1}{h} \cdot \left(1,3 \cdot \Delta T^{1/3} \cdot (h - x_r) \right) \quad (86)$$

Finalmente, sumando los valores de ambos coeficientes se puede calcular el valor del coeficiente de transferencia térmica total, cuya expresión particularizada para el modelo que se describe en este epígrafe es:

$$h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1,07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{1/4} \cdot x_r^{3/4} + 1,3 \cdot \Delta T^{1/3} \cdot (h - x_r) \right) \quad (87)$$

Donde x_w representa la distancia, medida desde el origen de la capa laminar, a la que se produce la transición del flujo laminar al turbulento.

Conocidos los coeficientes de transferencia de calor para el flujo laminar y el turbulento, ya se puede implementar el modelo para la simulación de la convección natural de un prisma hexagonal en vertical, mediante el algebra de bloques de SIMULINK ^[62]. El esquema para modelar este tipo de transferencia térmica se mostró en la Figura 28 y se explicó en el epígrafe 3.5.1, por lo que solamente habría que particularizarlo con los parámetros de este modelo.

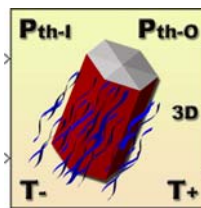


Figura 39. Diseño del icono para la convección natural de un prisma hexagonal.

Implementado el modelo de prisma hexagonal, éste se puede encapsular creando un subsistema estructurado con un icono representativo, como el que se muestra en la Figura 39, en el que se refleja una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida ^[76]. El dibujo del cuerpo y el fluido se han hecho en perspectiva y se les ha aplicado efectos de iluminación y colores indicativos de la superficie caliente y el aire frío, para facilitar su interpretación.

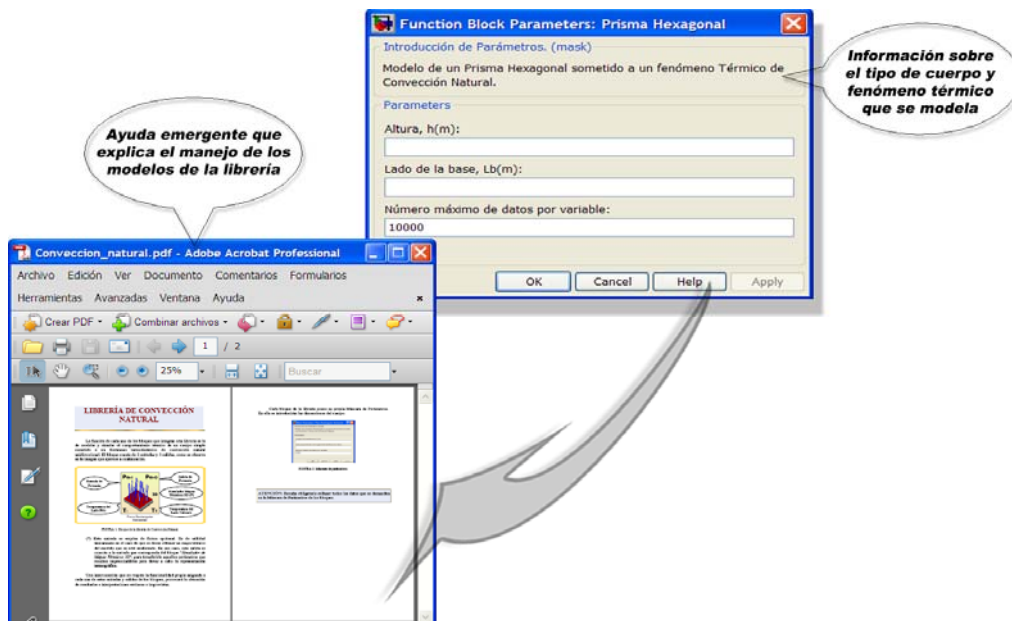


Figura 40. Máscara para el modelo de convección natural de un prisma hexagonal.

Los parámetros que caracterizan la convección natural en un prisma hexagonal, sus dimensiones y el número máximo de iteraciones para la simulación se definen como variables locales, por lo que a cada modelo de la librería se le ha dotado de una máscara de entrada de datos personalizada ^[60], Figura 40.

Esta máscara ofrece en su cabecera una breve explicación sobre el modelo de convección natural de un prisma hexagonal en vertical. Además pulsando sobre el botón **Help** aparecerá una ayuda emergente, tal y como se muestra en la Figura 40, que suministra al usuario una información más amplia y detallada acerca de la librería de convección natural ^[73], por ejemplo sobre la forma de conexionado, el fenómeno que se modela o el significado de entradas y salidas.

Una vez creado el modelo, por el proceso descrito, éste ya estaría disponible como un bloque más de los que se encuentran en cualquier librería o *blockset* incluida en el **Simulink Library Browser** ^[61] y podría ser empleado como cualquier otro bloque, incorporándolo a nuevos modelos, en los que se necesite simular el fenómeno de convección natural que se produciría en un prisma hexagonal colocado en posición vertical, con una superficie radial simple y una composición material homogénea del aire circundante.

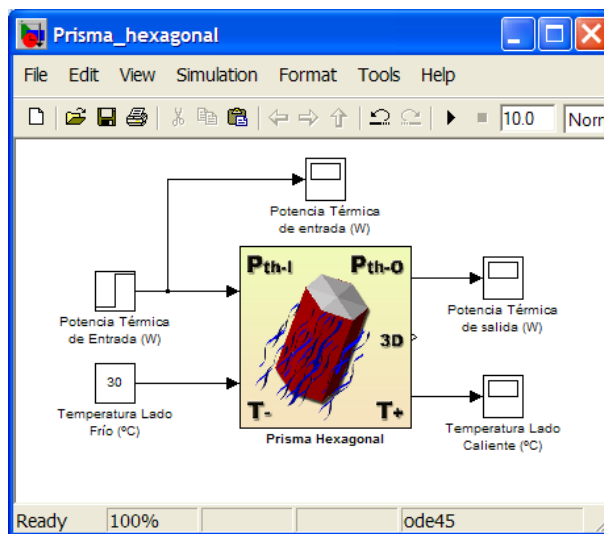


Figura 41. Aplicación del modelo de convección natural en un prisma hexagonal.

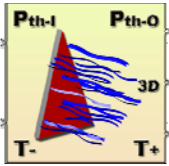
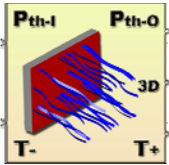
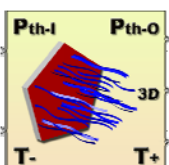
En la Figura 41 se puede observar, a modo ilustrativo, una aplicación sencilla del modelo de convección natural de un prisma hexagonal en posición vertical. Este modelo, al igual que todos los guardados en la librería de convección natural, es fácilmente reutilizable, ya que se pueden variar sus características particulares a través de la máscara de entrada de parámetros. De este modo, puede ser usado para formar estructuras holísticas reales y definibles por el usuario ^[77].

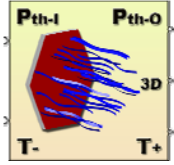
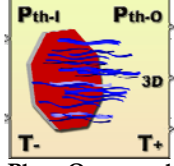
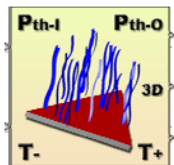
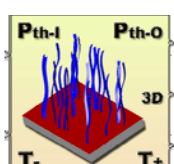
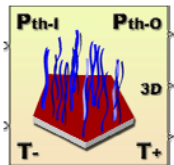
3.5.1.4 Descripción completa de la Librería de Convección Natural

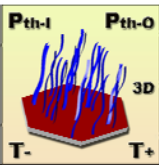
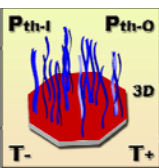
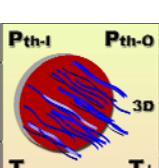
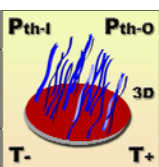
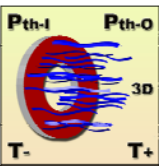
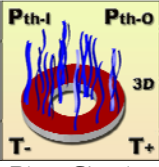
En los epígrafes anteriores se han descrito detalladamente varios modelos creados para la librería de convección natural unidireccional. Los restantes modelos que integran esta librería se han recopilado en una tabla resumen con sus formulaciones y sus iconos, haciendo notar que los colores empleados en ellos permiten identificar la dirección y sentido del flujo calorífico, ya que el rojo indica el origen (lado caliente) y el azul indica el destino (lado frío).

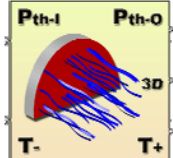
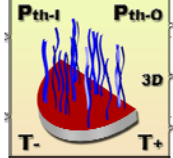
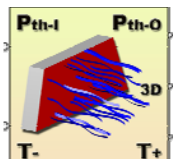
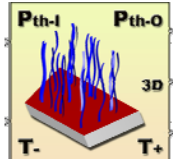
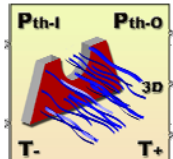
Esta forma abreviada de describir la librería de convección natural no va en detrimento del rigor científico requerido en un documento de esta naturaleza, ya que todos los modelos creados para ella han sido implementados mediante la misma metodología y se sustentan sobre la misma base teórico-matemática [76]. En consecuencia, los modelos que no han sido descritos detalladamente quedan recogidos para su estudio en la tabla 4.

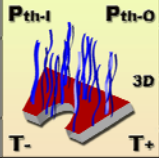
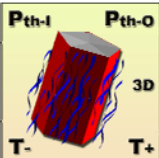
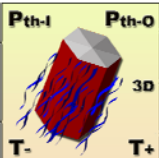
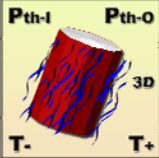
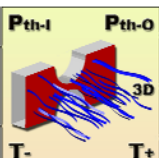
Tabla 4. Modelos de la librería de convección natural unidireccional.

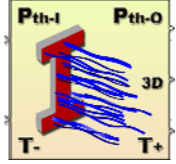
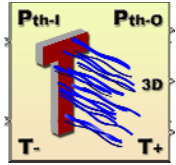
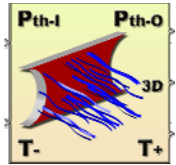
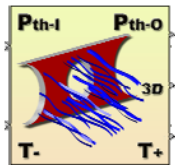
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Triangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{L_b}{2} \cdot h \cdot \Delta T \quad (88)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (89)$ <p>h = Altura de la placa. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Rectangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot L_b \cdot h \cdot \Delta T \quad (90)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (91)$ <p>h = Altura de la placa. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Pentagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{5}{2} \cdot L_b \cdot Ap \cdot \Delta T \quad (92)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot Ap} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot Ap - x_{tr}) \right) \quad (93)$ <p>Ap = Apotema de la placa pentagonal. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>

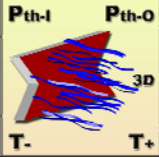
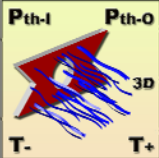
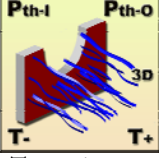
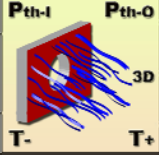
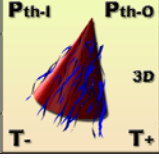
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Hexagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{6}{2} \cdot L_b \cdot Ap \cdot \Delta T \quad (94)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot Ap} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot Ap - x_{tr}) \right) \quad (95)$ <p>Ap = Apotema de la placa hexagonal. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Octogonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{8}{2} \cdot L_b \cdot Ap \cdot \Delta T \quad (96)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot Ap} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot Ap - x_{tr}) \right) \quad (97)$ <p>Ap = Apotema de la placa octogonal. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Triangular en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{L_b}{2} \cdot h \cdot \Delta T \quad (98)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (99)$ <p>h = Altura de la placa. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Rectangular en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot L_b \cdot h \cdot \Delta T \quad (100)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (101)$ <p>h = Altura de la placa. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Pentagonal en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{5}{2} \cdot L_b \cdot Ap \cdot \Delta T \quad (102)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot Ap} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot Ap - x_{tr}) \right) \quad (103)$ <p>Ap = Apotema de la placa pentagonal. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>

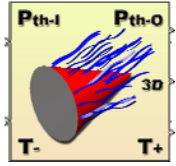
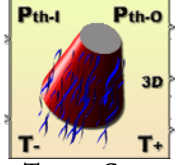
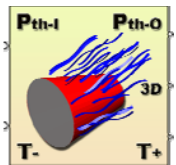
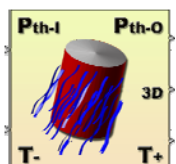
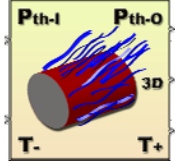
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Hexagonal en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{6}{2} \cdot L_b \cdot A_p \cdot \Delta T \quad (104)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot A_p} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot A_p - x_{tr}) \right) \quad (105)$ <p>A_p = Apotema de la placa hexagonal. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Octogonal en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{8}{2} \cdot L_b \cdot A_p \cdot \Delta T \quad (106)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot A_p} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot A_p - x_{tr}) \right) \quad (107)$ <p>A_p = Apotema de la placa octogonal. L_b = Lado de la base de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Circular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \Delta T \quad (108)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot R - x_{tr}) \right) \quad (109)$ <p>R = Radio de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Circular en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \Delta T \quad (110)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot R - x_{tr}) \right) \quad (111)$ <p>R = Radio de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Circular Taladrada</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot (R_e^2 - r_i^2) \cdot \Delta T \quad (112)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot R_e} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot R_e - x_{tr}) \right) \quad (113)$ <p>R_e = Radio de la placa. r_i = Radio del taladro circular de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Circular Taladrada en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot (R_e^2 - r_i^2) \cdot \Delta T \quad (114)$ $h_c = \frac{1}{2 \cdot R_e} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (2 \cdot R_e - x_{tr}) \right) \quad (115)$ <p>R_e = Radio de la placa. r_i = Radio del taladro circular de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>

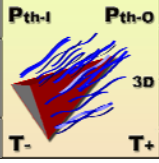
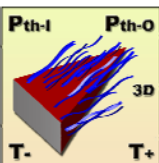
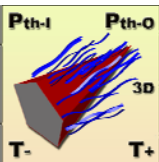
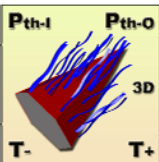
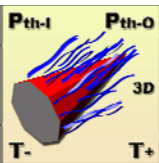
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Semicircular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \Delta T \quad (116)$ $h_c = \frac{1}{R} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (R - x_{tr}) \right) \quad (117)$ <p>R = Radio de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Semicircular en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \Delta T \quad (118)$ $h_c = \frac{1}{R} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (R - x_{tr}) \right) \quad (119)$ <p>R = Radio de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Trapezoidal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{B_m + B_p}{2} \cdot h \cdot \Delta T \quad (120)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (121)$ <p>B_m = Base mayor de la placa. B_p = Base menor de la placa. h = Altura de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Trapezoidal en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{B_m + B_p}{2} \cdot h \cdot \Delta T \quad (122)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (123)$ <p>B_m = Base mayor de la placa. B_p = Base menor de la placa. h = Altura de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Placa Trapezoidal con Hendidura Semicircular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(\frac{B_m + B_p}{2} \cdot h - \frac{\pi \cdot R^2}{2} \right) \cdot \Delta T \quad (124)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (125)$ <p>B_m = Base mayor de la placa. B_p = Base menor de la placa. R = Radio de la hendidura. h = Altura de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>

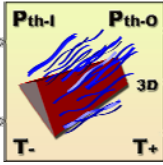
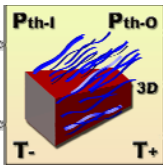
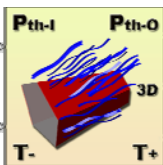
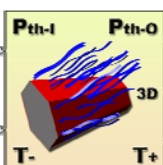
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="277 521 480 629">Placa Trapezoidal con Hendidura Semicircular en posición Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(\frac{B_m + B_p}{2} \cdot h - \frac{\pi \cdot R^2}{2} \right) \cdot \Delta T \quad (126)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.5 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (127)$ <p data-bbox="504 539 1165 696"> B_m = Base mayor de la placa. B_p = Base menor de la placa. R = Radio de la hendidura. h = Altura de la placa. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="277 907 480 936">Prisma Pentagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot 5 \cdot L_b \cdot h \cdot \Delta T \quad (128)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (129)$ <p data-bbox="504 884 1165 987"> h = Altura del prisma. L_b = Lado de la base del prisma. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="277 1193 480 1223">Prisma Hexagonal</p>	<p data-bbox="504 1010 1165 1070">¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo. (130)</p> $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (131)$ <p data-bbox="504 1189 1165 1296"> h = Altura del prisma. L_b = Lado de la base del prisma. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="277 1507 480 1536">Prisma Octogonal</p>	<p data-bbox="504 1319 1165 1379">¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo. (132)</p> $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (133)$ <p data-bbox="504 1503 1165 1606"> h = Altura del prisma. L_b = Lado de la base del prisma. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="352 1814 405 1843">Viga</p>	$P_{th} = h_c \cdot (L_b \cdot h - \pi \cdot R^2) \cdot \Delta T \quad (134)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (135)$ <p data-bbox="504 1787 1165 1919"> h = Altura de la viga. L_b = Lado de la base de la viga. R = Radio de las hendiduras de las bases. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>

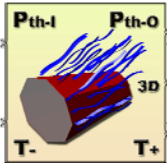
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Viga en forma de I</p>	$P_{th} = h_c \cdot (2 \cdot L_b \cdot h_b + L_t \cdot h_t) \cdot \Delta T \quad (136)$ $h_c = \frac{1}{h_b + h_t} \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot ((h_b + h_t) - x_{tr}) \right) \quad (137)$ <p> h_b = Alturas de los brazos de la I. h_t = Altura del tronco de la I. L_b = Lados de los brazos de la I. L_t = Lado del tronco de la I. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p>Viga en forma de T</p>	$P_{th} = h_c \cdot (L_b \cdot h_b + L_t \cdot h_t) \cdot \Delta T \quad (138)$ $h_c = \frac{1}{h_b + h_t} \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot ((h_b + h_t) - x_{tr}) \right) \quad (139)$ <p> h_b = Altura del brazo de la T. h_t = Altura del tronco de la T. L_b = Lado del brazo de la T. L_t = Lado del tronco de la T. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p>Cuerpo 1</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(L_b \cdot h - \pi \cdot \left(\frac{h}{2} \right)^2 \right) \cdot \Delta T \quad (140)$ $h_c = \frac{1}{h} \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (141)$ <p> h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p>Cuerpo 2</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(L_b \cdot h - \pi \cdot \left(R^2 + \left(\frac{h}{2} \right)^2 \right) \right) \cdot \Delta T \quad (142)$ $h_c = \frac{1}{h} \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (143)$ <p> h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. R = Radio del taladro circular. R_l = Radio de las hendiduras laterales. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="331 533 427 562">Cuerpo 3</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{L_b + L_e}{2} \cdot h \cdot \Delta T \quad (144)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (145)$ <p data-bbox="507 517 1158 647"> h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. L_e = Lado más estrecho del cuerpo. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="331 869 427 898">Cuerpo 4</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(\frac{L_b + L_e}{2} \cdot h - \pi \cdot R^2 \right) \cdot \Delta T \quad (146)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (147)$ <p data-bbox="507 846 1158 1010"> h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. L_e = Lado más estrecho del cuerpo. R = Radio del taladro circular. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="316 1205 443 1279">Tetraedro con Hendidura Semicircular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(L_b \cdot h - \frac{\pi \cdot R^2}{2} \right) \cdot \Delta T \quad (148)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (149)$ <p data-bbox="507 1220 1158 1355"> h = Altura del tetraedro. L_b = Lado de la base del tetraedro. R = Radio de la hendidura. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="300 1550 459 1601">Tetraedro con un Taladro Circular</p>	$P_{th} = h_c \cdot (L_b \cdot h - \pi \cdot R^2) \cdot \Delta T \quad (150)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (151)$ <p data-bbox="507 1534 1158 1668"> h = Altura del tetraedro. L_b = Lado de la base del tetraedro. R = Radio del taladro circular. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="347 1877 411 1906">Cono</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot R \cdot \sqrt{R^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (152)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{R^2 + h^2}} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (\sqrt{R^2 + h^2} - x_{tr}) \right) \quad (153)$ <p data-bbox="507 1848 1158 1953"> h = Altura del cono. R = Radio de la base del cono. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="432 533 630 562">Cono en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot R \cdot \sqrt{R^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (154)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{R^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (\sqrt{R^2 + h^2} - x_{tr}) \right) \quad (155)$ <p data-bbox="655 495 1318 600"> h = Altura del cono. R = Radio de la base del cono. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="432 837 630 866">Tronco Cono</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot (R_m + R_p) \cdot \sqrt{(R_m - R_p)^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (156)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{C^2 + h^2}} \cdot \left(1.07 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.3 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (\sqrt{C^2 + h^2} - x_{tr}) \right) \quad (157)$ <p data-bbox="655 752 1318 936"> C = (R_m - R_p) h = Altura del tronco cono. R_m = Radio de la base mayor. R_p = Radio de la base menor. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="432 1151 630 1211">Tronco Cono en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot (R_m + R_p) \cdot \sqrt{(R_m - R_p)^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (158)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{C^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (\sqrt{C^2 + h^2} - x_{tr}) \right) \quad (159)$ <p data-bbox="655 1133 1318 1272"> C = (R_m - R_p) h = Altura del tronco cono. R_m = Radio de la base mayor. R_p = Radio de la base menor. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="432 1464 630 1494">Cilindro</p>	$P_{th} = h_c \cdot 2 \cdot \pi \cdot R \cdot h \cdot \Delta T \quad (160)$ <p data-bbox="655 1346 1286 1406">¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo. (161)</p> <p data-bbox="655 1424 1318 1529"> h = Altura del cilindro. R = Radio de la base del cilindro. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="432 1722 630 1783">Cilindro en Horizontal</p>	$P_{th} = h_c \cdot 2 \cdot \pi \cdot R \cdot h \cdot \Delta T \quad (162)$ $h_c = \frac{1}{h} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (h - x_{tr}) \right) \quad (163)$ <p data-bbox="655 1711 1318 1818"> h = Altura del cilindro. R = Radio de la base del cilindro. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Pirámide Triangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{3}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (164)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{Ap^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^4 \cdot x_{tr}^3 + 1.51 \cdot \Delta T^3 \cdot \left(\sqrt{Ap^2 + h^2} - x_{tr} \right) \right) \quad (165)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Pirámide Rectangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{4}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (166)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{Ap^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^4 \cdot x_{tr}^3 + 1.51 \cdot \Delta T^3 \cdot \left(\sqrt{Ap^2 + h^2} - x_{tr} \right) \right) \quad (167)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Pirámide Pentagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{5}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (168)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{Ap^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^4 \cdot x_{tr}^3 + 1.51 \cdot \Delta T^3 \cdot \left(\sqrt{Ap^2 + h^2} - x_{tr} \right) \right) \quad (169)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Pirámide Hexagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{6}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (170)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{Ap^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^4 \cdot x_{tr}^3 + 1.51 \cdot \Delta T^3 \cdot \left(\sqrt{Ap^2 + h^2} - x_{tr} \right) \right) \quad (171)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>
 <p>Pirámide Octogonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{8}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (172)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{Ap^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \cdot \frac{4}{3} \cdot \Delta T^4 \cdot x_{tr}^3 + 1.51 \cdot \Delta T^3 \cdot \left(\sqrt{Ap^2 + h^2} - x_{tr} \right) \right) \quad (173)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="475 562 584 640">Tronco de Pirámide Triangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{3}{2} \cdot (L_m + L_i) \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (174)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{C^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (\sqrt{C^2 + h^2} - x_{tr}) \right) \quad (175)$ $C = (Ap - Ap_i)$ <p data-bbox="655 533 1316 719"> h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="475 956 584 1034">Tronco de Pirámide Rectangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{4}{2} \cdot (L_m + L_i) \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (176)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{C^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (\sqrt{C^2 + h^2} - x_{tr}) \right) \quad (177)$ $C = (Ap - Ap_i)$ <p data-bbox="655 927 1316 1113"> h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="475 1350 584 1429">Tronco de Pirámide Pentagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{5}{2} \cdot (L_m + L_i) \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (178)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{C^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (\sqrt{C^2 + h^2} - x_{tr}) \right) \quad (179)$ $C = (Ap - Ap_i)$ <p data-bbox="655 1321 1316 1507"> h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>
 <p data-bbox="475 1744 584 1823">Tronco de Pirámide Hexagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{6}{2} \cdot (L_m + L_i) \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (180)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{C^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot (\sqrt{C^2 + h^2} - x_{tr}) \right) \quad (181)$ $C = (Ap - Ap_i)$ <p data-bbox="655 1715 1316 1908"> h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="327 562 430 640">Tronco de Pirámide Octogonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{8}{2} \cdot (L_m + L_i) \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + h^2} \cdot \Delta T \quad (182)$ $h_c = \frac{1}{\sqrt{C^2 + h^2}} \cdot \left(0.9962 \frac{4}{3} \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_{tr}^{\frac{3}{4}} + 1.51 \cdot \Delta T^{\frac{1}{3}} \cdot \left(\sqrt{C^2 + h^2} - x_{tr} \right) \right) \quad (183)$ $C = (Ap - Ap_i)$ <p> h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. x_{tr} = Distancia a la que se produce la transición del régimen laminar al turbulento. </p>

3.5.2 Modelado Térmico para la Convección Forzada

La transferencia calorífica por convección forzada es un proceso en el que se intercambia calor de sólido a fluido, de fluido a fluido o de fluido a sólido, mediante un flujo impulsado por una fuerza externa e independiente al propio fenómeno. Dependiendo de los límites del medio por el que se mueve el fluido, se pueden distinguir dos casos de convección forzada, la convección forzada en espacios abiertos y en espacios cerrados ^[16], p. ej. en el interior de un conducto.

Aunque se haga distinción entre estos dos escenarios, el fenómeno de la convección forzada puede ser modelado mediante un único modelo físico-matemático ^[18], basado en la expresión general (16), que se enunció dentro del epígrafe 3.1.2 *Fundamentos de la Convección Térmica Unidireccional*.

Sin embargo, sí que existen diferencias sustanciales en cuanto a los factores que inciden en el cálculo del coeficiente h_c . Por ello, la formulación que se utilizará para determinar el coeficiente de transferencia térmica característico de la convección en espacios abiertos y en espacios cerrados (interior de un conducto) será completamente diferente ^[15]. Para calcular este coeficiente en el caso de que el fluido sea un líquido circulando por el interior de un conducto, se ha supuesto que el flujo es turbulento a lo largo de todo su recorrido y que no existen regiones con diferencias de temperatura considerables ^[85]. La ecuación que permite calcular h_c para la convección forzada en espacios cerrados es:

$$h_c = 0,023 \cdot \frac{V^{0,8} \cdot k^{0,6} \cdot (\rho \cdot c_e)^{0,4}}{D^{0,2} \cdot \nu^{0,4}} \quad (184)$$

Donde V es la velocidad del líquido, que es el parámetro de mayor influencia sobre h_c , k representa la conductividad térmica del fluido, ρ corresponde a su densidad, c_e simboliza el calor específico del fluido, ν es su viscosidad cinemática y D representa el diámetro del conducto, que como se observa es el parámetro de menor influencia sobre el coeficiente de convección.

Una vez establecida la expresión que nos permite calcular el coeficiente de transferencia térmica para la convección natural de líquidos en el interior de un conducto, resulta relativamente fácil implementar el modelo de este fenómeno en el entorno de SIMULINK, haciendo una traslación directa de (184) a la ecuación general (16) y conectando por álgebra de bloques los elementos oportunos de las librerías estándar (*blocksets*) sobre la expresión resultante, dando como resultado un subsistema como el que se muestra en la figura 42.

Como puede observarse, los valores de calor específico, densidad, conductividad y viscosidad cinemática del fluido se calculan por interpolación lineal, para cada paso de integración, en función del valor de temperatura del lado caliente que se va obteniendo durante la simulación [84]. Esta particularidad se ha incorporado al modelo con el fin de lograr una mayor precisión en la simulación de la convección forzada de fluidos encerrados, teniendo en cuenta la fuerte dependencia que estos parámetros presentan con la temperatura.

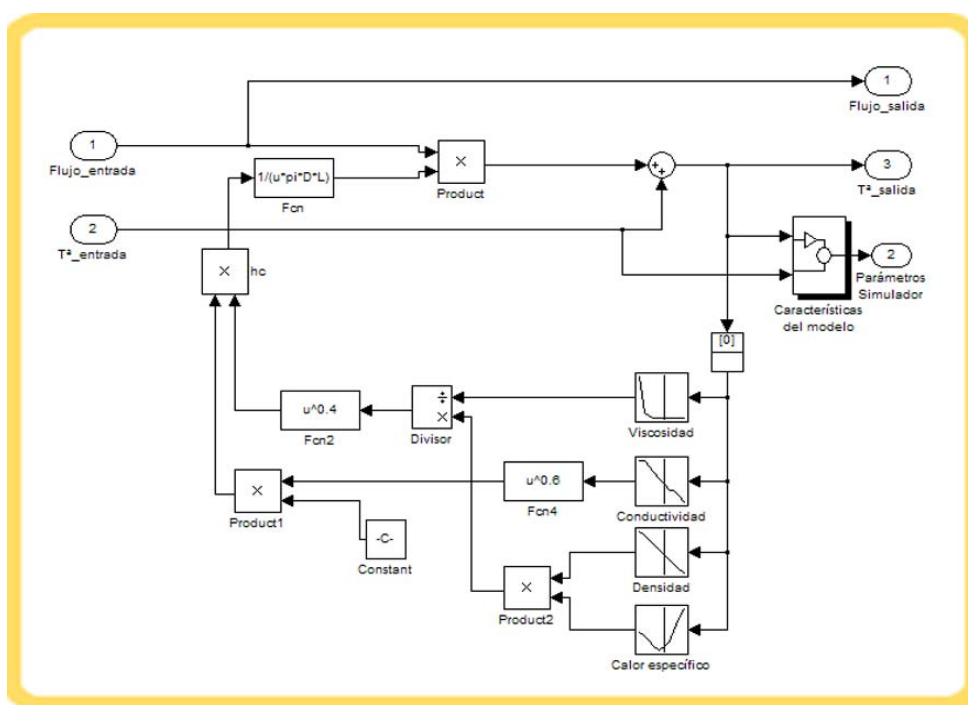


Figura 42. Modelo SIMULINK para la convección forzada de fluidos encerrados.

Por otro lado, en el caso de la convección forzada en espacios abiertos, la obtención del coeficiente de transferencia térmica h_c resulta algo más complejo y se realiza calculando el valor medio de los coeficientes para el régimen laminar y para el turbulento, de forma similar a como se planteó el cálculo de h_c en la convección natural en el epígrafe anterior.

El valor instantáneo del coeficiente de transferencia térmica para la convección forzada en espacios abiertos se puede calcular mediante la siguiente expresión ^[15] ^[16], pudiéndose actualizar su valor promedio en cada paso de integración.

$$h_c = \frac{k}{L} \cdot \overline{Nu} \quad (185)$$

Donde k es la conductividad del fluido, L representa la longitud de la capa límite y \overline{Nu} corresponde al valor promedio del número de *Nusselt*, que es un número adimensional que expresa la ratio de la transmisión calorífica por convección respecto de la conducción. No resulta muy complicado encontrar en la bibliografía específica las expresiones que permiten calcular este número ^[10] ^[86].

$$\overline{Nu} = \int_0^{x_{tr}} \overline{Nu}_{x_lam} \cdot dx + \int_{x_{tr}}^L \overline{Nu}_{x_tur} \cdot dx \quad (186)$$

$$\overline{Nu} = \int_0^{x_{tr}} \frac{1}{x} \cdot 0,332 \cdot \text{Re}_x^{1/2} \cdot \text{Pr}^{2/3} \cdot dx + \int_{x_{tr}}^L \frac{1}{x} \cdot 0,029 \cdot \text{Re}_x^{0,8} \cdot \text{Pr}^{0,43} \cdot dx \quad (187)$$

$$\overline{Nu} = 0,664 \cdot \text{Re}_{tr}^{1/2} \cdot \text{Pr}^{1/3} + 0,036 \cdot \text{Re}_l^{0,8} \cdot \text{Pr}^{0,43} \cdot \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_{tr}}{\text{Re}_l} \right)^{0,8} \right] \quad (188)$$

Donde Pr representa el número de *Prandtl* para el aire, mientras que Re_{tr} y Re_l se corresponden con el número de *Reynolds* para el punto donde comienza y termina el régimen turbulento de la capa límite, respectivamente. En general, el número de *Reynolds* se define mediante la expresión ⁽¹⁸⁹⁾ ^[15] ^[18].

$$\text{Re}_x = \frac{V}{\nu} \cdot x \quad (189)$$

Donde V representa la velocidad del fluido, ν corresponde a su viscosidad cinemática y x es la distancia respecto de un origen, a partir del cual se desea calcular el número de *Reynolds*. Una vez definido el modelo y sus ecuaciones

correspondientes, ya se puede implementar en el entorno de SIMULINK mediante la aplicación directa del álgebra de bloque, tal y como se ha realizado en los modelos anteriores. En la Figura 43 se muestra el diagrama de bloques del subsistema desarrollado para el modelado de la convección forzada externa.

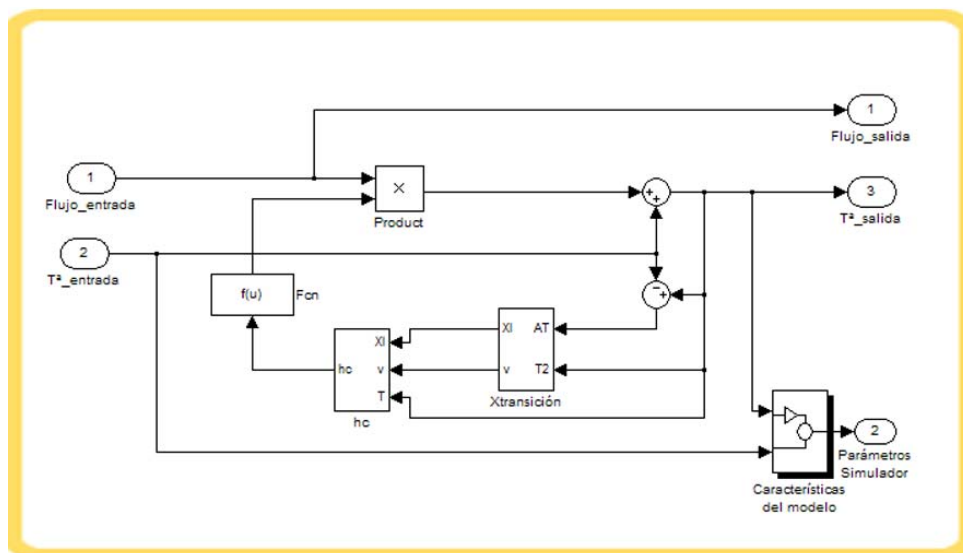


Figura 43. Modelo SIMULINK para la convección forzada de fluidos libres.

En el esquema de la Figura 43 aparecen dos bloques denominados **hc** y **Xtransición**. El primero de ellos, como es de suponer, se encarga de calcular el coeficiente de transferencia térmica por convección forzada a lo largo de toda la capa límite, para cada paso de integración durante la simulación. En la Figura 44 se muestra el subsistema con el que se ha implementado dicha función.

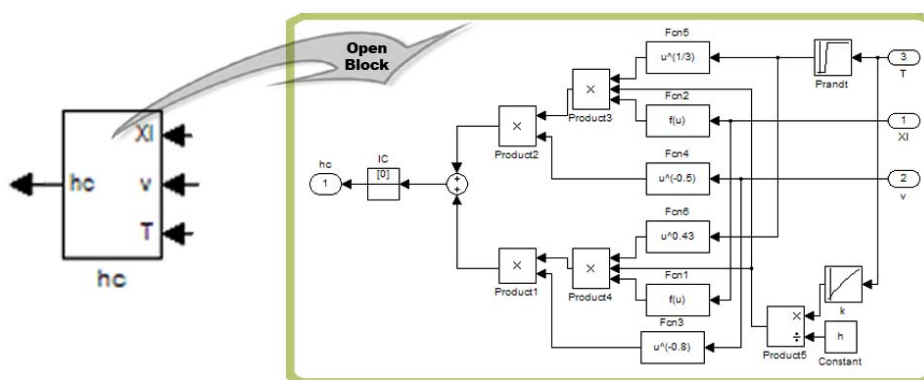


Figura 44. Subsistema que determina el coeficiente de transferencia térmica.

Por otro lado, para hallar el número de *Reynolds* en cada instante es necesario conocer, tanto los valores de ν , como de x_r (la distancia a la que se produce la transición entre el régimen laminar y el turbulento), en cada instante. La

magnitud de la viscosidad cinemática se obtiene mediante un bloque de interpolación lineal, que compara una tabla de valores con la temperatura superficial del cuerpo durante la simulación. En cuanto a la magnitud de x_{tr} , su cálculo se realiza mediante otro subsistema, cuyo esquema se muestra en la Figura 45, implementado a partir de la ecuación (190) [6].

$$x_{tr} = \left(\frac{Gr \cdot \nu^2}{(\Delta T / 273) \cdot g} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (190)$$

Donde Gr representa el número de *Grashof*, que para este caso tiene un valor constante de 109, ν es la viscosidad cinemática del fluido, ΔT simboliza el incremento de temperatura entre la superficie del cuerpo y la temperatura ambiental o de referencia y g corresponde al valor de la gravedad ($9,81 \text{ m/s}^2$).

En los modelos de la Figura 42 y Figura 43 aparecía un bloque denominado **Características del modelo**, el cual se detalla en la Figura 46, que sirve para capturar las variables necesarias en una eventual representación tridimensional y enviarlas a un bloque de “Mapas Térmicos 3D”. La funcionalidad de este bloque, que será explicado más adelante, es opcional y sólo surtirá efecto cuando la salida del subsistema es conectada correctamente al bloque visualizador de mapas térmicos 3D, con el que se obtendría una imagen termográfica.

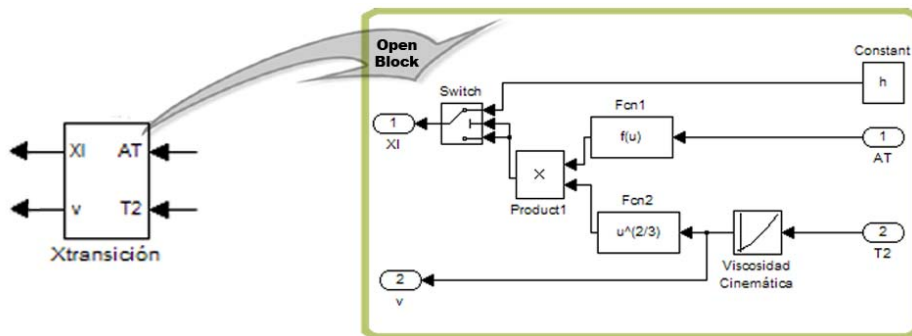


Figura 45. Subsistema en el cual se obtiene el valor de x_{tr} para cada instante de simulación.

En el desarrollo final de los modelos para la convección forzada, igual que en los anteriores fenómenos, se les ha proporcionado una máscara individualizada de entrada de parámetros, para introducir, tanto las propiedades geométricas y térmicas relacionadas con el fenómeno, como el número de iteraciones de la simulación. Igualmente, se les ha dotado de un icono que simboliza este tipo de transferencia térmica y que sirve como interfaz para el usuario [76].

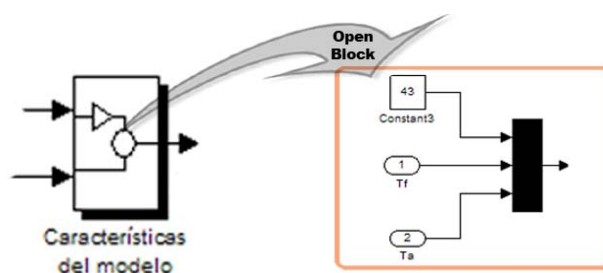


Figura 46. Subsistema que genera los datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.

En este punto cabe destacar que los modelos implementados de convección forzada sólo tendrán validez para cuerpos con superficies simples, en contacto con fluidos de composición homogénea y sin transferencia de masa, ni cambio de fase. Estos modelos, a su vez, tienen la capacidad de poder acoplarse con otros subsistemas análogos, para simular fenómenos y escenarios heterogéneos de mayor complejidad [77].

Sobre la base del modelo general descrito en este epígrafe, se han desarrollado todos los modelos para la convección forzada, con una extensa diversidad de geometrías, de entre los cuales se mostrarán algunos de los más significativos en los epígrafes siguientes, como ejemplos ilustrativos. Esta uniformidad de los modelos de convección forzada es la consecuencia inmediata de la metodología de trabajo empleada durante el desarrollo de la presente tesis, por lo que, una vez descrito el procedimiento seguido, se puede inferir fácilmente el modo de realizar muchos más modelos, incluso hasta obtener una librería a medida.

3.5.2.1 Modelo para la convección forzada de aceite refrigerante en un conducto

Para lograr un modelo capaz de simular el fenómeno de disipación calorífica que se lleva a cabo por convección forzada en el interior de un conducto circular, por el cual fluye aceite refrigerante de forma totalmente turbulenta, es necesario tener en cuenta todos los factores que influyen en este proceso, los cuales han sido expuestos mediante la expresión (184) que determina el valor del coeficiente de transferencia térmica por convección forzada interna [15]. Estos factores son la velocidad del aceite, su conductividad térmica, viscosidad cinemática, densidad y calor específico, así como el diámetro de la tubería.

Ya que el coeficiente de transferencia térmica h_c está definido, sólo queda incluirlo en la ecuación (16), propuesta como modelo matemático general para la convección natural, y relacionar el área de transferencia A con el diámetro D de la sección del conducto, para tener la expresión particular de este fenómeno.

$$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot \Delta T \quad (191)$$

Por lo tanto, establecido el modelo matemático de la convección forzada en régimen turbulento en el interior de un conducto, ya se puede implementar dicho modelo mediante un sistema de bloques en el entorno de SIMULINK, como el que aparecía en la figura 42, particularizándolo para las características específicas de este modelo concreto.

En el caso que nos ocupa, se han insertado los valores de las propiedades térmicas del aceite refrigerante en una serie de tablas, por lo que, cuando cada bloque de interpolación recibe la temperatura del lado caliente en cada instante de simulación, éstos buscan entre los valores de sus tablas y realizan una interpolación lineal con los valores más cercanos ^[61]. De esta forma se consigue dotar al modelo de mayor precisión, ya que se recalculan en cada instante los parámetros térmicos que influyen en la transferencia calorífica.

Una vez implementado el modelo SIMULINK, se puede encapsular creando un subsistema dotado de un icono representativo del fenómeno. De esta forma es posible distinguir y seleccionar con facilidad los distintos modelos existentes en la misma librería ^[76]. En la Figura 47 se muestra el icono usado para representar el fenómeno de convección forzada en el interior de un conducto, incluyendo la nomenclatura estándar de entradas y salidas. La figura del cuerpo y el fluido se han hecho en perspectiva y se les ha aplicado efectos de iluminación y colores indicativos de la superficie caliente y el aire frío, para facilitar su interpretación.

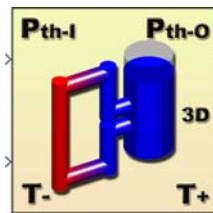


Figura 47. Diseño del icono para la convección forzada de aceite en un conducto.

La velocidad del fluido que circula por el interior de la tubería, las dimensiones de éste y el número máximo de iteraciones para la simulación, se definen como variables locales, por lo que todos los modelos de la librería de convección forzada han sido dotados de una máscara de entrada de datos personalizada, como la que se muestra en la Figura 47.

Una característica bastante relevante que ofrece esta máscara es la de poder suministrar información acerca del modelo al usuario ^[73]. Esto se consigue en

primer lugar a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación del modelo, o bien por medio de una ayuda emergente que surge al pulsar sobre el botón **Help**, como se observa en la Figura 48. De esta forma se consigue una información más amplia y pormenorizada (forma de conexionado, descripción de entradas y salidas, etc.) de la librería de convección forzada.

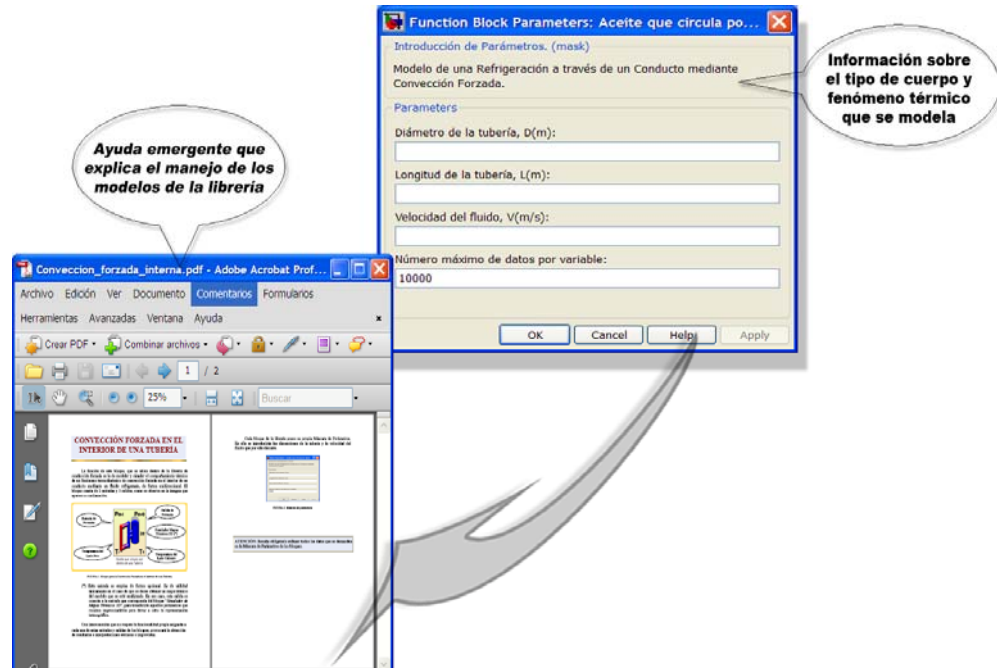


Figura 48. Máscara del modelo de convección forzada con aceite refrigerante en un conducto.

Como resultado del proceso descrito hasta aquí, se ha conseguido un modelo que puede ser empleado del mismo modo que cualquiera de los bloques disponibles en las diversas librerías o *blockset* que se ofrecen en el entorno de SIMULINK, las cuales son accesibles desde el **Simulink Library Browser** ^[84].

De hecho, igual que con los bloques incluidos en las librerías estándar, este modelo podría utilizarse para implementar otros nuevos modelos de mayor complejidad, allá donde se necesite simular el comportamiento térmico de un flujo de aceite refrigerante al que se transfiere calor por convección forzada desde el interior de un conducto, bajo un régimen totalmente turbulento.

Por último, en la Figura 49 se muestra, a modo de ejemplo, una aplicación sencilla del modelo de convección forzada interna con aceite refrigerante. Para obtener distintas simulaciones del mismo modelo en diferentes situaciones, bastaría con actualizar las variables y parámetros incluidos en la máscara de entrada de datos con los valores del nuevo escenario.

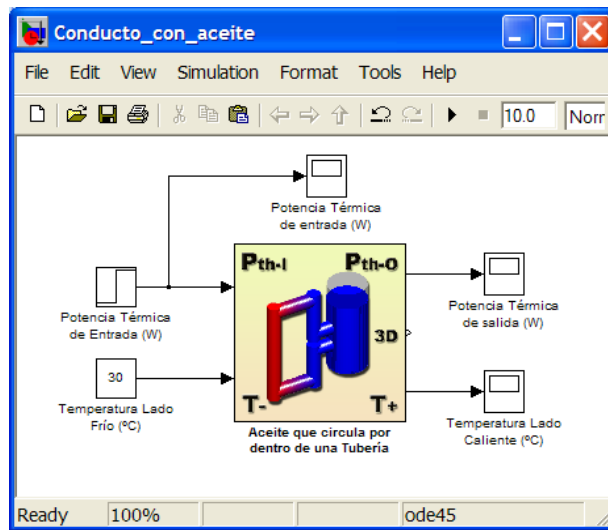


Figura 49. Aplicación del modelo de convección forzada con aceite en un conducto.

Igual que ocurre con los demás modos de transferencia calorífica modelados a lo largo de esta tesis, todos los modelos elaborados para la convección térmica forzada se han agrupado en una librería específica, de la cual se pueden tomar para ser reutilizados o bien para implementar estructuras holísticas más complejas y/o fenómenos multifísicos definibles por el usuario [77].

3.5.2.2 Modelo para la convección forzada de una placa trapezoidal

En el modelado del comportamiento térmico de una placa trapezoidal sometida a un proceso de convección forzada se deben tener en cuenta tres factores, que influyen de manera decisiva en la evolución del fenómeno; estos son, el área de la superficie del cuerpo que intercambia calor con el aire, el coeficiente de transferencia térmica por convección forzada y la diferencia de temperatura que existe entre la superficie del cuerpo y el aire en cada instante [15].

En el caso que nos ocupa, se considera que la placa trapezoidal presenta una superficie simple libre de irregularidades y que el flujo forzado, al que se transfiere una determinada cantidad de potencia calorífica por la cara frontal de dicho cuerpo, está compuesto por un fluido (aire) homogéneo, a temperatura constante y sin intercambio de masa ni fase. En estas condiciones y utilizando la ecuación (16), propuesta como modelo matemático general para la convección natural, se puede obtener la expresión que caracteriza la transferencia térmica para la convección forzada de una placa trapezoidal.

$$P_{th} = h_c \cdot \left(\frac{B_m + B_p}{2} \cdot h \right) \cdot \Delta T \quad (192)$$

Donde, B_m representa la longitud de la base mayor de la placa trapezoidal, B_p la longitud de la base menor y h la altura del trapecio. Combinando las ecuaciones (185) y (188) desarrolladas en el epígrafe 3.5.2 y particularizándolas para el caso que nos ocupa, se puede calcular el coeficiente de transferencia ^{[16] [18] [86]}.

$$h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot \text{Re}_r^{\frac{1}{2}} \cdot \text{Pr}^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot \text{Re}_l^{0.8} \cdot \text{Pr}^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_r}{\text{Re}_l} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (193)$$

Donde h corresponde a la altura de la placa trapezoidal, Re_r y Re_l representan los números de *Reynolds* para el punto donde comienza el régimen turbulento y en el punto final de la capa límite respectivamente, y finalmente, k y Pr definen la conductividad y el número de *Prandtl* del aire. Estos dos últimos parámetros se obtienen por interpolación lineal a partir de una tabla de datos, debido a la fuerte dependencia que presenta con respecto a la temperatura.

Una vez definido el coeficiente de transferencia térmica por convección forzada, resulta fácil implementar su modelo en el entorno de SIMULINK, mediante la aplicación directa del álgebra de bloques sobre las ecuaciones (192) y (193). El esquema para modelar este tipo de transferencia calorífica es el mismo que el que aparecía en los diagramas de bloques y subsistemas de las figura 43, 44 y 45.

Este modelo se puede encapsular, incluyendo sus diferentes subsistemas, para crear un bloque estructurado con un icono representativo del fenómeno y de la geometría del cuerpo. De esta forma es posible distinguir y seleccionar con facilidad los distintos modelos existentes en la misma librería.

En la Figura 50 se muestra el icono utilizado para representar el fenómeno de convección forzada con aire de una placa trapezoidal, en el que también se refleja la nomenclatura estándar que se ha establecido para las variables de entrada y de salida ^[26]. El dibujo del cuerpo y el fluido se han hecho en perspectiva y se les ha aplicado efectos de iluminación y colores indicativos de la superficie caliente y el aire frío, para facilitar su interpretación.

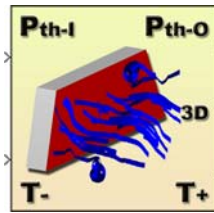


Figura 50. Diseño del icono para la convección forzada de una placa trapezoidal.

Los parámetros que caracterizan la convección forzada por aire en una placa trapezoidal, las dimensiones del cuerpo y el número máximo de iteraciones para la simulación se definen como variables locales, por lo que todos los modelos de la librería disponen de una máscara de entrada de datos personalizada, Figura 51.

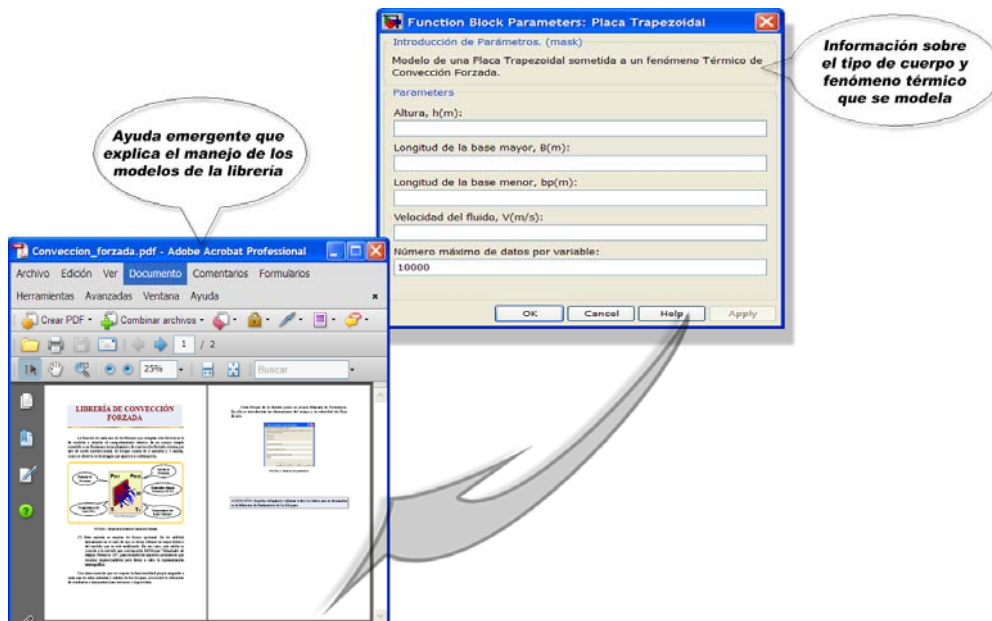


Figura 51. Máscara del modelo de convección forzada con aire en una placa trapezoidal.

Otra característica interesante que ofrece la máscara de entrada de datos es la de facilitar información útil al usuario acerca del modelo. Esto se lleva a cabo en primera instancia a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación funcional. También dispone de una ayuda emergente que surge al pulsar el botón **Help**, donde se suministra una información más amplia y pormenorizada de la librería de convección forzada, por ejemplo, sobre la forma de conexionado, el fenómeno que se modela o el significado de entradas y salidas.

Una vez creado el modelo, por el proceso descrito, éste ya estaría disponible como uno más de los bloques que se encuentran en cualquiera de las librerías o *blockset* incluidas en el **Simulink Library Browser** ^[61] y podría ser empleado como

cualquier otro bloque, incorporándolo a nuevos modelos, en los que se necesite simular el fenómeno de convección forzada con aire cuando éste se produce en una placa trapezoidal colocada en posición vertical.

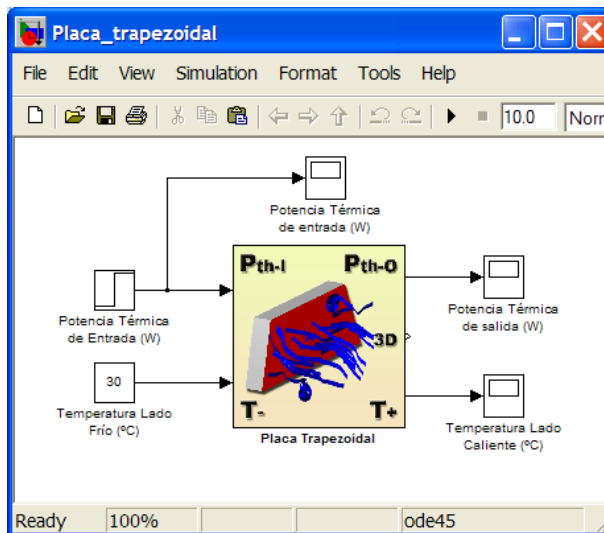


Figura 52. Aplicación del modelo de convección forzada en una placa trapezoidal.

Para terminar con la descripción del modelo de convección forzada por aire sobre una placa trapezoidal en posición vertical, en la Figura 52 se muestra un ejemplo de aplicación sencilla con dicho modelo. Para llevar a cabo distintas simulaciones con este modelo en diferentes situaciones, simplemente bastaría con actualizar las variables y parámetros incluidos en la máscara de entrada de datos con los valores del nuevo escenario.

Todos los modelos elaborados para la convección forzada se han agrupado en una librería específica, de la cual se pueden tomar para ser reutilizados o para implementar estructuras holísticas más complejas y/o fenómenos multifísicos definibles por el usuario ^[77], igual que con las demás librerías desarrolladas.

3.5.2.3 Modelo para la convección forzada de un cono

Para modelar el comportamiento térmico de un cono sometido a un proceso de convección forzada por aire se deben tener en cuenta tres factores, que influyen de manera decisiva en la evolución del fenómeno; estos son, el área de la superficie del cuerpo que intercambia calor con el aire, el coeficiente propio de la transferencia térmica por convección forzada y la diferencia de temperatura que existe entre la superficie del cuerpo y el aire en cada instante ^[15].

En el caso que nos ocupa, se considera que el cono presenta una superficie simple libre de irregularidades y que el flujo forzado, al que se transfiere una determinada cantidad de potencia calorífica por la superficie radial de dicho cuerpo, está compuesto por un fluido homogéneo (aire), a temperatura constante y sin intercambio de masa ni fase. En estas condiciones y utilizando la ecuación (16), propuesta como modelo matemático general para la convección natural, se puede obtener la expresión que caracteriza la transferencia térmica para la convección forzada de un cono regular.

$$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot R \cdot \sqrt{h^2 + R^2} \cdot \Delta T \quad (194)$$

Donde, R representa el radio de la base del cono y h es la altura del mismo. Combinando las ecuaciones (185) y (188) desarrolladas en el epígrafe 3.5.2 y particularizándolas para el caso que nos ocupa, se puede deducir la ecuación que permite calcular el coeficiente de transferencia térmica correspondiente^{[16] [18] [86]}.

$$h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + R^2}} \cdot \left(0.664 \cdot \text{Re}_{tr}^{\frac{1}{2}} \cdot \text{Pr}^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot \text{Re}_l^{0.8} \cdot \text{Pr}^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_{tr}}{\text{Re}_l} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (195)$$

Donde h corresponde a la altura del cono, R es el radio de su base, Re_{tr} y Re_l representan los números de *Reynolds* para el punto donde comienza el régimen turbulento y en el punto final de la capa límite respectivamente, y finalmente, k y Pr definen la conductividad y el número de *Prandtl* del aire. Estos dos últimos parámetros se obtienen por interpolación lineal a partir de una tabla de datos, debido a la fuerte dependencia que presenta con respecto a la temperatura.

Una vez definido el coeficiente de transferencia térmica por convección forzada, resulta fácil implementar su modelo en el entorno de SIMULINK, mediante la aplicación directa del álgebra de bloques sobre las ecuaciones (194) y (195). El esquema para modelar este tipo de transferencia calorífica es el mismo que el que aparecía en los diagramas de bloques y subsistemas de las figura 43, 44 y 45.

Este modelo se puede encapsular, incluyendo sus diferentes subsistemas, para crear un bloque estructurado con un icono representativo del fenómeno y de la geometría del cuerpo. De esta forma es posible distinguir y seleccionar con facilidad los distintos modelos existentes en la misma librería. En la Figura 53 se muestra el icono utilizado para representar el fenómeno de convección forzada con aire de un cono regular, en el que también se refleja la nomenclatura estándar que se ha establecido para las variables de entrada y de salida^[26]. El dibujo del cuerpo y el fluido se han realizado en perspectiva y se les ha aplicado

efectos de iluminación y colores indicativos de la superficie caliente y el aire frío, para facilitar su interpretación.

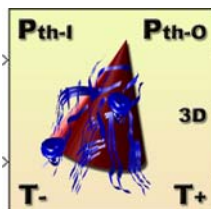


Figura 53. Diseño del icono para la convección forzada de un cono regular.

Los parámetros que caracterizan la convección forzada por aire en un cono, las dimensiones del cuerpo y el número máximo de iteraciones para la simulación se definen como variables locales, por lo que todos los modelos de la librería disponen de una máscara de entrada de datos personalizada, Figura 54.

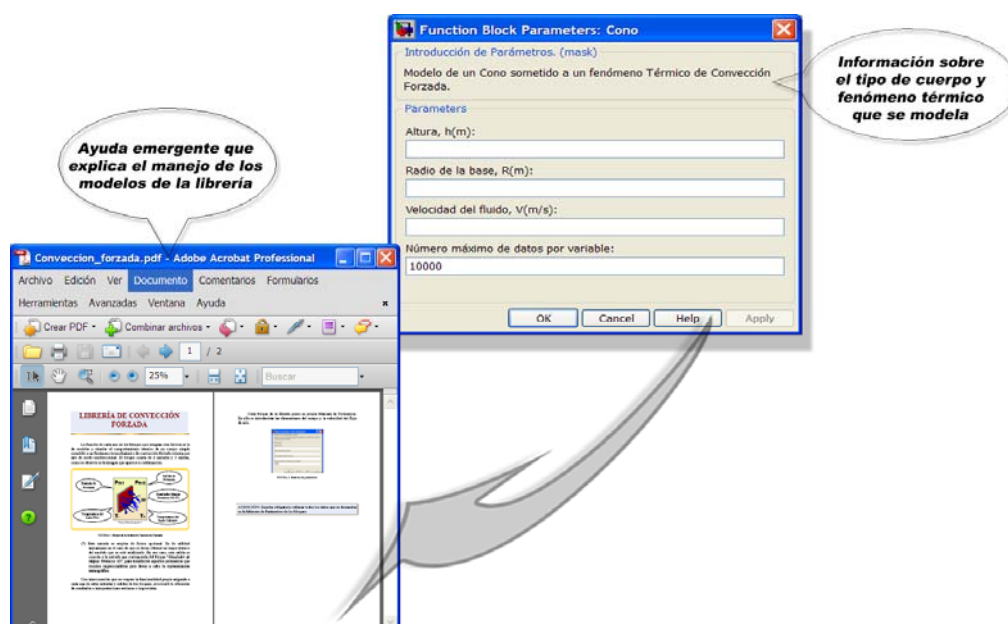


Figura 54. Máscara del modelo de convección forzada con aire de un cono.

Otra característica interesante que ofrece la máscara de entrada de datos es la de facilitar información útil al usuario acerca del modelo. Esto se lleva a cabo en primera instancia a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación funcional. También dispone de una ayuda emergente que surge al pulsar el botón **Help**, donde se suministra una información más amplia y pormenorizada de la librería de convección forzada, por ejemplo, sobre la forma de conexionado, el fenómeno que se modela o el significado de entradas y salidas.

Una vez creado el modelo, por el proceso descrito, éste ya estaría disponible como uno más de los bloques que se encuentran en cualquiera de las librerías o *blockset* incluidas en el **Simulink Library Browser** ^[61] y podría ser empleado como cualquier otro bloque, incorporándolo a nuevos modelos, allí donde se necesite simular el fenómeno de convección forzada con aire cuando éste se produce en un cono regular colocado en posición vertical.

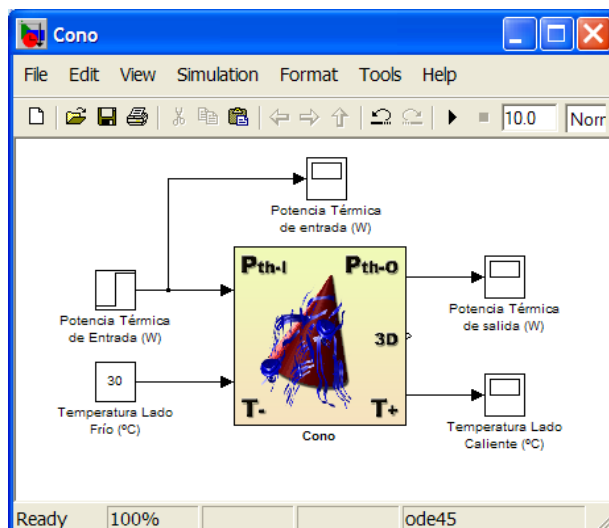


Figura 55. Aplicación del modelo de convección forzada en un cono regular.

Para terminar con la descripción del modelo de convección forzada por aire sobre un cono regular en posición vertical, en la Figura 55 se muestra un ejemplo de aplicación sencilla con dicho modelo. Para llevar a cabo distintas simulaciones con este modelo en diferentes situaciones, simplemente bastaría con actualizar las variables y parámetros incluidos en la máscara de entrada de datos con los valores del nuevo escenario.

Todos los modelos elaborados para la convección forzada se han agrupado en una librería específica, de la cual se pueden tomar para ser reutilizados o para implementar estructuras holísticas más complejas y/o fenómenos multifísicos definibles por el usuario ^[77], igual que con las demás librerías desarrolladas.

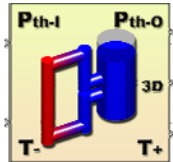
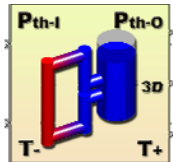
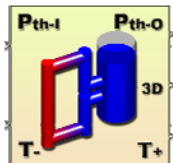
3.5.2.4 Descripción completa de la Librería de Convección Forzada

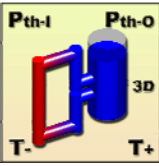
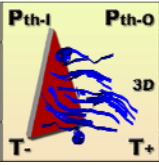
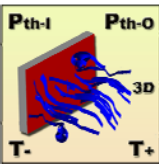
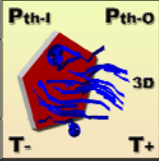
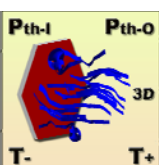
En los epígrafes anteriores se han descrito detalladamente varios modelos creados para la librería de convección forzada unidireccional. Los restantes modelos que integran esta librería se han recopilado en una tabla resumen con sus formulaciones y sus iconos, haciendo notar que los colores empleados en

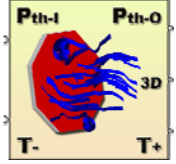
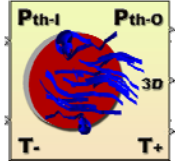
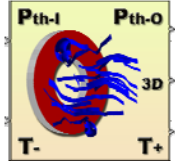
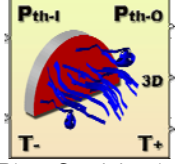
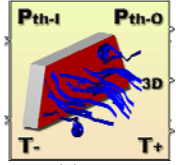
ellos permiten identificar la dirección y sentido del flujo calorífico, ya que el rojo indica el origen (lado caliente) y el azul indica el destino (lado frío).

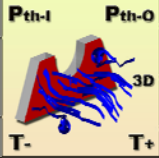
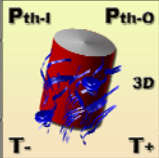
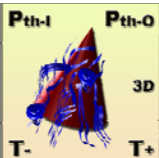
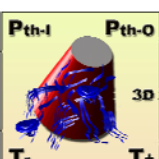
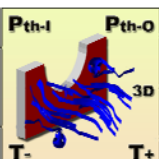
Esta forma abreviada de describir la librería de convección forzada no va en detrimento del rigor científico requerido en un documento de esta naturaleza, ya que todos los modelos creados para ella han sido implementados mediante la misma metodología y se sustentan sobre la misma base teórico-matemática [76]. En consecuencia, los modelos que no han sido descritos detalladamente quedan recogidos para su estudio en la tabla 5.

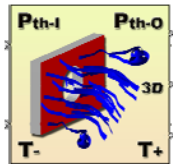
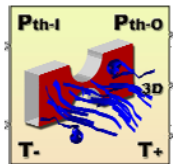
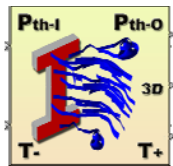
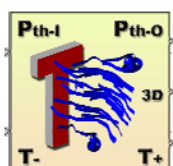
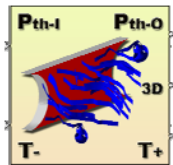
Tabla 5. Modelos simples de la librería de convección forzada unidireccional.

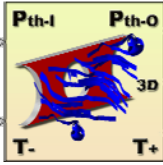
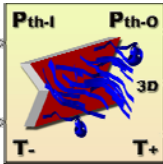
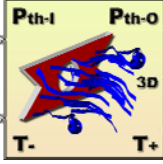
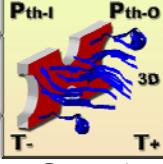
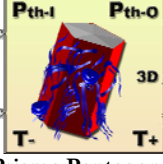
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="432 1025 627 1099">Aceite que Fluye en el Interior de un Conducto</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot \Delta T \quad (196)$ $h_c = 0.023 \cdot \frac{V^{0.8} \cdot k^{0.6} \cdot (\rho \cdot c_e)^{0.4}}{D^{0.2} \cdot \nu^{0.4}} \quad (197)$ <p data-bbox="659 1010 1054 1167"> D = Diámetro del conducto. V= Velocidad del flujo. k= Conductividad del aceite de electrónica. ν = Viscosidad cinemática. ρ = Densidad del aceite de electrónica. c_e= Calor específico del aceite. </p>
 <p data-bbox="432 1361 627 1435">Agua que Fluye en el Interior de un Conducto</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot \Delta T \quad (198)$ $h_c = 0.023 \cdot \frac{V^{0.8} \cdot k^{0.6} \cdot (\rho \cdot c_e)^{0.4}}{D^{0.2} \cdot \nu^{0.4}} \quad (199)$ <p data-bbox="659 1346 927 1503"> D = Diámetro del conducto. V= Velocidad del flujo. k= Conductividad del agua. ν = Viscosidad cinemática. ρ = Densidad del agua. c_e= Calor específico del agua. </p>
 <p data-bbox="432 1697 627 1771">Glicerina que Fluye en el Interior de un Conducto</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot \Delta T \quad (200)$ $h_c = 0.023 \cdot \frac{V^{0.8} \cdot k^{0.6} \cdot (\rho \cdot c_e)^{0.4}}{D^{0.2} \cdot \nu^{0.4}} \quad (201)$ <p data-bbox="659 1682 975 1839"> D = Diámetro del conducto. V= Velocidad del flujo. k= Conductividad de la glicerina. ν = Viscosidad cinemática. ρ = Densidad de la glicerina. c_e= Calor específico de la glicerina. </p>

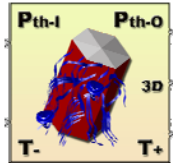
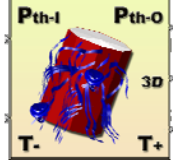
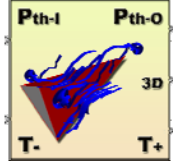
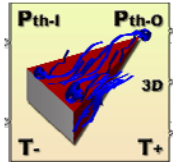
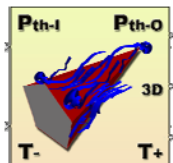
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Etileno Glicol que Fluye en el Interior de un Conducto</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot \Delta T \quad (202)$ $h_c = 0.023 \cdot \frac{V^{0.8} \cdot k^{0.6} \cdot (\rho \cdot c_e)^{0.4}}{D^{0.2} \cdot \nu^{0.4}} \quad (203)$ <p>D = Diámetro del conducto. V = Velocidad del flujo. k = Conductividad del etileno glicol. ν = Viscosidad cinemática. ρ = Densidad del etileno glicol. c_e = Calor específico del etileno glicol.</p>
 <p>Placa Triangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{L_b}{2} \cdot h \cdot \Delta T \quad (204)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_l} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (205)$ <p>h = Altura de la placa. L_b = Lado de la base. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Placa Rectangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot L_b \cdot h \cdot \Delta T \quad (206)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_l} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (207)$ <p>h = Altura de la placa. L_b = Lado de la base. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Placa Pentagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{5}{2} \cdot L_b \cdot Ap \cdot \Delta T \quad (208)$ $h_c = \frac{k}{2Ap} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_l} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (209)$ <p>Ap = Apotema de la placa. L_b = Lado de la base. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Placa Hexagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{6}{2} \cdot L_b \cdot Ap \cdot \Delta T \quad (210)$ $h_c = \frac{k}{2Ap} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_l} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (211)$ <p>Ap = Apotema de la placa. L_b = Lado de la base. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>

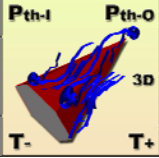
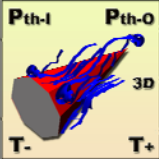
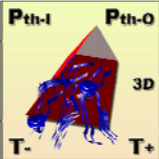
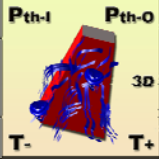
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Octogonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{8}{2} \cdot L_b \cdot A_p \cdot \Delta T \quad (212)$ $h_c = \frac{k}{2A_p} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (213)$ <p>A_p = Apotema de la placa. L_b = Lado de la base. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Placa Circular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \Delta T \quad (214)$ $h_c = \frac{k}{2R} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (215)$ <p>R = Radio de la placa. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Placa Circular Taladrada</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot (R_e^2 - R_i^2) \cdot \Delta T \quad (216)$ $h_c = \frac{k}{2(R_e - R_i)} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (217)$ <p>R_e = Radio exterior de la placa. R_i = Radio del taladro de la placa. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Placa Semicircular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{\pi \cdot R^2}{2} \cdot \Delta T \quad (218)$ $h_c = \frac{k}{R} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (219)$ <p>R = Radio de la placa. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Placa Trapezoidal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{L_m + L_p}{2} \cdot h \cdot \Delta T \quad (220)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (221)$ <p>h = Altura de la placa. L_m = Lado de la base mayor. L_p = Lado de la base menor. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>

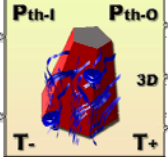
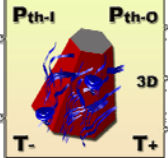
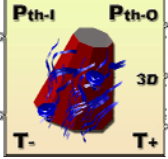
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Trapezoidal con Hendidura Semicircular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(\frac{L_m + L_p}{2} \cdot h - \pi \cdot \frac{R^2}{2} \right) \cdot \Delta T \quad (222)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_{tr}^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_{tr}^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_{tr}}{Re_t} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (223)$ <p>h = Altura de la placa. L_m = Lado de la base mayor. L_p = Lado de la base menor. R = Radio de la hendidura. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_t = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Cilindro</p>	$P_{th} = h_c \cdot 2 \cdot \pi \cdot R \cdot h \cdot \Delta T \quad (224)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_{tr}^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_{tr}^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_{tr}}{Re_t} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (225)$ <p>h = Altura del cilindro. R = Radio de la base del cilindro. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_t = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Cono</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot R \cdot \sqrt{h^2 + R^2} \cdot \Delta T \quad (226)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + R^2}} \cdot \left(0.664 \cdot Re_{tr}^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_{tr}^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_{tr}}{Re_t} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (227)$ <p>h = Altura del cono. R = Radio de la base del cono. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_t = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Tronco Cono</p>	$P_{th} = h_c \cdot \pi \cdot (R_m + R_p) \cdot \sqrt{h^2 + (R_m - R_p)^2} \cdot \Delta T \quad (228)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + (R_m - R_p)^2}} \cdot \left(0.664 \cdot Re_{tr}^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_{tr}^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_{tr}}{Re_t} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (229)$ <p>h = Altura del tronco cono. R_m = Radio de la base mayor. R_p = Radio de la base menor. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_t = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Tetraedro con Hendidura Semicircular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(L_b \cdot h - \frac{\pi \cdot R^2}{2} \right) \cdot \Delta T \quad (230)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_{tr}^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_{tr}^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_{tr}}{Re_t} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (231)$ <p>h = Altura del tetraedro. L_b = Lado de la base del tetraedro. R = Radio de la hendidura. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_t = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Tetraedro con un Taladro Circular</p>	$P_{th} = h_c \cdot (L_b \cdot h - \pi \cdot R^2) \cdot \Delta T \quad (232)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_f} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (233)$ <p>h = Altura del tetraedro. L_b = Lado de la base del tetraedro. R = Radio del taladro circular. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Viga</p>	$P_{th} = h_c \cdot (L_b \cdot h - \pi \cdot R^2) \cdot \Delta T \quad (234)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_f} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (235)$ <p>h = Altura de la viga. L_b = Lado de la base de la viga. R = Radio de las hendiduras de las bases. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Viga en forma de I</p>	$P_{th} = h_c \cdot (2 \cdot L_b \cdot h_b + L_t \cdot h_t) \cdot \Delta T \quad (236)$ $h_c = \frac{k}{h_b + h_t} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_f} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (237)$ <p>h_b = Alturas de las bases de la I. h_t = Altura del tronco de la I. L_b = Lados de las bases de la I. L_t = Lado del tronco de la I. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Viga en forma de T</p>	$P_{th} = h_c \cdot (L_b \cdot h_b + L_t \cdot h_t) \cdot \Delta T \quad (238)$ $h_c = \frac{k}{h_b + h_t} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_f} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (239)$ <p>h_b = Altura del brazo de la T. h_t = Altura del tronco de la T. L_b = Lado del brazo de la T. L_t = Lado del tronco de la T. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Cuerpo 1</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(L_b \cdot h - \pi \cdot \left(\frac{h}{2} \right)^2 \right) \cdot \Delta T \quad (240)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_f} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (241)$ <p>h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Cuerpo 2</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(L_b \cdot h - \pi \cdot \left(R^2 - \left(\frac{h}{2} \right)^2 \right) \right) \cdot \Delta T \quad (242)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \text{Re}_r^{\frac{1}{2}} \text{Pr}^{\frac{1}{3}} + 0.036 \text{Re}_r^{0.8} \text{Pr}^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_r}{\text{Re}_c} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (243)$ <p>h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. R = Radio del taladro circular. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_c = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Cuerpo 3</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{L_b + L_c}{2} \cdot h \cdot \Delta T \quad (244)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \text{Re}_r^{\frac{1}{2}} \text{Pr}^{\frac{1}{3}} + 0.036 \text{Re}_r^{0.8} \text{Pr}^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_r}{\text{Re}_c} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (245)$ <p>h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. L_c = Longitud del lado más estrecho. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_c = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Cuerpo 4</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(\frac{L_b + L_c}{2} \cdot h - \pi \cdot R^2 \right) \cdot \Delta T \quad (246)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \text{Re}_r^{\frac{1}{2}} \text{Pr}^{\frac{1}{3}} + 0.036 \text{Re}_r^{0.8} \text{Pr}^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_r}{\text{Re}_c} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (247)$ <p>h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. L_c = Longitud del lado más estrecho. R = Radio del taladro circular. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_c = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Cuerpo 5</p>	$P_{th} = h_c \cdot \left(L_b \cdot h - \pi \cdot R^2 - \pi \cdot R_l \right) \cdot \Delta T \quad (248)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \text{Re}_r^{\frac{1}{2}} \text{Pr}^{\frac{1}{3}} + 0.036 \text{Re}_r^{0.8} \text{Pr}^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_r}{\text{Re}_c} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (249)$ <p>h = Altura del cuerpo. L_b = Lado de la base del cuerpo. R_l = Radio de las hendiduras laterales. R = Radio de las hendiduras de las bases. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_c = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Prisma Pentagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot 5 \cdot L_b \cdot h \cdot \Delta T \quad (250)$ $h_c = \frac{k}{h} \cdot \left(0.664 \text{Re}_r^{\frac{1}{2}} \text{Pr}^{\frac{1}{3}} + 0.036 \text{Re}_r^{0.8} \text{Pr}^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_r}{\text{Re}_c} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (251)$ <p>h = Altura del prisma. L_b = Lado de la base. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_c = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Prisma Hexagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot 6 \cdot L_b \cdot h \cdot \Delta T \quad (252)$ $h_c = \frac{k}{h} \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (253)$ <p>h = Altura del prisma. L_b = Lado de la base. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Prisma Octogonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot 8 \cdot L_b \cdot h \cdot \Delta T \quad (254)$ $h_c = \frac{k}{h} \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (255)$ <p>h = Altura del prisma. L_b = Lado de la base. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Pirámide Triangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{3}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{h^2 + Ap^2} \cdot \Delta T \quad (256)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + Ap^2}} \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (257)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Pirámide Rectangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{4}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{h^2 + Ap^2} \cdot \Delta T \quad (258)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + Ap^2}} \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (259)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Pirámide Pentagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{5}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{h^2 + Ap^2} \cdot \Delta T \quad (260)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + Ap^2}} \left(0.664 \cdot Re_r^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 \cdot Re_r^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_q} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (261)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Pirámide Hexagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{6}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{h^2 + Ap^2} \cdot \Delta T \quad (262)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + Ap^2}} \cdot \left(0.664 Re_i^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 Re_i^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_i} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (263)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Pirámide Octogonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{8}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{h^2 + Ap^2} \cdot \Delta T \quad (264)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + Ap^2}} \cdot \left(0.664 Re_i^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 Re_i^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_i} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (265)$ <p>h = Altura de la pirámide. Ap = Apotema de la base de la pirámide. L_b = Lado de la base de la pirámide. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Tronco de Pirámide Triangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{3}{2} \cdot (L_m + L_p) \cdot \sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2} \cdot \Delta T \quad (266)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2}} \cdot \left(0.664 Re_i^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 Re_i^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_i} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (267)$ <p>h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_p = Lado de la base menor. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>
 <p>Tronco de Pirámide Rectangular</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{4}{2} \cdot (L_m + L_p) \cdot \sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2} \cdot \Delta T \quad (268)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2}} \cdot \left(0.664 Re_i^{\frac{1}{2}} \cdot Pr^{\frac{1}{3}} + 0.036 Re_i^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \left[1 - \left(\frac{Re_r}{Re_i} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (269)$ <p>h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_p = Lado de la base menor. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="475 580 588 658">Tronco de Pirámide Pentagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{5}{2} \cdot (L_m + L_p) \cdot \sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2} \cdot \Delta T \quad (270)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2}} \cdot \left(\frac{0.664 \text{Re}_f^{\frac{1}{2}} \cdot \text{Pr}^{\frac{1}{3}}}{+ 0.036 \text{Re}_f^{0.8} \cdot \text{Pr}^{0.43}} \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_f}{\text{Re}_i} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (271)$ <p data-bbox="655 564 1043 752"> h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_p = Lado de la base menor. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes. </p>
 <p data-bbox="475 1008 588 1086">Tronco de Pirámide Hexagonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{6}{2} \cdot (L_m + L_p) \cdot \sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2} \cdot \Delta T \quad (272)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2}} \cdot \left(\frac{0.664 \text{Re}_f^{\frac{1}{2}} \cdot \text{Pr}^{\frac{1}{3}}}{+ 0.036 \text{Re}_f^{0.8} \cdot \text{Pr}^{0.43}} \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_f}{\text{Re}_i} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (273)$ <p data-bbox="655 994 1043 1180"> h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_p = Lado de la base menor. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes. </p>
 <p data-bbox="475 1433 588 1512">Tronco de Pirámide Octogonal</p>	$P_{th} = h_c \cdot \frac{8}{2} \cdot (L_m + L_p) \cdot \sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2} \cdot \Delta T \quad (274)$ $h_c = \frac{k}{\sqrt{h^2 + (Ap - Ap_i)^2}} \cdot \left(\frac{0.664 \text{Re}_f^{\frac{1}{2}} \cdot \text{Pr}^{\frac{1}{3}}}{+ 0.036 \text{Re}_f^{0.8} \cdot \text{Pr}^{0.43}} \left[1 - \left(\frac{\text{Re}_f}{\text{Re}_i} \right)^{0.8} \right] \right) \quad (275)$ <p data-bbox="655 1422 1043 1612"> h = Altura del tronco de pirámide. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L_m = Lado de la base mayor. L_p = Lado de la base menor. Pr = N° de Prandtl para el aire. Re_i = N° Reynolds para los dos regímenes. </p>

3.6 MODELADO TÉRMICO PARA LA RADIACIÓN UNIDIRECCIONAL

La simulación del fenómeno de radiación térmica ha supuesto una de las últimas aportaciones de las herramientas de modelado por elementos finitos, *Finite Element Modeling* (FEM), al campo de la simulación física por ordenador. La mayoría del *software* de simulación térmica utiliza modelos basados en la teoría de campos ^[87] y más recientemente en la teoría corpuscular ^{[12] [28]}. El principal inconveniente que estas técnicas presentan para el modelado multifísico y la simulación holística, reside en los elevados requerimientos computacionales y tiempos de simulación que son necesarios durante su ejecución.

Para los objetivos de esta tesis son mucho más interesantes los modelos físico-matemáticos desarrollados en el epígrafe *3.1.3 Fundamentos de la Radiación Térmica Unidireccional*, donde se propone una formulación más simple para describir el fenómeno de la radiación de calor. Las ecuaciones (20), (21), (22), (23), (24) y (25) permiten caracterizar el fenómeno mediante el uso de la resistencia térmica R_{th} y de la capacidad térmica (C_{th}) en calidad de parámetros concentrados ^[76]. De esta forma se logra simplificar la implementación de los modelos térmicos compactos correspondientes a la radiación térmica unidireccional y se consiguen simulaciones con un consumo moderado de los recursos del ordenador.

En el caso que nos ocupa es importante que el entorno de modelado y simulación elegido (SIMULINK) permita definir bloques y subsistemas a partir de librerías estándar (*Blockset*) o de otras creadas por terceros, en un entorno gráfico, jerárquico y flexible. Así mismo la posibilidad de definir máscaras de datos, para la introducción de parámetros relativos a los modelos, y de editar iconos, que sirvan de interfaz gráfica, permite desarrollar de forma relativamente sencilla modelos personalizados y fáciles de usar ^[83].

Igual que para los demás fenómenos de transferencia calorífica estudiados en la presente tesis, también es importante la posibilidad que SIMULINK ofrece de crear nuevas *blockset*, abiertas y actualizables para el usuario, con capacidad para encapsular los modelos contenidos en ellas, manteniendo una estructura uniforme en el modelado, la parametrización y las interfaces. De esta forma se pueden crear sistemas y subsistemas en distintos niveles jerárquicos que aseguren la conectividad requerida ^[77] en este trabajo. En la Figura 16 (epígrafe 3.4) se muestra un esquema de la arquitectura general con la que se han implementado los modelos de todas las librerías de transferencia térmica desarrolladas ^[78].

De cara a una correcta implementación del modelo de radiación térmica, se ha de tener en cuenta el hecho de que el nivel neto de calor radiado por un cuerpo es consecuencia de la cantidad de radiación que éste emite al medio y de la que dicho cuerpo a su vez recibe de él, ya que el medio también emitirá radiación con una cierta intensidad dependiendo de su temperatura. En este sentido, se puede definir la radiosidad J como la potencia calorífica emitida por unidad de superficie radiante y la irradiación G como la potencia calorífica recibida por cada unidad de superficie ^{[15] [20]}. Entonces, teniendo en cuenta la ecuación (20) correspondiente a la ley de *Stefan-Boltzmann*, el flujo neto de radiación térmica de un cuerpo cualquiera se puede expresar como:

$$\Phi_{th} = J - G = \varepsilon_1 \cdot \sigma \cdot T_1^4 - \varepsilon_2 \cdot \sigma \cdot T_2^4 \quad (276)$$

Ahora, esta ecuación se puede expresar en términos de potencia de radiación neta, tal y como se muestra a continuación:

$$P_{th} = A \cdot \sigma \cdot (\varepsilon_1 \cdot T_1^4 - \varepsilon_2 \cdot T_2^4) \quad (277)$$

Donde A es la superficie radiante del cuerpo emisor, ε_1 y ε_2 corresponden a las emitancias del cuerpo y del medio respectivamente, σ representa la constante de *Stefan-Boltzmann*, y por último T_1 y T_2 simbolizan las temperaturas de la superficie radiante y del medio irradiado respectivamente. Aunque esta ecuación puede servir como modelo matemático de la radiación térmica, si se desea puede trasladarse a la ecuación general (23) para extraer el coeficiente de transferencia térmica correspondiente, descrito por la ecuación (24) en el epígrafe 3.1.3.

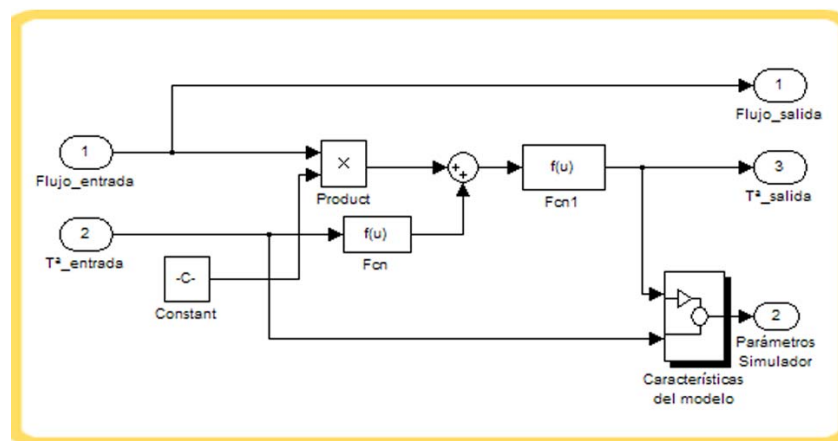


Figura 56. Modelo SIMULINK para la radiación térmica unidireccional.

Una vez definido matemáticamente el modelo para la radiación térmica, éste se puede implementar mediante el diagrama de bloques de la Figura 56, que no es

más que la trasposición directa de la ecuación (277), mediante el álgebra de bloque propia de SIMULINK. Este modelo tiene validez para la simulación del fenómeno de radiación térmica unidireccional en cuerpos simples, que presenten una composición superficial homogénea, con capacidad para acoplarse con otros y crear estructuras no homogéneas u holísticas de mayor complejidad ^[76] ^[77].

En el esquema de la Figura 56 aparece un subsistema llamado **Características del modelo**, que se puede ver con más detalle en la Figura 57, y tiene como misión tomar los datos necesarios para la representación termográfica del cuerpo al que representa este modelo y suministrarlos a un eventual bloque de “Mapas Térmicos 3D” ^[60], que se describirá en posteriores epígrafes. Dicha funcionalidad es opcional y sólo tendrá efecto si se conecta correctamente la salida del subsistema al bloque visualizador de mapas térmicos 3D.

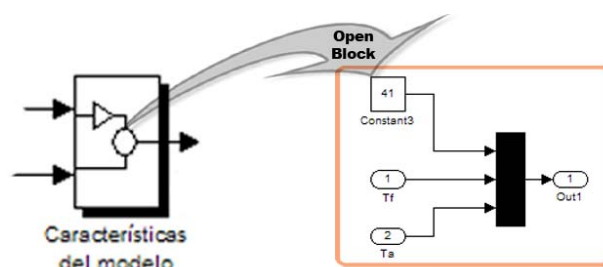


Figura 57. Subsistema de suministro de datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.

Finalmente, en la elaboración de los diferentes modelos de radiación térmica será necesaria la creación de una máscara individualizada de entrada de datos, para introducir las propiedades geométricas y de emitancia térmica, así como el número de iteraciones de la simulación. También habrá que crear un icono que simbolice al cuerpo en cuestión y que sirva de interfaz para el usuario ^[73] ^[74].

Partiendo de la base de este modelo general, se ha desarrollado un conjunto amplio de modelos para la simulación del fenómeno de transferencia unidireccional del calor por radiación en cuerpos simples, con una gran diversidad de geometrías, de entre los cuales se mostrarán algunos de los más significativos en los epígrafes siguientes, a modo de ejemplos ilustrativos.

Esta uniformidad de los modelos de radiación térmica es la consecuencia inmediata de la metodología de trabajo empleada durante el desarrollo de la presente tesis, por lo que, una vez expuesta, se puede inferir fácilmente el modo de realizar otros modelos, incluso hasta obtener una librería a medida.

3.6.1 Modelo para la Radiación Térmica de una Placa Pentagonal

En el modelado del comportamiento térmico de una placa pentagonal cuando en ella se está produciendo un fenómeno de radiación de calor, es necesario tener en cuenta diferentes factores que condicionan la evolución de este fenómeno, como son la temperatura de la superficie emisora y la del medio (el entorno), el color y el acabado (la rugosidad) de dicha superficie, así como la propia composición geométrica del objeto a modelar ^[15].

Partiendo del modelo general desarrollado en el epígrafe anterior para la elaboración de una librería SIMULINK de radiación térmica unidireccional, la cual se sustenta en la aplicación casi directa de la ley de *Stefan-Boltzmann* y del factor de corrección de las emitancias térmicas ^{[10] [20]}, se pueden particularizar las ecuaciones generales (23) y (24) para el caso de una placa pentagonal que radia calor por una de sus caras al espacio (aire) que la rodea, obteniéndose la siguiente expresión para la potencia térmica emitida.

$$P_{th} = \mathfrak{F}_{12} \cdot \sigma \cdot 5 \cdot L_b \cdot \frac{Ap}{2} \cdot (T_1^4 - T_2^4) \quad (278)$$

Donde \mathfrak{F}_{12} es el factor de corrección característico de la transferencia de calor por radiación, que depende de las emitancias del cuerpo (ε_1) y del medio (ε_2) y de la geometría de sus superficies, σ representa la constante de *Stefan-Boltzmann*, mientras que T_1 y T_2 corresponden a las temperaturas de la superficie radiante y del ambiente irradiado respectivamente. En cuanto a las variables geométricas, Ap simboliza la apotema del pentágono que forma la superficie radiante de la placa y L_b es la longitud de uno de los lados de dicho pentágono.

Ahora, con la ecuación (278) se puede implementar fácilmente el modelo para la transferencia de calor por radiación unidireccional en una placa pentagonal, particularizando el esquema de bloques desarrollado en SIMULINK para este modo de transferencia (Figura 56) con las características de este cuerpo.

Una vez construido el diagrama de bloques del modelo, existe la posibilidad de encapsularlo creando un subsistema estructurado, que será el que el usuario utilice. Para diferenciar los distintos modelos, que se encontrarán guardados en la misma librería, se ha creado un icono representativo para cada uno de los cuerpos ^[76]. Este icono, que se muestra en la Figura 58, representa el fenómeno de radiación de calor unidireccional en una placa pentagonal y refleja una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida. El dibujo del

cuerpo se ha hecho con perspectiva y se le han aplicado efectos de iluminación y colores indicativos del lado caliente y frío, para facilitar su interpretación.

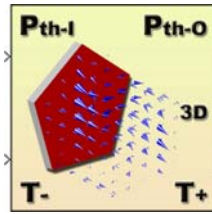


Figura 58. Icono para la radiación térmica de una placa pentagonal.

Las magnitudes geométricas de la superficie radiante de la placa pentagonal, los parámetros que caracterizan la radiación térmica unidireccional y el número máximo de iteraciones para la simulación se han definido como variables locales, por lo que a cada uno de los modelos de la librería de radiación se le ha dotado de una máscara personalizada de entrada de datos ^[60] (Figura 59).

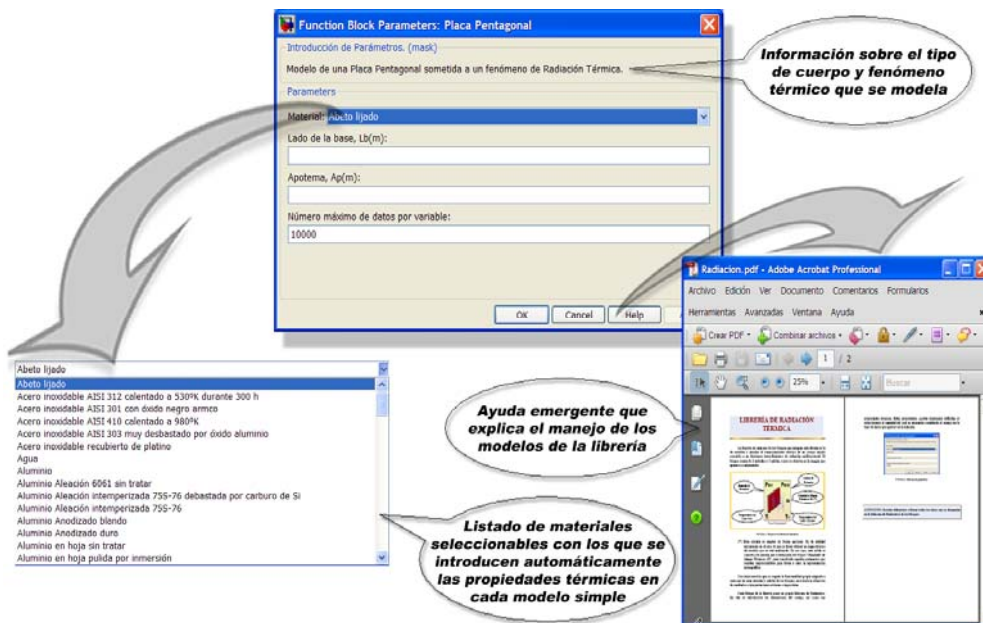


Figura 59. Máscara para el modelo de radiación térmica en una placa pentagonal.

Para definir la emitancia (ε) intrínseca al material del que se compone cada uno de los cuerpos que se han modelado en la librería de radiación térmica, sólo es necesario seleccionar dicho material entre los que ofrece la base de datos de materiales que se ha implementado previamente y que se ha asociado a cada una de las máscaras. De esta forma, una vez escogido el material a través de la pestaña de selección correspondiente, SIMULINK obtiene de forma automática la magnitud exacta de este parámetro característico y la incorpora al modelo.

Una de las características más destacables de las máscaras de datos, que se han incorporado a todos los modelos de radiación térmica, es la de ofrecer al usuario información útil acerca del modelo. Esta función se lleva a cabo a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación, o por medio de una ayuda emergente que aparece al pulsar sobre el botón **Help**. Si se elige esta última opción, se consigue una información más amplia y pormenorizada de cada modelo de la librería de radiación ^[76]. Ambos sistemas de ayuda pueden verse en la composición de ventanas que se ilustran dentro de la Figura 59.

Como resultado de todo el proceso descrito hasta aquí, se obtiene un modelo que puede ser utilizado del mismo modo que cualquiera de los bloques que existen en las diferentes librerías o *blockset* incluidas en el **Simulink Library Browser** ^[77]. En este sentido, el modelo desarrollado puede incorporarse a otros nuevos modelos, siempre que se necesite simular el comportamiento térmico de una placa pentagonal, compuesta de material homogéneo, por cuya superficie se transfiere mediante radiación una determinada cantidad de potencia calorífica.

Finalmente, en la Figura 60 se muestra una aplicación sencilla del modelo de radiación para una placa pentagonal, desarrollado en el entorno de SIMULINK. Cuando se necesite obtener distintas simulaciones, bastaría con introducir los datos de las diferentes situaciones en su máscara correspondiente.

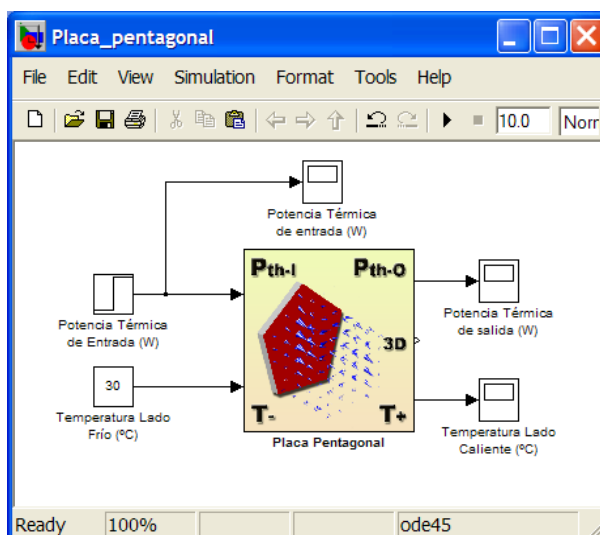


Figura 60. Aplicación del modelo de radiación térmica en una placa pentagonal.

Todos los modelos desarrollados para la radiación unidireccional de calor hacen la función de una librería o *blockset*, de la cual se pueden copiar como bloques para ser reutilizados o bien para ser empleados formando parte de estructuras materiales de mayor complejidad y/o de naturaleza holística ^[80].

3.6.2 Modelo para la radiación térmica de un prisma pentagonal

En el modelado del comportamiento térmico de un prisma con base pentagonal cuando en él se está produciendo un fenómeno de radiación de calor, es necesario tener en cuenta diferentes factores que condicionan la evolución de este fenómeno, como son la temperatura de la superficie emisora y la del medio (el entorno), el color y el acabado (la rugosidad) de dicha superficie, así como la propia composición geométrica del objeto a modelar ^[15].

Partiendo del modelo general desarrollado en el epígrafe 3.6 para la creación de una librería SIMULINK de radiación térmica unidireccional, la cual se sustenta en la aplicación casi directa de la ley de *Stefan-Boltzmann* y del factor de corrección de las emitancias térmicas ^{[10] [20]}, se pueden particularizar las ecuaciones generales (23) y (24) para el caso de un prisma con base pentagonal que radia calor por sus cinco caras perimetrales al espacio (aire) que lo rodea, obteniéndose la siguiente expresión para la potencia térmica emitida por su superficie.

$$P_{th} = \mathfrak{S}_{12} \cdot \sigma \cdot 5 \cdot L_b \cdot h \cdot (T_1^4 - T_2^4) \quad (279)$$

Donde \mathfrak{S}_{12} es el factor de corrección característico de la transferencia de calor por radiación, que depende de las emitancias del cuerpo (ϵ_1) y del medio (ϵ_2) y de la geometría de sus superficies, σ representa la constante de *Stefan-Boltzmann*, mientras que T_1 y T_2 corresponden a las temperaturas de la superficie radiante y del ambiente irradiado respectivamente. En cuanto a las variables geométricas, L_b es la longitud de uno de los lados de la base pentagonal y h simboliza la altura del prisma o, lo que es lo mismo, de una de sus caras rectangulares.

Ahora, con la ecuación (279) se puede implementar fácilmente el modelo para la transferencia calorífica por radiación unidireccional en un prisma pentagonal, particularizando el esquema de bloques desarrollado en SIMULINK para este modo de transferencia (Figura 56) con las características de este cuerpo.

Una vez construido el diagrama de bloques del modelo, existe la posibilidad de encapsularlo creando un subsistema estructurado, que será el que el usuario utilice. Para diferenciar los distintos modelos, que se encontrarán guardados en la misma librería, se ha creado un icono representativo para cada uno de los cuerpos ^[76]. Este icono, que se muestra en la Figura 61, representa el fenómeno de radiación de calor unidireccional en un prisma pentagonal y muestra una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida. El dibujo del cuerpo se ha hecho con perspectiva y se le han aplicado efectos de iluminación y colores indicativos del lado caliente y frío, para facilitar su interpretación.

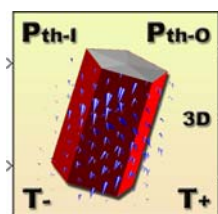


Figura 61. Icono para la radiación térmica de un prisma pentagonal.

Las magnitudes geométricas de la superficie radiante del prisma pentagonal, los parámetros que caracterizan la radiación térmica unidireccional y el número máximo de iteraciones para la simulación se han definido como variables locales, por lo que a cada uno de los modelos de la librería de radiación se le ha dotado de una máscara personalizada de entrada de datos ^[60] (Figura 62).

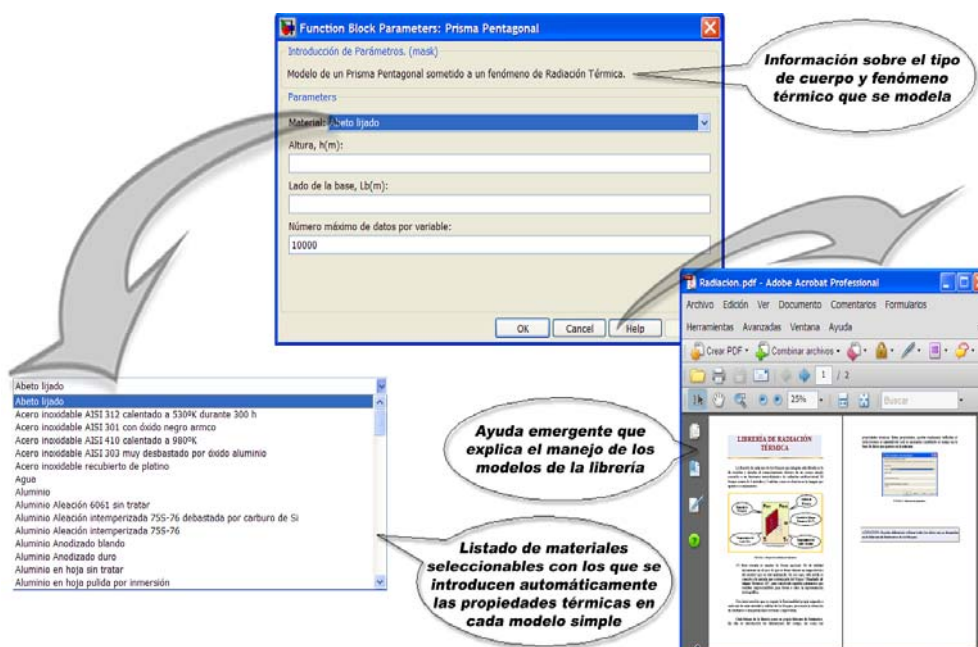


Figura 62. Máscara para el modelo de radiación térmica de un prisma pentagonal.

Para definir la emitancia (ε) intrínseca al material del que se compone cada uno de los cuerpos que se han modelado en la librería de radiación térmica, sólo es necesario seleccionar dicho material entre los que ofrece la base de datos de materiales que se ha implementado previamente y que se ha asociado a cada una de las máscaras. De esta forma, una vez escogido el material a través de la pestaña de selección correspondiente, SIMULINK obtiene de forma automática la magnitud exacta de este parámetro característico y la incorpora al modelo.

Una de las características más destacables de las máscaras de datos, que se han incorporado a todos los modelos de radiación térmica, es la de ofrecer al usuario

información útil acerca del modelo. Esta función se lleva a cabo a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación, o por medio de una ayuda emergente que aparece al pulsar sobre el botón **Help**. Si se elige esta última opción, se consigue una información más amplia y pormenorizada de cada modelo de la librería de radiación [76]. Ambos sistemas de ayuda pueden verse en la composición de ventanas que se ilustran dentro de la Figura 62.

Como resultado de todo el proceso descrito hasta aquí, se obtiene un modelo que puede ser utilizado del mismo modo que cualquiera de los bloques que existen en las diferentes librerías o *blockset* incluidas en el **Simulink Library Browser** [77]. En este sentido, el modelo desarrollado puede incorporarse a otros nuevos modelos, siempre que se necesite simular el comportamiento térmico de un prisma pentagonal, compuesto de material homogéneo, por cuya superficie se transfiere mediante radiación una determinada cantidad de potencia calorífica.

Finalmente, en la Figura 63 se muestra una aplicación sencilla del modelo de radiación para un prisma pentagonal, desarrollado en el entorno de SIMULINK. Cuando se necesite obtener distintas simulaciones, bastaría con introducir los datos de las diferentes situaciones en su máscara correspondiente.

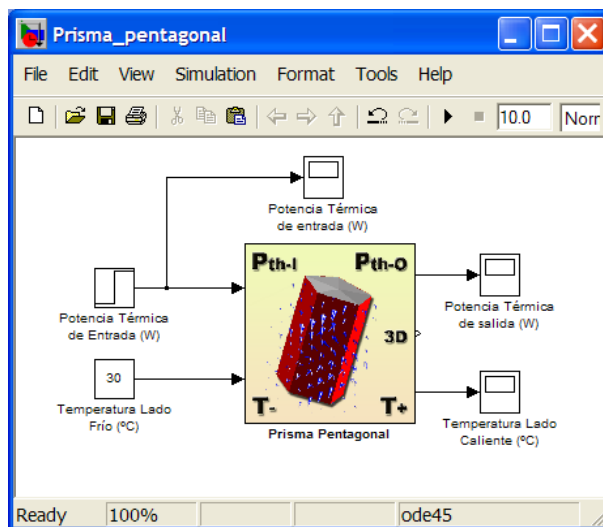


Figura 63. Aplicación del modelo de radiación térmica en un prisma pentagonal.

Todos los modelos desarrollados para la radiación unidireccional de calor hacen la función de una librería o *blockset*, de la cual se pueden copiar como bloques para ser reutilizados o bien para ser empleados formando parte de estructuras materiales de mayor complejidad y/o de naturaleza holística [80].

3.6.3 Modelo para la radiación térmica de un cilindro

En el modelado del comportamiento térmico de un cilindro regular cuando en él se está produciendo un fenómeno de radiación de calor, es necesario tener en cuenta diferentes factores que condicionan la evolución de este fenómeno, como son la temperatura de la superficie emisora y la temperatura del medio (el entorno), el color y el acabado (la rugosidad) de dicha superficie, así como la propia composición geométrica del objeto a modelar ^[15].

Partiendo del modelo general desarrollado en el epígrafe 3.6 para la implementación de una librería SIMULINK de radiación térmica unidireccional, la cual se sustenta en la aplicación casi directa de la ley de *Stefan-Boltzmann* y del factor de corrección de las emitancias térmicas ^{[10] [20]}, se pueden particularizar las ecuaciones generales (23) y (24) para el caso de un cilindro regular que emite calor por toda su superficie radial al espacio (aire) que la rodea, obteniéndose la siguiente expresión para la potencia térmica emitida.

$$P_{th} = \mathfrak{F}_{12} \cdot \sigma \cdot 2 \cdot \pi \cdot R \cdot h \cdot (T_1^4 - T_2^4) \quad (280)$$

Donde \mathfrak{F}_{12} es el factor de corrección característico de la transferencia de calor por radiación, que depende de las emitancias del cuerpo (ε_1) y del medio (ε_2) y de la geometría de sus superficies, σ representa la constante de *Stefan-Boltzmann*, mientras que T_1 y T_2 corresponden a las temperaturas de la superficie radiante y del medio irradiado que actúa como entorno, respectivamente. En cuanto a las variables geométricas, R simboliza el radio de la base del cilindro regular y h es la altura de dicho cilindro.

Ahora, con la ecuación (282) se puede implementar fácilmente el modelo para la transferencia calorífica por radiación unidireccional en un cilindro macizo, particularizando el esquema de bloques desarrollado en SIMULINK para este modo de transferencia (Figura 56) con las características de este cuerpo.

Una vez construido el diagrama de bloques del modelo, existe la posibilidad de encapsularlo creando un subsistema estructurado, que será el que el usuario utilice. Para diferenciar los distintos modelos, que se encontrarán guardados en la misma librería, se ha creado un icono representativo para cada uno de los cuerpos ^[76]. Este icono, que se muestra en la Figura 64, representa el fenómeno de radiación de calor unidireccional en un cilindro y visualiza una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida. El dibujo del cuerpo se ha hecho con perspectiva y se le han aplicado efectos de iluminación y colores indicativos del lado caliente y frío, para facilitar su interpretación.

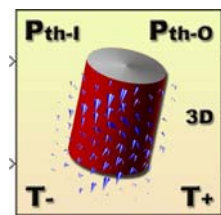


Figura 64. Icono para la radiación térmica de un cilindro regular.

Las magnitudes geométricas de la superficie radiante del cilindro, los parámetros que caracterizan la radiación térmica unidireccional y el número máximo de iteraciones para la simulación se han definido como variables locales, por lo que a cada uno de los modelos de la librería de radiación se le ha dotado de una máscara personalizada de entrada de datos ^[60] (Figura 65).

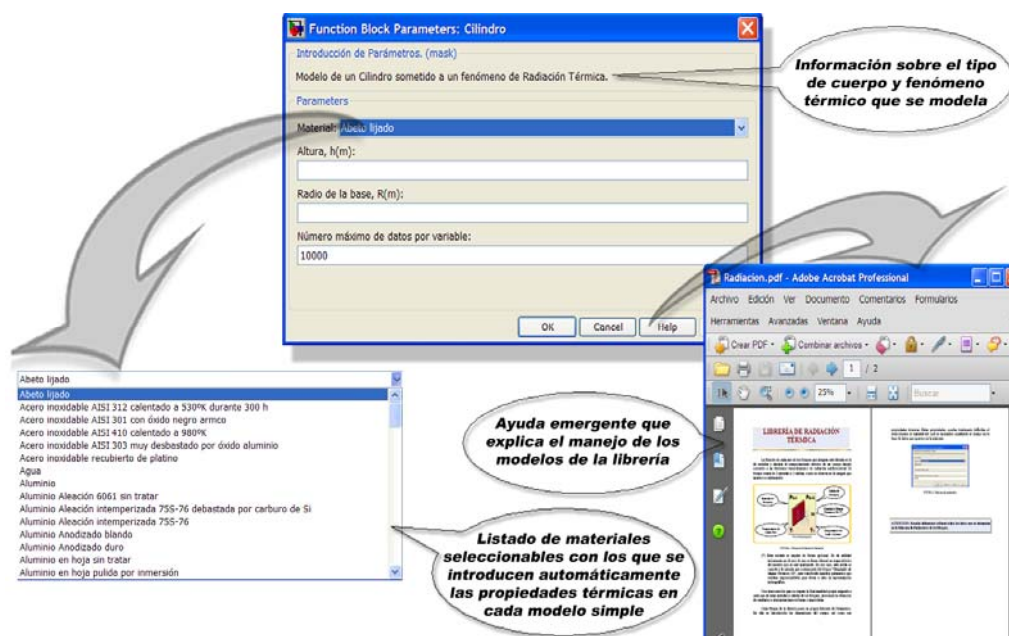


Figura 65. Máscara para el modelo de radiación térmica de un cilindro.

Para definir la emitancia (ε) intrínseca al material del que se compone cada uno de los cuerpos que se han modelado en la librería de radiación térmica, sólo es necesario seleccionar dicho material entre los que ofrece la base de datos de materiales que se ha implementado previamente y que se ha asociado a cada una de las máscaras. De esta forma, una vez escogido el material a través de la pestaña de selección correspondiente, SIMULINK obtiene de forma automática la magnitud exacta de este parámetro característico y la incorpora al modelo.

Una de las características más destacables de las máscaras de datos, que se han incorporado a todos los modelos de radiación térmica, es la de ofrecer al usuario

información útil acerca del modelo. Esta función se lleva a cabo a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación, o por medio de una ayuda emergente que aparece al pulsar sobre el botón **Help**. Si se elige esta última opción, se consigue una información más amplia y pormenorizada de cada modelo de la librería de radiación [76]. Ambos sistemas de ayuda pueden verse en la composición de ventanas que se ilustran dentro de la Figura 59.

Como resultado de todo el proceso descrito hasta aquí, se obtiene un modelo que puede ser utilizado del mismo modo que cualquiera de los bloques que existen en las diferentes librerías o *blockset* incluidas en el **Simulink Library Browser** [77]. En este sentido, el modelo desarrollado puede incorporarse a otros nuevos modelos, siempre que se necesite simular el comportamiento térmico de un cilindro, compuesto de material homogéneo, por cuya superficie se transfiere mediante radiación una determinada cantidad de potencia calorífica.

Finalmente, en la Figura 66 se muestra una aplicación sencilla del modelo de radiación para un cilindro regular, desarrollado en el entorno de SIMULINK. Cuando se necesite obtener distintas simulaciones, bastaría con introducir los datos de las diferentes situaciones en su máscara correspondiente.

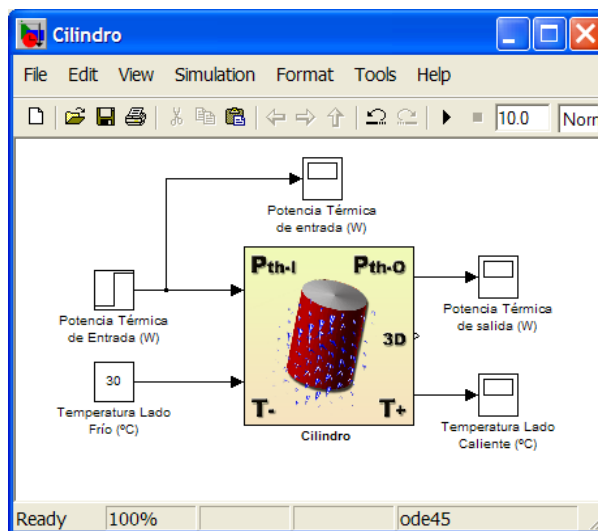


Figura 66. Aplicación del modelo de radiación térmica en un cilindro.

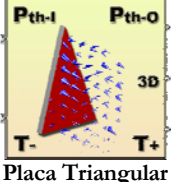
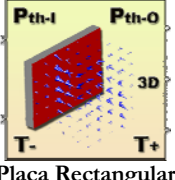
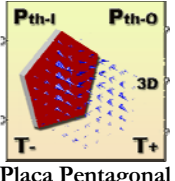
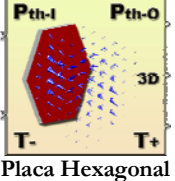
Todos los modelos desarrollados para la radiación unidireccional de calor hacen la función de una librería o *blockset*, de la cual se pueden copiar como bloques para ser reutilizados o bien para ser empleados formando parte de estructuras materiales de mayor complejidad y/o de naturaleza holística [80].

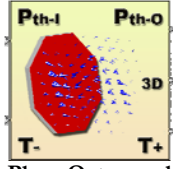
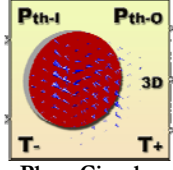
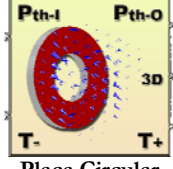
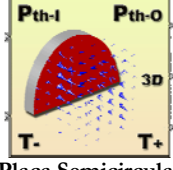
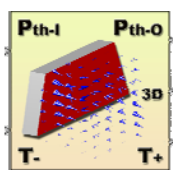
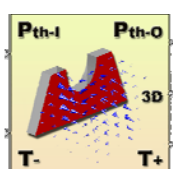
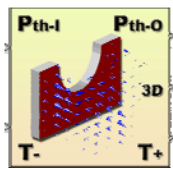
3.6.4 Descripción completa de la Librería de Radiación

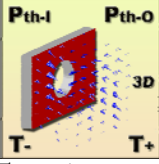
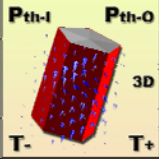
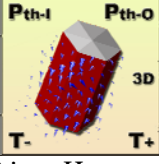
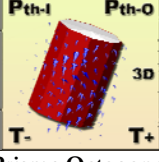
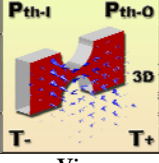
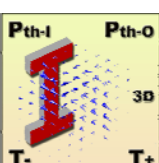
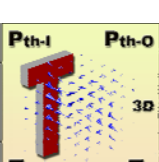
En los epígrafes anteriores se han descrito detalladamente varios modelos creados para la librería de radiación unidireccional. Los restantes modelos que integran esta librería se han recopilado en una tabla resumen con sus formulaciones y sus iconos, haciendo notar que los colores empleados en ellos permiten identificar la dirección y sentido del flujo calorífico, ya que el rojo indica el origen (lado caliente) y el azul indica el destino (lado frío).

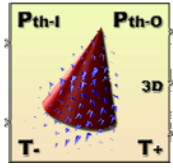
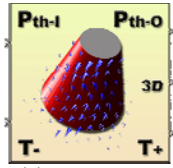
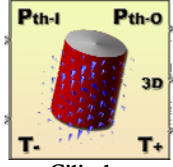
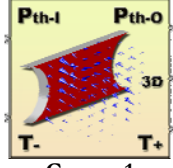
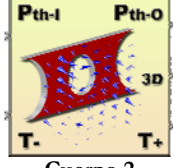
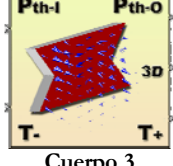
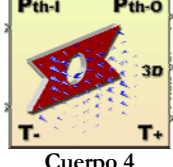
Esta forma abreviada de describir la librería de radiación no va en detrimento del rigor científico requerido en un documento de esta naturaleza, ya que todos los modelos creados para ella han sido implementados mediante la misma metodología y se sustentan sobre la misma base teórico-matemática [76]. En consecuencia, los modelos que no han sido descritos de forma detallada quedan recogidos para su estudio en la tabla 6.

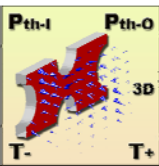
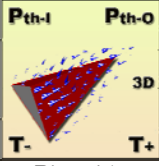
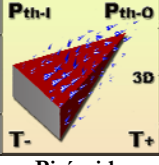
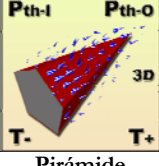
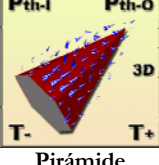
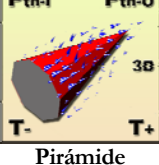
Tabla 6. Modelos simples de la librería de radiación térmica unidireccional.

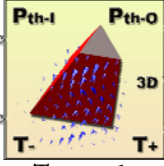
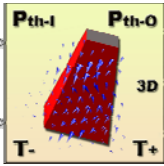
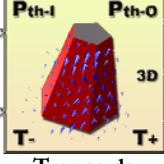
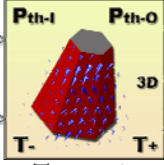
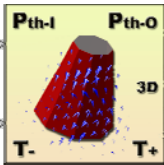
ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Triangular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{1}{2} \cdot L_b \cdot h \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (281)$ <p> L_b = Lado de la base. h = Altura de la placa. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Placa Rectangular</p>	<p>¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo. (282)</p> <p> L_b = Lado de la base. h = Altura de la placa. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Placa Pentagonal</p>	<p>¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo. (283)</p> <p> L_b = Lado de la base. A_p = Apotema de la placa pentagonal. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Placa Hexagonal</p>	<p>¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo. (284)</p> <p> L_b = Lado de la base. A_p = Apotema de la placa hexagonal. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Placa Octogonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 8 \cdot L_b \cdot \frac{Ap}{2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (285)$ <p>L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la placa octogonal. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Placa Circular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \pi \cdot R^2 \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (286)$ <p>R = Radio de la placa. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Placa Circular Taladrada</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \pi \cdot (R_e - R_i)^2 \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (287)$ <p>R_e = Radio exterior de la placa. R_i = Radio del taladrado de la placa. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Placa Semicircular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{1}{2} \cdot \pi \cdot R^2 \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (288)$ <p>R = Radio de la placa. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Placa Trapezoidal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{(B_m + b)}{2} \cdot h \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (289)$ <p>B_m = Lado de la base mayor. b = Lado de la base menor. h = Altura de la placa. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Placa Trapezoidal con Hendidura Semicircular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \left(\frac{(B_m + b)}{2} \cdot h - \pi \cdot R^2 \right) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (290)$ <p>B_m = Lado de la base mayor. b = Lado de la base menor. h = Altura de la placa. R = Radio de la hendidura. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Tetraedro con Hendidura Semicircular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \left(L_b \cdot h - \pi \cdot \frac{R^2}{2} \right) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (291)$ <p>L_b = Lado de la base. R = Radio de la hendidura. h = Altura de la placa. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Tetraedro con un Taladro Circular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot (L_b \cdot h - \pi \cdot R^2) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (292)$ <p>L_b = Lado de la base. R = Radio del taladro. h = Altura de la placa. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Prisma Pentagonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 5 \cdot L_b \cdot h \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (293)$ <p>L_b = Lado de la base. h = Altura del prisma. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Prisma Hexagonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 6 \cdot L_b \cdot h \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (294)$ <p>L_b = Lado de la base. h = Altura del prisma. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Prisma Octogonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 8 \cdot L_b \cdot h \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (295)$ <p>L_b = Lado de la base. h = Altura del prisma. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Viga</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot (L_b \cdot h - \pi \cdot R^2) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (296)$ <p>L_b = Lado de la base. h = Altura de la viga. R = Radios de las semicircunferencias. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Viga en forma de I</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot (2 \cdot L_b \cdot h_b + L_t \cdot h_t) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (297)$ <p>L_b = Lado de las bases de la I. h_b = Altura de las bases de la I. L_t = Longitud del tronco de la I. h_t = Altura del tronco de la I. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p>Viga en forma de T</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot (L_b \cdot h_b + L_t \cdot h_t) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (298)$ <p>L_b = Lado del brazo de la T. h_b = Altura del brazo de la T. L_t = Longitud del tronco de la T. h_t = Altura del tronco de la T. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p style="text-align: center;">Cono</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \left(\pi \cdot R \cdot \sqrt{h^2 + R^2} \right) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (299)$ <p>R = Radio de la base del cono. h = Altura del cono. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p style="text-align: center;">Tronco Cono</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \left(\pi \cdot (R_m + r) \cdot \sqrt{h^2 + (R_m - r)^2} \right) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (300)$ <p>R_m = Radio de la base mayor. r = Radio de la base menor. h = Altura del tronco cono. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p style="text-align: center;">Cilindro</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 2 \cdot \pi \cdot R \cdot h \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (301)$ <p>R = Radio de la base. h = Altura del cilindro. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p style="text-align: center;">Cuerpo 1</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \left(L_b \cdot h - \pi \cdot \left(\frac{h}{2} \right)^2 \right) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (302)$ <p>L_b = Lado de la base. h = Altura del cuerpo. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p style="text-align: center;">Cuerpo 2</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \left(L_b \cdot h - \pi \cdot \left(\frac{h^2}{4} + R^2 \right) \right) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (303)$ <p>L_b = Lado de la base. h = Altura del cuerpo. R = Radio del taladro. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p style="text-align: center;">Cuerpo 3</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{(L_b + L_e)}{2} \cdot h \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (304)$ <p>L_b = Lado de la base mayor. L_e = Longitud del lado más estrecho. h = Altura del cuerpo. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>
 <p style="text-align: center;">Cuerpo 4</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \left(\frac{(L_b + L_e)}{2} \cdot h - \pi \cdot R^2 \right) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (305)$ <p>L_b = Lado de la base mayor. L_e = Longitud del lado más estrecho. h = Altura del cuerpo. R = Radio del taladro. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Cuerpo 5</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \left(h \cdot L_b - \pi \cdot (R^2 + R_l^2) \right) \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (306)$ <p> L_b = Lado de la base. R_l = Radios de las hendiduras laterales. R = Radios de las hendiduras de las bases. h = Altura del cuerpo. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Pirámide Triangular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{3}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (307)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Pirámide Rectangular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{4}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (308)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Pirámide Pentagonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{5}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (309)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Pirámide Hexagonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{6}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (310)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Pirámide Octogonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot \frac{8}{2} \cdot L_b \cdot \sqrt{Ap^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (311)$ <p> L_b = Lado de la base. Ap = Apotema de la base. L = Altura de la pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Tronco de Pirámide Triangular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 3 \cdot \frac{L_m + L_i}{2} \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (312)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Tronco de Pirámide Rectangular</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 4 \cdot \frac{L_m + L_i}{2} \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (313)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Tronco de Pirámide Pentagonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 5 \cdot \frac{L_m + L_i}{2} \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (314)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap = Apotema de la base. L = Altura del tronco de pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Tronco de Pirámide Hexagonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 6 \cdot \frac{L_m + L_i}{2} \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (315)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>
 <p>Tronco de Pirámide Octogonal</p>	$P_{th} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot 8 \cdot \frac{L_m + L_i}{2} \cdot \sqrt{(Ap - Ap_i)^2 + L^2} \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (316)$ <p> L_m = Lado de la base mayor. L_i = Lado de la base menor. Ap = Apotema de la base mayor. Ap_i = Apotema de la base menor. L = Altura del tronco de pirámide. ε = Emitancia. σ = Constante de Steffan-Boltzmann. </p>

3.7 MODELADO TÉRMICO PARA LA TRANSFERENCIA MULTIDIRECCIONAL

En la simulación de situaciones reales de transferencias caloríficas es necesario considerar la multidireccionalidad de los fenómenos de conducción, convección y radiación térmica, analizados anteriormente, ya que no siempre se pueden simplificar como un solo proceso de intercambio de calor unidireccional.

A modo de ejemplo se puede considerar un componente cualquiera insertado en una placa de circuito impreso, el cual transfiere una parte del calor generado en su interior hacia la propia placa a través de sus patillas (por conducción), a la vez que libera otra parte de su energía calorífica al aire que lo rodea a través de su encapsulado (por convección), mientras que el resto de su calor interno es emitido por ondas EM al entorno desde toda su superficie (por radiación) ^[8]; todo ello hace que se produzcan diferentes fenómenos de intercambio de calor en varias direcciones, tal y como se muestra en el ejemplo de la Figura 67.

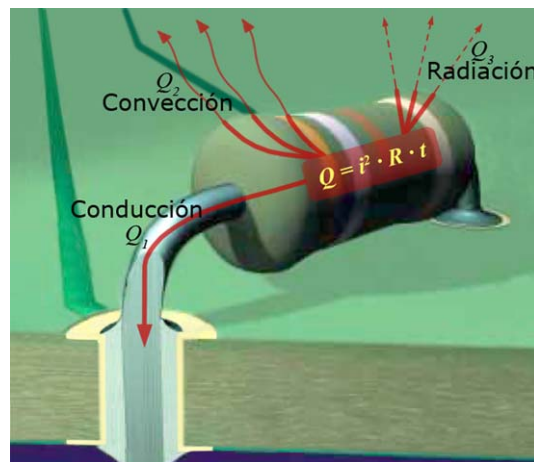


Figura 67. Ejemplo de transferencia de calor multidireccional.

Con el fin de modelar matemáticamente la multidireccionalidad, ésta se puede plantear como un problema de bifurcación o derivación de flujo, para el cual la solución más sencilla es definir *nodos térmicos* con sus respectivas ecuaciones para las entradas y salidas de calor, que se corresponderían con las diferentes ramas por donde fluye la potencia calorífica, de forma similar a como se aplica la 1ª ley de *Kirchhoff* en la teoría de circuitos clásica ^[88]. De esta forma, los nodos, una vez implementados, servirían de “conectores” entre las salidas y entradas de los modelos de transferencia unidireccional descritos en los epígrafes anteriores.

Una de las premisas que ha de tenerse en cuenta para la correcta definición de los modelos de nodos térmicos es el *teorema de superposición*, que se puede expresar en términos de: “el efecto conjunto de varios fenómenos concurrentes, siempre que sean lineales, es igual a la suma (superposición) de los efectos de cada uno de ellos por separado”. La segunda premisa necesaria es el *principio de conservación de la energía* al que hace referencia la 1ª ley de la termodinámica ^[89], el cual puede expresarse de forma matemática, para el caso que nos ocupa, como:

$$\sum_{i=1}^m P_{thE_i} = \sum_{i=1}^n P_{thS_i} \quad (317)$$

Donde P_{thE_i} representa cada una de las m entradas de potencia térmica en el nodo objeto de estudio y P_{thS_i} corresponde a cada uno de los n flujos caloríficos que salen de él. Por lo tanto, de la ecuación (317) se puede deducir que el total del calor que entra a un nodo se distribuirá por todas y cada una de las salidas que posea dicho nodo. Esta distribución no se producirá de forma equitativa entre las diferentes ramas de salida, sino que dependerá de la impedancia térmica de cada una de ellas o, lo que es lo mismo, de los bloques SIMULINK que conformen cada rama. En concreto, la potencia calorífica que sale desde un nodo hacia cada una de las ramas es inversamente proporcional a la impedancia térmica que ésta presenta respecto a las demás ^[60].

Para determinar en qué proporción se distribuye la potencia que entra a un nodo por las distintas ramas de salida, sería necesario considerar las temperaturas de cada rama durante cada una de las iteraciones de cálculo que realiza MATLAB, aprovechando la relación directa que éstas tienen con los valores de sus correspondientes impedancias térmicas ^[18]. Siguiendo este simple razonamiento es posible plantear una expresión matemática que se encargue de calcular la cantidad de calor absorbido por cada una de las ramas, en función de su temperatura y de la potencia calorífica de entrada total.

$$P_{thS_i} = \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + \dots + T_n} \right) \cdot \sum_{i=1}^m P_{thE_i} \quad (318)$$

Con esta expresión es posible implementar un modelo computacional de nodo térmico, que permita realizar la simulación de fenómenos de transferencia multidireccional de calor y que además presente una compatibilidad plena con las librerías de modelos térmicos simples desarrollados sobre SIMULINK, sin que sea necesario realizar previamente a la simulación el cálculo de la impedancia térmica existente en cada una de las ramas de salida del nodo ^[36].

En la figura 68 se muestra de forma detallada la implementación de un nodo térmico, mediante la aplicación directa del álgebra de bloques característica de SIMULINK sobre la ecuación (318). Como puede observarse, en este caso el nodo se ha configurado para 1 entrada de potencia térmica y 7 salidas, por las que se distribuye dicha potencia, aunque sería fácil cambiar a otra configuración.

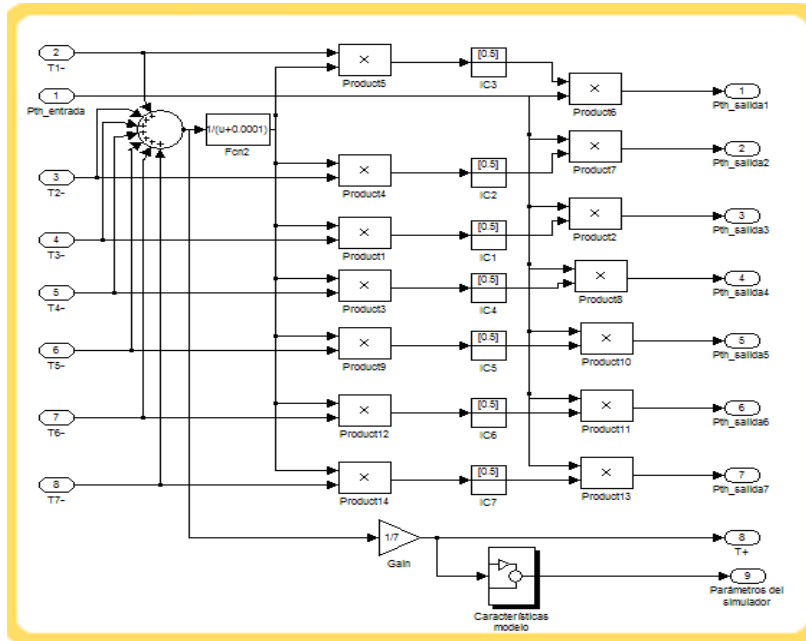


Figura 68. Modelo SIMULINK para la transferencia multidireccional de calor.

En el esquema de la figura 68 aparece un bloque denominado **Características del modelo**, el cual se muestra con más detalle en la Figura 69, que sirve para capturar las variables necesarias en una eventual representación tridimensional y enviarlas a un bloque de “Mapas Térmicos 3D”. La funcionalidad de este bloque, que será explicado más adelante, es opcional y sólo surtirá efecto cuando la salida del subsistema es conectada correctamente al bloque visualizador de mapas térmicos 3D, con el que se obtendría una imagen termográfica.

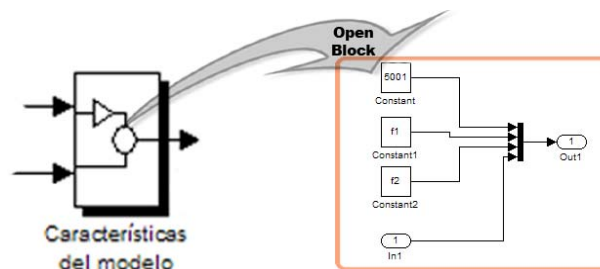


Figura 69. Subsistema de suministro de datos para el Simulador de Mapas Térmicos 3D.

Para concluir la elaboración de los modelos de transferencia multidireccional del calor, habrá que dotar a éstos de una máscara de entrada de datos individualizada con el fin de declarar el número de bloques conectados a cada una de salidas, es decir, para definir la configuración de cada rama, así como el número de iteraciones de la simulación. También habrá que crear un icono que simbolice al nodo térmico en cuestión para que sirva como interfaz de usuario ^[76].

Sobre la base de este modelo general se han desarrollado todos los modelos para la transferencia multidireccional del calor, con una extensa variedad de posibles configuraciones, de entre los cuales se van a desarrollar algunos de los más significativos en los epígrafes posteriores, a modo de ejemplos ilustrativos. Esta uniformidad de los modelos de nodos térmicos es consecuencia de la metodología de trabajo empleada durante el desarrollo de la presente tesis, por lo que, una vez comprendida ésta, resulta fácil inferir el modo de realizar muchos más modelos, incluso hasta obtener una librería a medida.

3.7.1 Modelo para la Transferencia Multidireccional en un Nodo Térmico de 1 entrada y 2 salidas

Para conseguir simular el comportamiento de un nodo térmico (una bifurcación o derivación de flujo calorífico) con 1 entrada de calor y 2 salidas es necesario aplicar el principio de conservación de la energía junto con el de superposición, tal y como se ha explicado en el epígrafe anterior.

Por lo tanto, para este caso resulta bastante sencillo deducir, a partir de la ecuación (318), una expresión que permita determinar la cantidad de potencia calorífica que fluiría por cada una de las ramas de salida. Estas potencias serán una función de las temperaturas asociadas a los modelos térmicos que se encuentren conectados en las 2 ramas del nodo, así como de la potencia calorífica de entrada ^[36]. Los modelos térmicos referidos pueden ser cualquiera de los modelos de conducción, convección y radiación térmica, implementados como bloques de SIMULINK (organizados en librerías) y que han sido descritos con detalle en epígrafes anteriores.

$$P_{thS_1} = P_{thE} \cdot \left(\frac{T_1}{T_1 + T_2} \right) \quad (319)$$

$$P_{thS_2} = P_{thE} \cdot \left(\frac{T_2}{T_1 + T_2} \right) \quad (320)$$

Una vez establecidas las ecuaciones que rigen el comportamiento térmico del nodo, resulta fácil implementar su modelo mediante la aplicación del álgebra de bloques en el entorno de SIMULINK. En la Figura 70 se puede observar el esquema completo para el caso de un nodo con 1 entrada y 2 salidas.

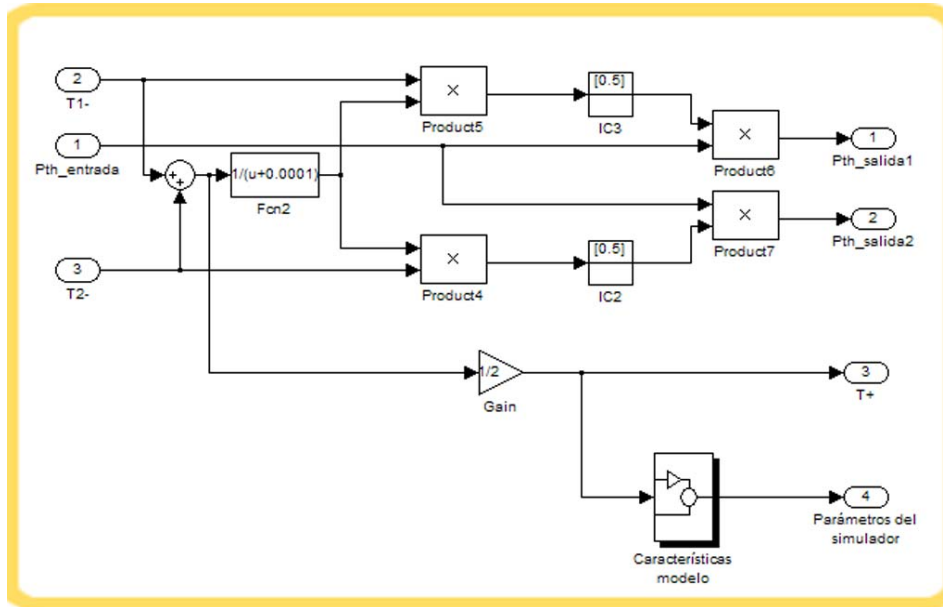


Figura 70. Modelo para la transferencia multidireccional con 1 entrada y 2 salidas.

El diagrama de bloques que se muestra en la Figura 70 se puede encapsular creando un subsistema estructurado, que será el que el usuario utilice. Para diferenciar los modelos guardados en la librería de transferencia multidireccional se ha creado un icono representativo de cada configuración de nodo térmico ^[76]. El icono que representa el fenómeno de bifurcación de 1 flujo calorífico por 2 ramas o vías se muestra en la Figura 71 y también refleja una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida. El dibujo del cuerpo se ha hecho con perspectiva y se le han aplicado efectos de iluminación y colores indicativos del lado caliente y frío, para facilitar su interpretación.

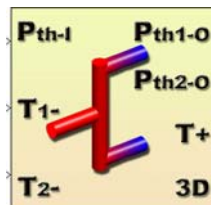


Figura 71. Diseño del icono para un nodo de 1 entrada y 2 salidas.

El número de bloques que se encuentren conectados a cada una de las ramas del nodo y el número máximo de iteraciones para la simulación, se definen como

variables locales, por lo que cada a modelo de la librería multidireccional se le ha dotado de una máscara personalizada para la entrada de datos ^[60] (Figura 72).

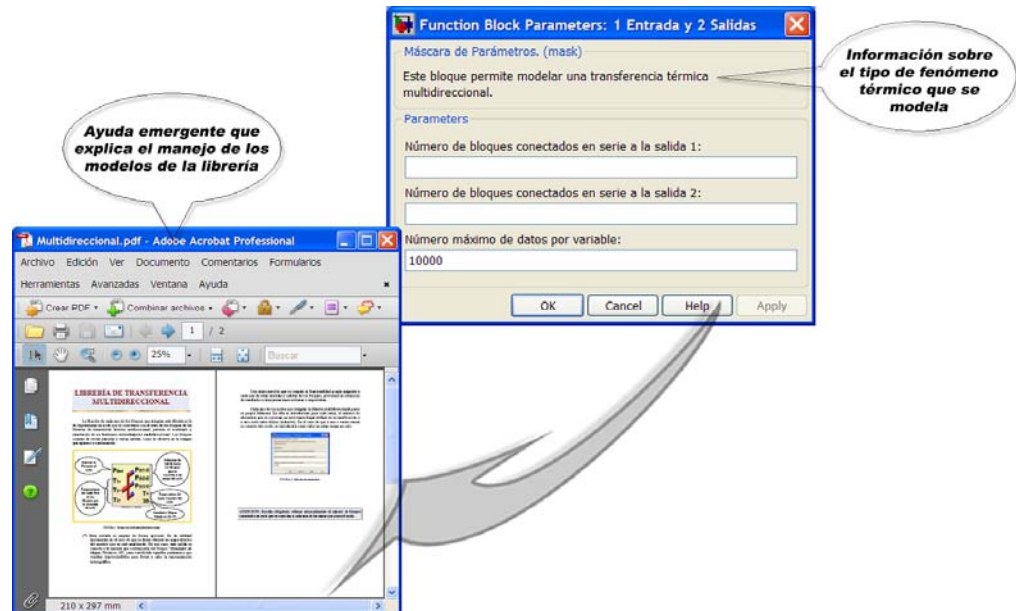


Figura 72. Máscara para el modelo de nodo térmico con 1 entrada y 2 salidas.

Además de la entrada de datos, esta máscara desempeña la función de ofrecer información sobre el modelo al usuario, bien a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación, o mediante una ayuda emergente que aparece al pulsar el botón **Help**; en este caso se consigue una información más amplia y pormenorizada de la librería multidireccional ^[76], como se ve en la Figura 72.

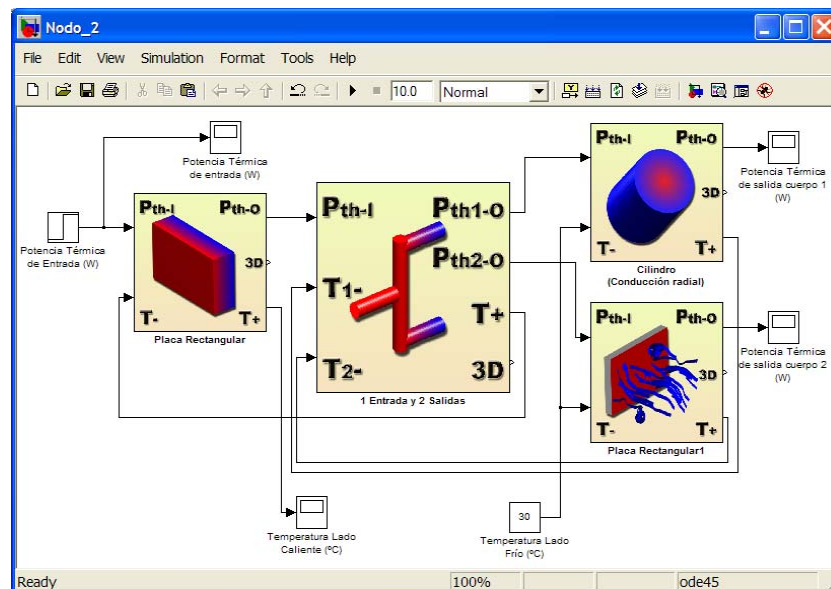


Figura 73. Aplicación del modelo de un nodo térmico de 1 entrada y 2 salidas.

Con el desarrollo de este modelo computacional para nodos térmicos con 1 entrada y 2 salidas, se consigue plena compatibilidad con los modelos térmicos de las librerías de conducción, convección y radiación unidireccional de calor, y puede ser utilizado del mismo modo que cualquiera de los bloques existentes en las librerías estándar (*blockset*) incluidas en el **Simulink Library Browser** ^[77], incluyendo su incorporación a otros nuevos modelos.

En la figura 73 se muestra una aplicación sencilla del modelo de nodo térmico implementado en el entorno de SIMULINK, con el que se pueden realizar diferentes simulaciones con sólo cambiar los datos introducidos a través de su máscara correspondiente. Con los modelos de la librería multidireccional es posible modelar y simular transferencias de calor en diferentes direcciones en estructuras complejas y/o de naturaleza holística ^[80].

3.7.2 Modelo para la Transferencia Multidireccional en un Nodo Térmico de 1 entrada y 3 salidas

Para conseguir simular el comportamiento de un nodo térmico (una bifurcación o derivación de flujo calorífico) con 1 entrada de calor y 3 salidas es necesario aplicar el principio de conservación de la energía junto con el de superposición, tal y como se ha explicado en el epígrafe 3.7.

Por lo tanto, para este caso resulta bastante sencillo deducir, a partir de la ecuación (318), una expresión que permita determinar la cantidad de potencia calorífica que fluiría por cada una de las ramas de salida. Estas potencias serán una función de las temperaturas asociadas a los modelos térmicos que se encuentren conectados en las 3 ramas del nodo, así como de la potencia calorífica de entrada ^[86]. Los modelos térmicos referidos pueden ser cualquiera de los modelos de conducción, convección y radiación térmica, implementados como bloques de SIMULINK (organizados en librerías) y que han sido descritos con detalle en epígrafes anteriores.

$$P_{thS_1} = P_{thE} \cdot \left(\frac{T_1}{T_1 + T_2 + T_3} \right) \quad (321)$$

$$P_{thS_2} = P_{thE} \cdot \left(\frac{T_2}{T_1 + T_2 + T_3} \right) \quad (322)$$

$$P_{thS_3} = P_{thE} \cdot \left(\frac{T_3}{T_1 + T_2 + T_3} \right) \quad (323)$$

Una vez establecidas las ecuaciones que rigen el comportamiento térmico del nodo, resulta fácil implementar su modelo mediante la aplicación del álgebra de bloques en el entorno de SIMULINK. En la Figura 74 se puede observar el esquema completo para el caso de un nodo con 1 entrada y 3 salidas.

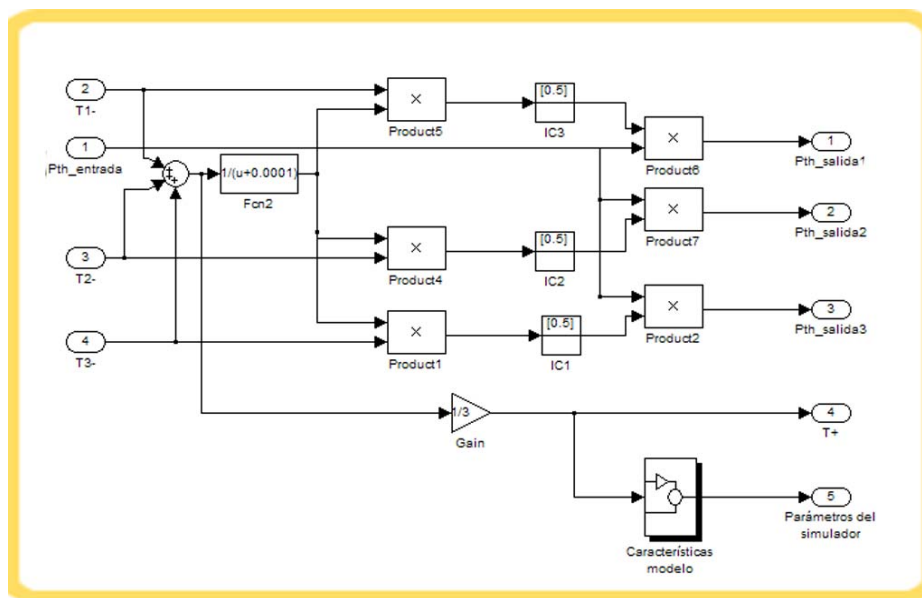


Figura 74. Modelo para la transferencia multidireccional con 1 entrada y 3 salidas.

El diagrama de bloques que se muestra en la Figura 74 se puede encapsular creando un subsistema estructurado, que será el que el usuario utilice. Para diferenciar los modelos guardados en la librería de transferencia multidireccional se ha creado un icono representativo de cada configuración de nodo térmico [76]. El icono que representa el fenómeno de bifurcación de 1 flujo calorífico por 2 ramas o vías se muestra en la Figura 75 y también refleja una nomenclatura estándar para las variables de entrada y de salida. El dibujo del cuerpo se ha hecho con perspectiva y se le han aplicado efectos de iluminación y colores indicativos del lado caliente y frío, para facilitar su interpretación.

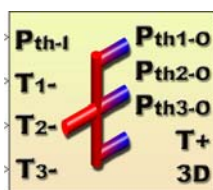


Figura 75. Diseño del icono para un nodo de 1 entrada y 3 salidas.

El número de bloques que se encuentren conectados a cada una de las ramas del nodo y el número máximo de iteraciones para la simulación, se definen como

variables locales, por lo que cada a modelo de la librería multidireccional se le ha dotado de una máscara personalizada para la entrada de datos ^[60] (Figura 76).

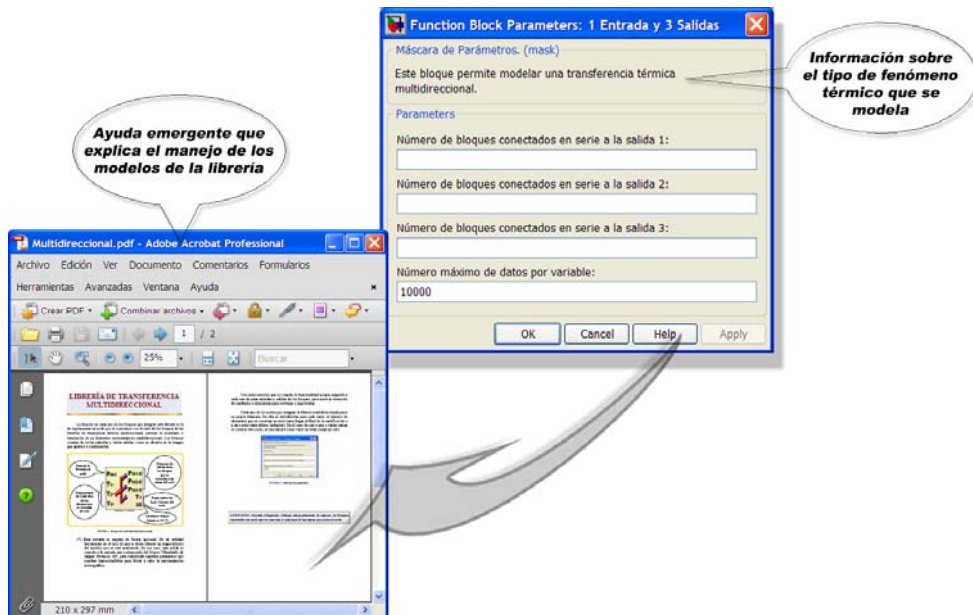


Figura 76. Máscara para el modelo de nodo térmico con 1 entrada y 3 salidas.

Además de la entrada de datos, esta máscara desempeña la función de ofrecer información sobre el modelo al usuario, bien a través de la cabecera, donde aparece una breve explicación, o mediante una ayuda emergente que aparece al pulsar el botón **Help**; en este caso se consigue una información más amplia y pormenorizada de la librería multidireccional ^[76], como se ve en la Figura 76.

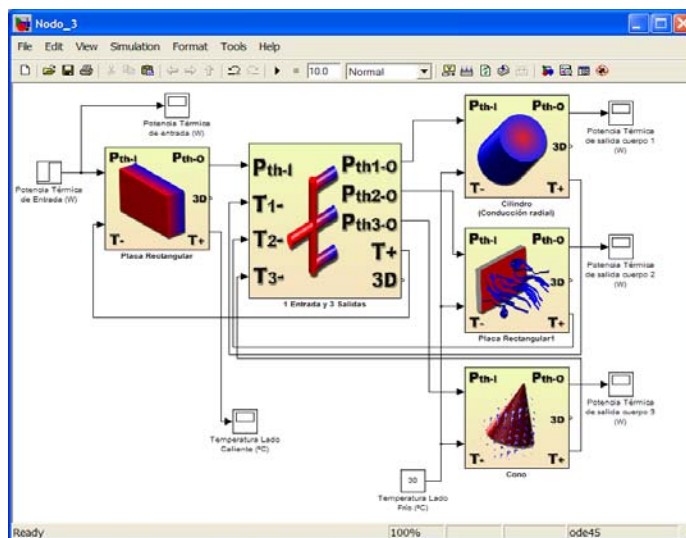


Figura 77. Aplicación del modelo de un nodo térmico de 1 entrada y 3 salidas.

Con el desarrollo de este modelo computacional para nodos térmicos con 1 entrada y 3 salidas, se consigue plena compatibilidad con los modelos térmicos de las librerías de conducción, convección y radiación unidireccional de calor, y puede ser utilizado del mismo modo que cualquiera de los bloques existentes en las librerías estándar (*blockset*) incluidas en el **Simulink Library Browser** [77], incluyendo su incorporación a otros nuevos modelos.

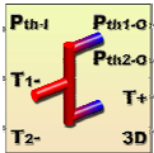
En la figura 77 se muestra una aplicación sencilla del modelo de nodo térmico implementado en el entorno de SIMULINK, con el que se pueden realizar diferentes simulaciones con sólo cambiar los datos introducidos a través de su máscara correspondiente. Con los modelos de la librería multidireccional es posible modelar y simular transferencias de calor en diferentes direcciones en estructuras complejas y/o de naturaleza holística [80].

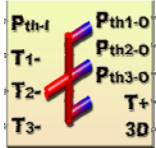
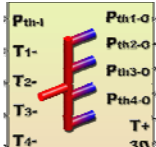
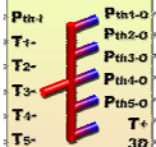
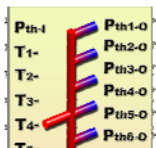
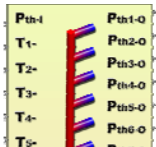
3.7.3 Descripción completa de la Librería Multidireccional

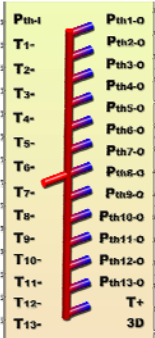
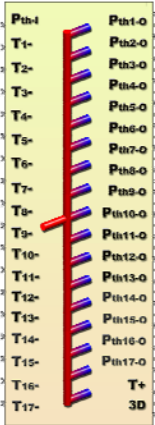
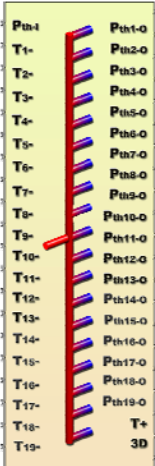
En los epígrafes anteriores se han descrito detalladamente varios modelos creados para la librería de transferencia de calor multidireccional. Los restantes modelos que integran esta librería se han recopilado en una tabla resumen con sus formulaciones y sus iconos, haciendo notar que los colores empleados en ellos permiten identificar la dirección y sentido del flujo calorífico, ya que el rojo indica el origen (lado caliente) y el azul indica el destino (lado frío).

Esta forma abreviada de describir la librería de transferencia de calor multidireccional no va en detrimento del rigor científico requerido en un documento de esta naturaleza, ya que todos los modelos creados para ella han sido implementados mediante la misma metodología y se sustentan sobre la misma base teórico-matemática [76]. En consecuencia, los modelos que no han sido descritos de forma detallada quedan recogidos para su estudio en la tabla 7.

Tabla 7. Modelos simples de la librería multidireccional.

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p data-bbox="454 1865 608 1937">Nodo de Una Entrada y Dos Salidas</p>	$P_{th_Si} = P_{th_E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2} \right) \quad (324)$ <p data-bbox="660 1794 735 1823">$i = 1, 2.$</p> <p data-bbox="660 1872 1082 1924">P_{th_E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Nodo de Una Entrada y Tres Salidas</p>	$P_{th-Si} = P_{th-E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + T_3} \right) \quad (325)$ <p>$i = 1,2,3.$</p> <p>P_{th-E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>
 <p>Nodo de Una Entrada y Cuatro Salidas</p>	$P_{th-Si} = P_{th-E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + T_3 + T_4} \right) \quad (326)$ <p>$i = 1,2,3,4.$</p> <p>P_{th-E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>
 <p>Nodo de Una Entrada y Cinco Salidas</p>	$P_{th-Si} = P_{th-E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + T_3 + \dots + T_5} \right) \quad (327)$ <p>$i = 1,2,3,4,5.$</p> <p>P_{th-E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>
 <p>Nodo de Una Entrada y Siete Salidas</p>	$P_{th-Si} = P_{th-E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + T_3 + \dots + T_7} \right) \quad (328)$ <p>$i = 1,2,3,\dots,7.$</p> <p>P_{th-E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>
 <p>Nodo de Una Entrada y Once Salidas</p>	$P_{th-Si} = P_{th-E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + T_3 + \dots + T_{11}} \right) \quad (329)$ <p>$i = 1,2,3,\dots,11.$</p> <p>P_{th-E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>

ICONO	MODELO MATEMÁTICO
 <p>Nodo de Una Entrada y Trece Salidas</p>	$P_{th-Si} = P_{th-E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + T_3 + \dots + T_{13}} \right) \quad (330)$ <p>$i = 1, 2, 3, \dots, 13.$</p> <p>P_{th-E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>
 <p>Nodo de Una Entrada y Diecisiete Salidas</p>	$P_{th-Si} = P_{th-E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + T_3 + \dots + T_{17}} \right) \quad (331)$ <p>$i = 1, 2, 3, \dots, 17.$</p> <p>P_{th-E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>
 <p>Nodo de Una Entrada y Diecinueve Salidas</p>	$P_{th-Si} = P_{th-E} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + T_3 + \dots + T_{20}} \right) \quad (332)$ <p>$i = 1, 2, 3, \dots, 19.$</p> <p>P_{th-E} = Potencia térmica a la entrada del nodo. T_i = Temperatura de cada rama.</p>

3.8 CARACTERIZACIÓN TÉRMICA DE LOS MATERIALES

Todas las transferencias caloríficas que se producen en el funcionamiento de un componente electrónico, de una placa de circuito impreso o de cualquier otro dispositivo, dependen en gran medida de las propiedades térmicas intrínsecas a los materiales que lo componen ^{[44] [49]}. Para los fenómenos de transmisión de calor por conducción y por convección, las propiedades que influyen de forma más notable son la *conductividad térmica*, la *densidad* y el *calor específico* del medio (sólido o fluido) por el que transcurre el flujo calorífico ^{[15] [18]}. Sin embargo, para aquellos procesos en los que la energía térmica se transmite mediante radiación, estas propiedades dejan de tener tan alta importancia en favor de la *emitancia* hemisférica del cuerpo emisor en todo su volumen ^[20].

Como se puede constatar en los epígrafes 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7, los modelos matemáticos empleados para el desarrollo de las diferentes librerías de transferencia térmica (Simul-Therm) incluyen todos estos parámetros y algunos más, por lo que los modelos implementados en SIMULINK necesitan que se les proporcione de alguna manera sus valores particulares. La forma más simple de realizar esta tarea es mediante la asignación de sus correspondientes variables sobre la máscara de entrada de datos, que se ha previsto en cada modelo, para que sea el propio usuario quien introduzca manualmente los valores ^[60]. No obstante, este método hace que la labor de modelado en sistemas holísticos complejos sea relativamente lenta, pues obliga al usuario a disponer de los datos de propiedades de todos los materiales implicados (a partir de catálogos u otras fuentes) y a introducirlos uno a uno manualmente. Esta circunstancia se agravaba todavía más en las librerías de conducción y radiación, ya que en las de convección generalmente se utilizan las propiedades térmicas del aire.

Para evitar que el modelado térmico con Simul-Therm se convierta en un trabajo excesivamente tedioso, se ha creado una base de datos con todas las propiedades térmicas de una extensa variedad de materiales (más de un millar) y se ha implementado un enlace con las máscaras de parámetros, tanto para los modelos de la librería de conducción como para los de radiación. De esta forma se pueden seleccionar los materiales de los que se compone cada cuerpo entre los que se ofrecen en esta base de datos y, una vez escogido el material a través de la pestaña de selección, se actualizarán todos los campos de las propiedades térmicas de dicho material con sus correspondientes valores ^[90].

Dado que las propiedades térmicas de los materiales que se necesitan para la simulación de los fenómenos de conducción y radiación son diferentes, la base de datos se ha construido a partir de dos variables matriciales, una que contiene

los parámetros característicos de la conducción térmica y otra para los de la radiación. Estas matrices se pueden obtener por dos procedimientos:

1. El método más simple e inmediato consiste en la declaración de la variable dentro del espacio de trabajo de MATLAB, introduciendo sus valores directamente por teclado ^[91]. La estructura que parece más lógica sería colocar las propiedades térmicas de los materiales en las columnas y los distintos materiales en las filas. Por ejemplo, si se contemplaran un total de tres propiedades térmicas y quince materiales diferentes en la base de datos, la variable matricial correspondiente debería tener 3 columnas y 15 filas.
2. Un método algo más evolucionado podría ser la creación de variables a partir de ficheros de texto ASCII ^[92], en los cuales se colocarían las propiedades térmicas de los materiales siguiendo la misma estructura explicada en el caso anterior, añadiendo el nombre del material al que corresponde cada fila encerrado por dos caracteres “%”. De esta forma es posible ordenar la base de datos, por ejemplo por nombres, antes de integrarla en Simul-Therm utilizando la opción **Import Data** dentro del menú **File** ^[60] (Figura 78).

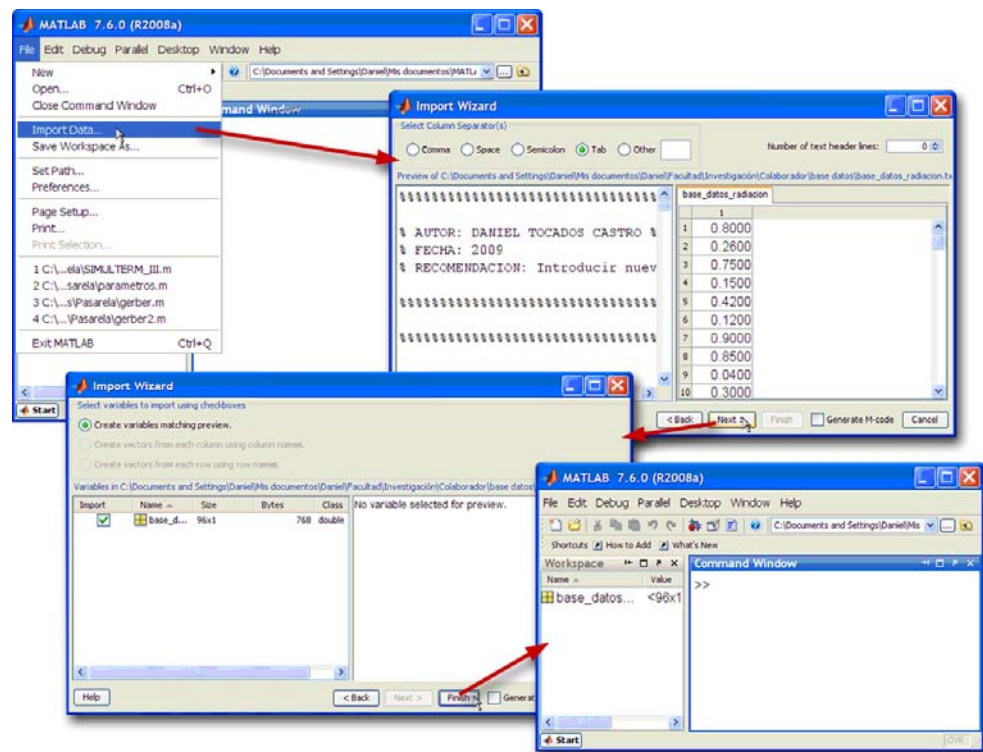


Figura 78. Integración de la base de datos de materiales mediante ficheros ASCII.

Después de haber generado las variables matriciales de las propiedades térmicas para la conducción y la radiación, y estando éstas disponibles en el *Workspace*, se

guardan ambas en un mismo fichero con extensión **.mat**. A partir de este punto ya se puede disponer de la base de datos de materiales.

El siguiente paso sería enlazar la base de datos, en forma de variables matriciales, con la máscara de entrada de parámetros de cada uno de los modelos que se encuentran disponibles en las librerías de Simul-Therm. Esta tarea se realiza a través de la ventana **Mask Editor**, como se puede observar en la Figura 79.

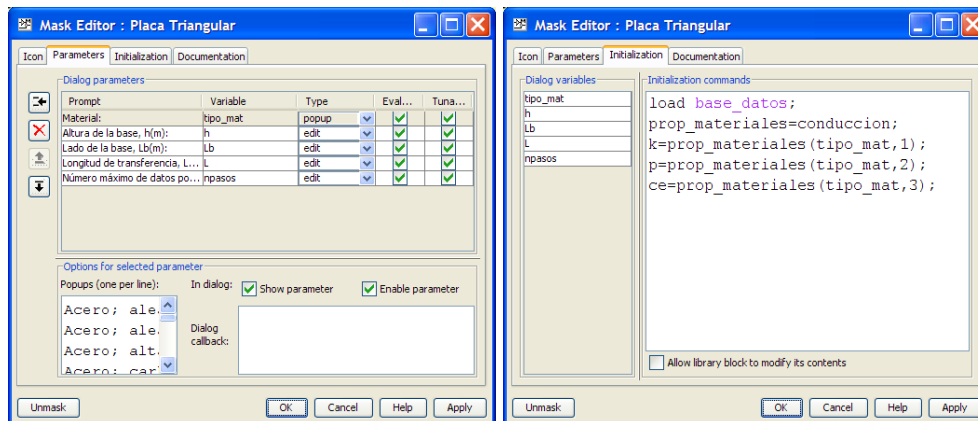


Figura 79. Inserción de la base de datos en las máscaras de parámetros.

Dentro de la pestaña **Parameters**, que se muestra en el lado izquierdo de la Figura 79, es necesario crear una variable (en nuestro caso se llama **tipo_mat**) del tipo *popup* en la sección **Dialog parameters**, la cual está destinada a recibir de la base de datos las propiedades térmicas del material seleccionado en la máscara de parámetros. A continuación, en la sección **Popups (one per line)** de esta misma pestaña, se deben incluir los nombres de los materiales en el mismo orden en el que se encuentran dentro de la base de datos ^[84]. Con esto ya estaría disponible en la máscara de entrada de parámetros una pestaña de selección (tipo *popup*) con todos los materiales contenidos en la base de datos.

Seguidamente, en la pestaña **Initialization**, que se muestra en el lado derecho de la Figura 79, hay que escribir un sencillo código para asociar las propiedades térmicas contenidas en la base de datos con los parámetros característicos del modelo. Para ello, lo primero que se hace es escribir el comando de carga del fichero **base_datos.mat**, que contiene la base de datos en forma de variables matriciales, en la sección **Initialization commands**. Luego se lee la variable donde se encuentran las propiedades de los materiales para la librería que corresponda (en este caso la de conducción) al modelo y por último se asignan cada una de las propiedades térmicas incluidas en esta base de datos a los parámetros que serán utilizados por los bloques funcionales de los modelos.

Estos parámetros deben tener la misma nomenclatura que las variables utilizadas internamente por todo el subsistema SIMULINK que constituye el modelo.

El proceso descrito para la incorporación de una base de datos de propiedades de materiales en la máscara de entrada de parámetros ha de repetirse para cada uno de los modelos en los que se desee disponer de dicha base de datos y para cada una de las librerías que componen Simul-Therm.

Aunque la extensión de la base de datos de propiedades térmicas de materiales es suficiente (>1000 entradas) para abordar la mayoría de problemas de modelado térmico, con este método no resulta complicado llevar a cabo ampliaciones de la base de datos actual, teniendo la precaución de mantener el orden en el que se introduce cada uno de los nuevos materiales en el *popup* de la máscara de parámetros, en relación con la secuencia seguida para definir las filas de las variables matriciales que contienen las propiedades térmicas de dichos materiales; de lo contrario se asignarían a unos materiales propiedades térmicas de otros.

3.9 VISUALIZACIÓN DE MAPAS TÉRMICOS 3D

Es fácil constatar la gran relevancia que en los últimos años han ido adquiriendo los mapas térmicos tridimensionales (3D), como forma de representación de resultados en las simulaciones por ordenador [55] [65] [93]. De hecho la gran mayoría del *software* comercial que se encuentra en el mercado ofrece esta funcionalidad. En realidad, éste es el modo natural de representación gráfica para este tipo de programas, ya que los entornos de modelado y simulación térmica comerciales trabajan sobre un espacio físico virtual en tres dimensiones, donde se modelan los cuerpos geoméricamente análogos a los reales, es decir, el escenario térmico real que se desea simular no se interpreta, sino que se reproduce en el ordenador para posteriormente ser resuelto mediante algoritmos FEM. En la Figura 80 se muestra una aplicación de modelado 3D por ordenador de un encapsulado para componente electrónico en un espacio virtual tridimensional.

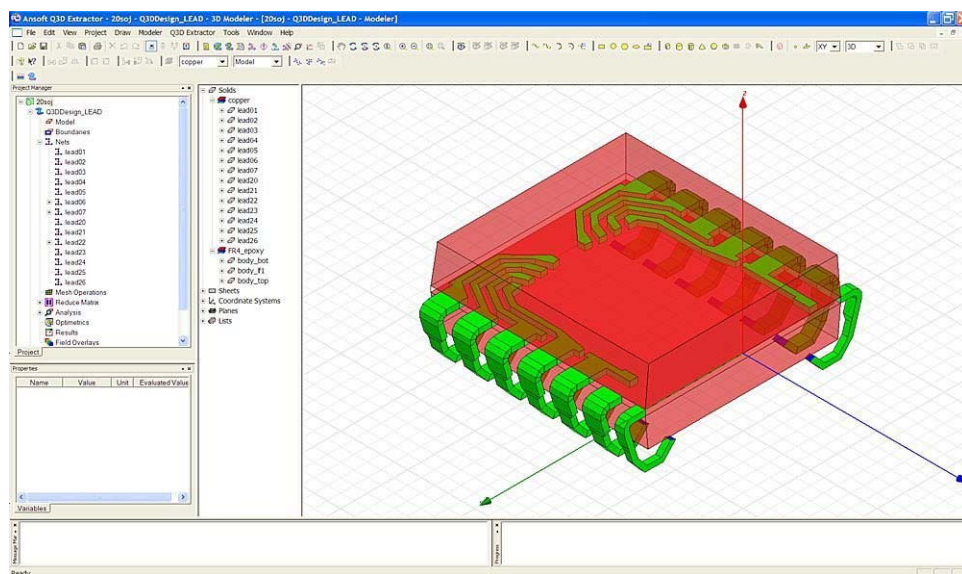


Figura 80. Modelado 3D de un componente electrónico.

En este sentido, el entorno de modelado y simulación térmica que se ha desarrollado en el contexto de esta tesis funciona de forma totalmente diferente, pues Simul-Therm está concebido para construir modelos térmicos en forma esquemática, o lo que es lo mismo, no se reproduce dimensionalmente el escenario térmico real, sino que se interpreta y se sustituye por una abstracción computacional del mismo. Este enfoque del nuestro entorno de modelado y simulación térmica, que se ha desarrollado como librerías o *blocksets* de SIMULINK, sin duda, supone un serio inconveniente para disponer de una visualización de mapas térmicos tridimensionales, similar a las que ofrecen los

entornos basados en FEM. En su lugar la forma natural de representar los resultados de las simulaciones en Simul-Therm es mediante conjuntos de gráficas de la evolución temporal de las diferentes temperaturas objeto de estudio.

No obstante, con el fin de solventar esta carencia, se ha conseguido desarrollar una aplicación en MATLAB/SIMULINK con capacidad para visualizar en pantalla una simulación del mapa térmico en 3D de cualquier modelo, que se haya implementado con cualquiera de las librerías que componen Simul-Therm. En esta aplicación se reproduce el escenario objeto de modelado mediante los cuerpos simples de los que se compone y una representación de los fenómenos de transferencia calorífica presentes en la simulación ^[83]. El modelo 3D es coloreado en su conjunto mediante una interpolación lineal que sigue la escala de colores normalizada *Rojo-Verde-Azul*, la cual se actualiza dinámicamente con los valores de las temperaturas de los cuerpos en cada instante de simulación.

La interpolación para obtener la gama de colores superficiales no se realiza únicamente a partir de los valores de temperatura máxima y mínima de todo el conjunto simulado, sino que también se hace parcialmente para cada uno de los cuerpos simples que conforman el modelo. Esto quiere decir que cada unidad elemental se colorea por sus valores particulares de temperatura en el lado más caliente y en el lado más frío, para cada instante de simulación.

El desarrollo completo del módulo visualizador de mapas térmicos en 3D, con las funcionalidades descritas, ha necesitado la combinación de diversas técnicas, metodologías, estrategias y actuaciones, entre las que destacan:

- Asignación de un código numérico a cada uno de los modelos de cuerpos simples (bloques SIMULINK) contenidos en cada una de las librerías que componen Simul-Therm, que permita a la aplicación identificar el objeto.
- Creación de una salida específica en los modelos de las diferentes librerías. Las conexiones de estas salidas permitirán aportar los datos imprescindibles para la representación termográfica de los diferentes elementos.
- Elaboración de un protocolo para el envío de datos que permita exportar la información relativa a los modelos y a la simulación.
- Implementación de un subsistema SIMULINK para el visualizador de mapas térmicos 3D, con una interfaz gráfica propia y un manejo sencillo.
- Programación de varias funciones que realicen el tratamiento oportuno de los datos suministrados para obtener los mapas térmicos, como pueden ser la interpolación del coloreado o los posicionados de los cuerpos.

Con esta aplicación para la visualización de mapas térmicos en 3D se consigue mostrar de forma rápida y clara las zonas del modelo que soportan mayores temperaturas, así como la evolución termográfica del proceso de calentamiento.

3.9.1 Descripción del Visualizador de Mapas Térmicos 3D

La aplicación que permite visualizar mapas térmicos tridimensionales se ha concebido para ser utilizada directamente desde Simul-Therm, el entorno de modelado y simulación térmica desarrollado en esta tesis. Para ello se ha creado un subsistema de bloques SIMULINK como el que se muestra en la Figura 81.

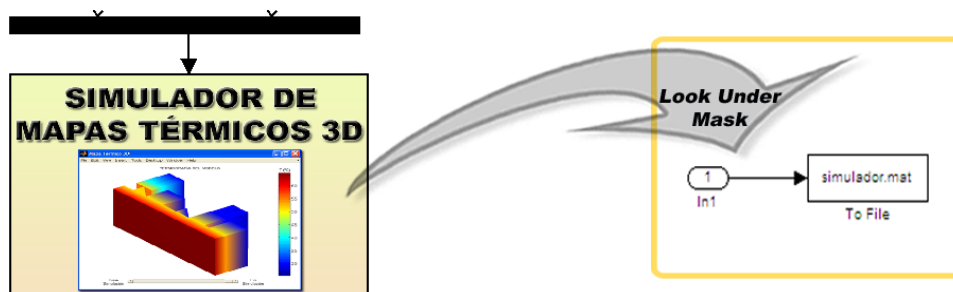


Figura 81. Implementación en SIMULINK del simulador de mapas térmicos 3D.

El multiplexor tiene como misión recibir los datos de variables procedentes de todos los bloques que constituyen el modelo, del cual se desea obtener su mapa térmico, y convertirlos en una única variable matricial ^[84]. Mientras que el subsistema **To File** se encarga de almacenar todos estos datos en un archivo denominado **simulador.mat**, para que posteriormente puedan ser leídos y realizar la representación gráfica correspondiente, si el usuario activa la opción para visualizar la imagen termográfica del modelo.

En la Figura 81 se puede observar cómo se encapsulan los bloques que se encargan del almacenamiento de los datos de simulación y de los parámetros del modelo, creando un bloque SIMULINK que puede ser utilizado como los otros bloques de las librerías estándar. Para este subsistema también se ha creado un icono representativo (izquierda de la Figura 81) que permita distinguirlo del resto de bloques utilizados en el sistema térmico que se desea simular ^[62].

Al subsistema implementado para simular mapas térmicos 3D se le ha dotado de una sencilla máscara de parámetros, Figura 82, que cumple dos funciones: la de ofrecer información y ayuda al usuario sobre el uso y manejo de este subsistema, en primer lugar, y, en segundo lugar, permitir al usuario la opción de activar o

desactivar el visualizador de imágenes termográficas en función de la carga computacional soportable por el ordenador durante las simulaciones.

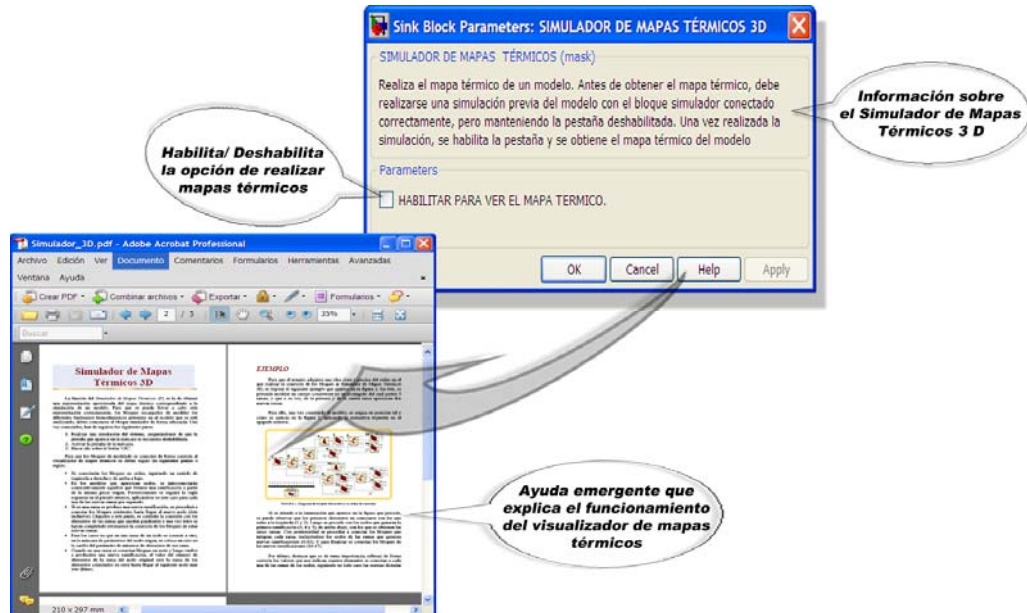


Figura 82. Máscara del bloque Simulador de Mapas Térmicos 3D.

La ayuda que se ofrece en la máscara de entrada de parámetros de este subsistema es similares a la de los modelos incluidos en las librerías de conducción, convección, radiación y multidireccional, y consiste en una breve explicación de la funcionalidad de este bloque (en la cabecera de la máscara) y en un documento PDF con información más detallada, que aparece de forma emergente pulsando el botón **Help**, tal y como se muestra en la Figura 82. En este documento, además de explicarse el funcionamiento y las particularidades del sistema de simulación de mapas térmicos, también se comenta un ejemplo de utilización del propio subsistema, ilustrando cómo realizar el interconexión correcto entre los bloques que modelan el comportamiento térmico de un cuerpo y el subsistema de representación termográfica.

Antes de poder obtener una visualización termográfica se tienen que conectar los bloques del modelo térmico al módulo simulador de mapas térmicos 3D, luego realizar una simulación con la opción **HABILITAR PARA VER EL MAPA TÉRMICO** de la máscara de parámetros desactivada y por último habilitar esta opción en la misma máscara. Sin embargo, para lograr una imagen termográfica correcta del cuerpo o conjunto que se esté simulando es absolutamente necesario que los bloques del modelo térmico se conecten respetando estas cinco reglas:

1. Los bloques deben conectarse al simulador de mapas térmicos 3D en orden, siguiendo un sentido de izquierda a derecha y de arriba a bajo.
2. En los modelos que aparezcan nodos, se interconectarán consecutivamente aquellos bloques que formen una bifurcación a partir de un mismo bloque origen. Posteriormente se seguirá la regla expuesta en el párrafo anterior, aplicándose en este caso para cada una de las nuevas ramas por separado.
3. Si en una rama se produce una nueva bifurcación, se procederá a conectar los bloques existentes hasta llegar al nuevo nodo, éste inclusive. Llegados a este punto, se continúa la conexión con los elementos de las ramas que queden pendientes y una vez éstos se hayan completado se retoma la conexión de los bloques de estas nuevas ramas.
4. Para los casos en que en una rama de un nodo se conecte a otro, en la máscara de parámetros del nodo origen, se coloca un cero en la casilla del parámetro de números de elementos de esa rama.
5. Cuando en una rama se conectan bloques en serie y luego vuelve a producirse una nueva bifurcación, el valor del número de elementos de la rama del nodo original será la suma de los elementos conectados en serie hasta llegar al siguiente nodo más este último.

Si no se siguen estas normas de conexión la representación gráfica tridimensional que aparecerá en pantalla no será la que se pretende conseguir, pudiéndose incluso producir un error que nos obligue a cerrar la aplicación.

Una vez descrito el modo de operar con el módulo simulador de mapas térmicos en 3D, desde el punto de vista del usuario, ahora sería interesante describir de forma más detallada cómo se desarrolla en MATLAB/SIMULINK el flujo de información (datos, parámetros, variables, etc.) hasta conseguir la visualización tridimensional correcta del mapa térmico de un modelo.

En la Figura 83 se muestra el diagrama de flujo correspondiente a las distintas operaciones que se llevan a cabo en el bloque simulador de mapas térmicos 3D. Las operaciones que se muestran en recuadros amarillos del diagrama son realizadas mediante funciones que han sido programadas en código MATLAB y se ejecutan sólo cuando se activa la opción **HABILITAR PARA VER EL MAPA TÉRMICO** en la máscara del “Simulador de Mapas Térmicos 3D”. Cuando esta opción es habilitada, comienza a ejecutarse una función “principal” que llama a su vez a otras subfunciones para que realicen las tareas específicas que cada una de ellas tiene asignada: identificación de los cuerpos simples que componen el

modelo, asignación de sus dimensiones, representación gráfica de los mismos, cálculo del punto donde comienza a dibujarse cada cuerpo ^[94], etc.

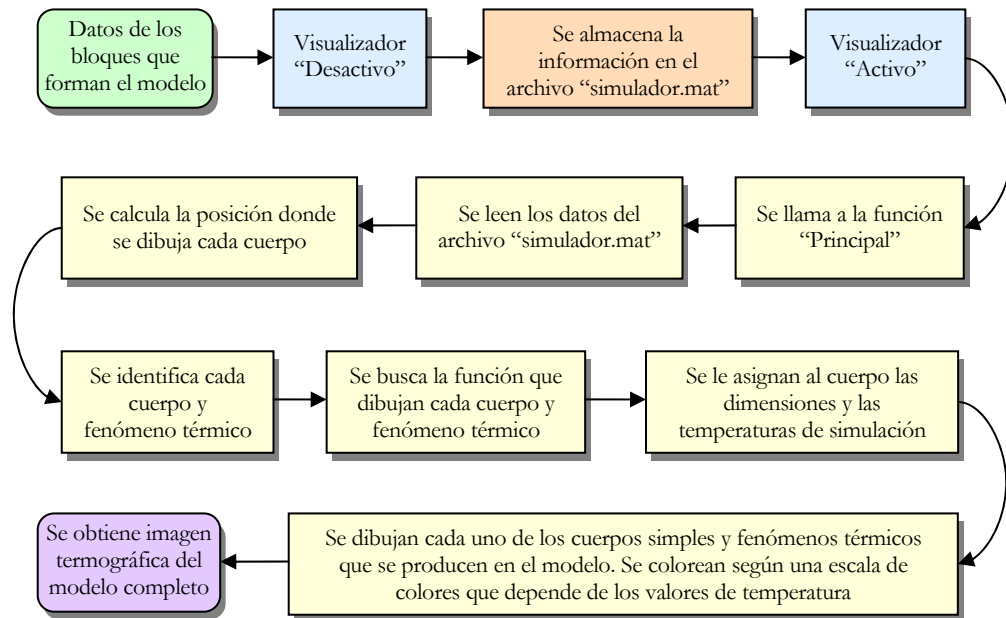


Figura 83. Diagrama de flujo para la visualización de mapas térmicos tridimensionales.

Una de las características más destacables que presenta el desarrollo de esta utilidad gráfica, es que, como se almacenan todos los datos que aporta el proceso de simulación térmica, es posible visualizar el mapa de temperaturas de cada región del modelo de forma dinámica, desde el instante inicial hasta el final de la simulación. Para recorrer los diferentes mapas térmicos que se obtienen de toda la simulación se ha programado un manejador *slider* ^[83] ^[84], situado en la parte inferior de la ventana donde se representan las termografías.

3.9.2 Protocolo de Datos para la Visualización de Mapas Térmicos 3D

En los epígrafes precedentes se ha hecho referencia a que los mapas térmicos 3D se obtienen mediante la lectura de las variables y parámetros correspondientes a las simulaciones, los cuales se almacenan en un fichero creado *ad hoc* con extensión “.mat”. Para que estos datos sirvan de forma correcta a su cometido, ha sido necesario definir los tipos que son necesarios para la representación termográfica y fijar una estructura para su almacenamiento. La información que se almacenan en el fichero de datos se puede clasificar en las siguientes clases:

1. Intervalos de simulación.
2. Identificador del cuerpo o fenómeno térmico a representar.

3. Datos dimensionales o número de bloques que se conectan a las diversas ramas que siguen a los nodos térmicos.
4. Temperaturas alcanzadas durante la simulación en los lados frío y caliente de cada uno de los cuerpos que constituyen el modelo en su conjunto.

Todos los bloques incluidos en las librerías de modelado térmico (conducción, convección y radiación) tienen asignados identificadores numéricos específicos, que corresponden a los números enteros naturales a partir del uno. Para el caso de los modelos de nodos térmicos de la librería multidireccional se han reservado como identificadores los números a partir del 5000, ya que éstos presentan la peculiaridad de no requerir ninguna representación gráfica y en su lugar dan origen a una distribución espacial diferente de los cuerpos que les suceden.

En la tabla 8 se muestra un ejemplo ilustrativo del protocolo que se ha diseñado para el empaquetamiento de toda la información necesaria en la visualización de mapas térmicos 3D y que se almacena en el fichero “simulador.mat”.

Tabla 8. Estructura de los datos almacenados en el archivo “simulador.mat”.

Tiempo de simulación	0	1.0000	8.1895	...	1000
Identificador Cuerpo 1	15	15	15	...	15
Dimensión 1	1	1	1	...	1
Dimensión 2	0.4	0.4	0.4	...	0.4
...
Tª lado caliente	25	25.0062	25.0126	...	31.3470
Tª lado frío	25	25.0001	25.0003	...	29.5695
Identificador Nodo 1	5002	5002	5002	...	5002
Nº bloques Rama 1	3	3	3	...	3
Nº bloques Rama 2	2	2	2	...	2
...
Tª lado caliente	25	25.0001	25.0003	...	29.5695
Identificador Cuerpo 2	13	13	13	...	13
...

Como se puede apreciar, los datos se almacenan bajo una estructura ordenada para optimizar su lectura por parte de la función “principal”. La primera línea del fichero siempre se dedica al tiempo de la simulación y posteriormente se van añadiendo los datos de los distintos elementos a representar. La información

recogida para cada elemento comienza con su parámetro identificador, luego sus datos dimensionales o, en el caso de nodos, el número de bloques que se han conectado a cada rama y por último los valores de las temperaturas del lado caliente y frío de dicho elemento, para cada instante de la simulación.

Para el proceso de lectura del fichero no es relevante que los elementos a representar muestren diferencias en el número de parámetros, puesto que cuando se identifica a cada uno de estos elementos, por la función encargada de dicha tarea, también se cuantifica el número de parámetros o filas del fichero que hay que leer hasta llegar al siguiente elemento o hasta el final del archivo de datos.

Para ampliar el entorno de modelado y simulación con nuevos cuerpos y/o fenómenos térmicos, el procedimiento a llevar a cabo sería:

1. Programar una función específica que represente gráficamente al cuerpo.
2. Crear dentro del modelo del entorno de SIMULINK un subsistema para enviar al visualizador de mapas térmicos la información que éste precisa, al igual que se hace en el resto de bloques ya creados.
3. Asignar al nuevo cuerpo un identificador, sin que coincida con ninguno de los ya existentes. Se recuerda que para los nodos térmicos se reservan todos los números a partir de 5000.
4. Ejecutar las pequeñas modificaciones en la función principal o subfunciones que se pudiesen derivar de esta acción.

Siguiendo estas sencillas pautas se pueden realizar ampliaciones del entorno de modelado y simulación térmica sin ninguna dificultad. Además, también se han documentado de forma detallada los procedimientos llevados a cabo en la programación del código MATLAB, por lo que bastará un simple análisis para deducir las modificaciones necesarias en la ampliación.

3.9.3 Ejemplo de Aplicación Práctica

Como ejemplo de aplicación práctica, se ha procedido a modelar un conjunto constituido por una placa rectangular de la que surgen tres ramificaciones. En la primera de ellas se encuentra un cilindro por el que se transfiere axialmente energía calorífica por conducción, hasta llegar a una nueva placa rectangular, desde la cual se vuelve a bifurcar hacia dos nuevas placas rectangulares. En la segunda rama, la energía calorífica se transmite por conducción a través de un

cuerpo triangular, que a la vez transfiere todo su calor hacia el ambiente por radiación. Por último, en la tercera ramificación, la potencia térmica procedente de la placa rectangular inicial se transmite por conducción hacia otra nueva placa rectangular, que finalmente se transfiere al aire por convección natural.

El modelo térmico completo que representa este conjunto se ha implementado con el entorno de modelado y simulación térmica desarrollado en esta tesis, tal y como se muestra en la Figura 84.

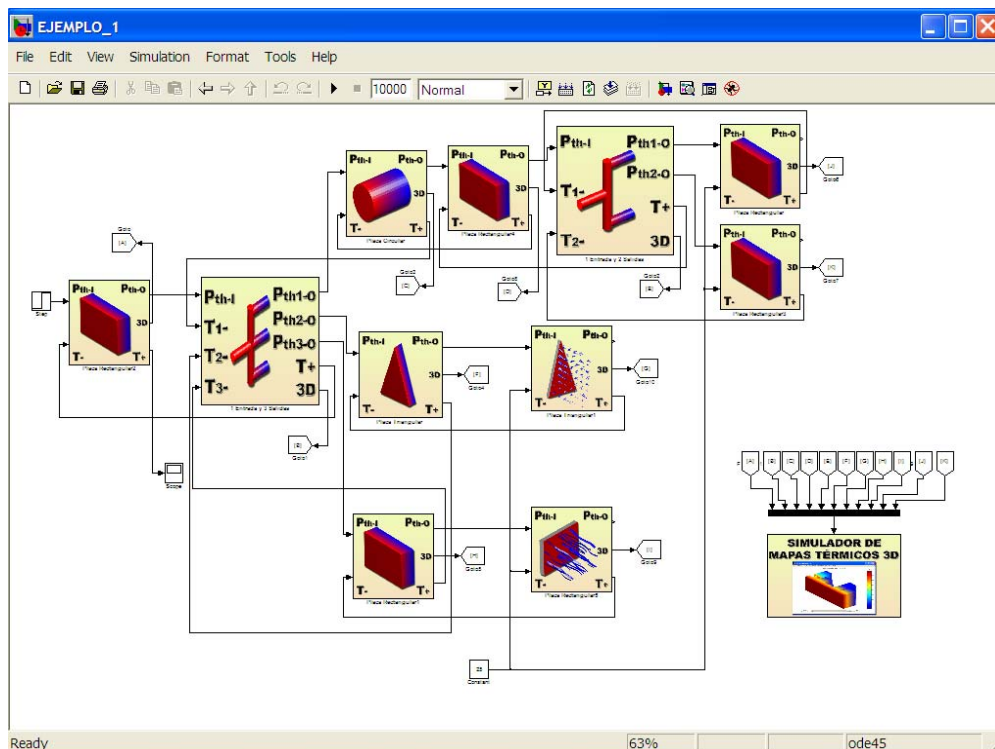


Figura 84. Modelo térmico de un cuerpo complejo.

Como ya se ha explicado en epígrafes anteriores, el orden en que se han de conectar los bloques al “Simulador de Mapas Térmicos 3D” no es indiferente. Para este ejemplo de aplicación práctica se ha seguido el siguiente orden:

1. Placa rectangular que recibe el flujo térmico de la fuente de calor (izquierda).
2. Nodo de una entrada y tres salidas.
3. Cilindro de conducción axial.
4. Placa rectangular que sigue al cilindro.
5. Nodo de una entrada y dos salidas.
6. Placa triangular situada debajo del cilindro.

7. Bloque de radiación en una placa triangular.
8. Placa rectangular situada por debajo de la placa triangular de conducción.
9. Bloque de convección natural en una placa rectangular
10. Placas rectangulares situadas tras el nodo de una entrada y dos salidas.

A continuación se han introducido los datos dimensionales y seleccionado los materiales en las máscaras de parámetros de todos los cuerpos que componen el conjunto a modelar, además de indicar el número de bloques que se encuentran conectados en cada una de las ramas de los diferentes nodos.

Después de haber conectado correctamente los bloques simples que forman el modelo completo al “Simulador de Mapas Térmicos 3D” y de haber rellenado las máscaras de datos de los mismos, se ha procedido a realizar una simulación con la opción **HABILITAR PARA VER EL MAPA TÉRMICO** desactivada. Luego, se ha habilitado esta misma opción en la máscara del simulador y, tras pulsar el botón **OK**, ha aparecido el mapa térmico del modelo (Figura 85).

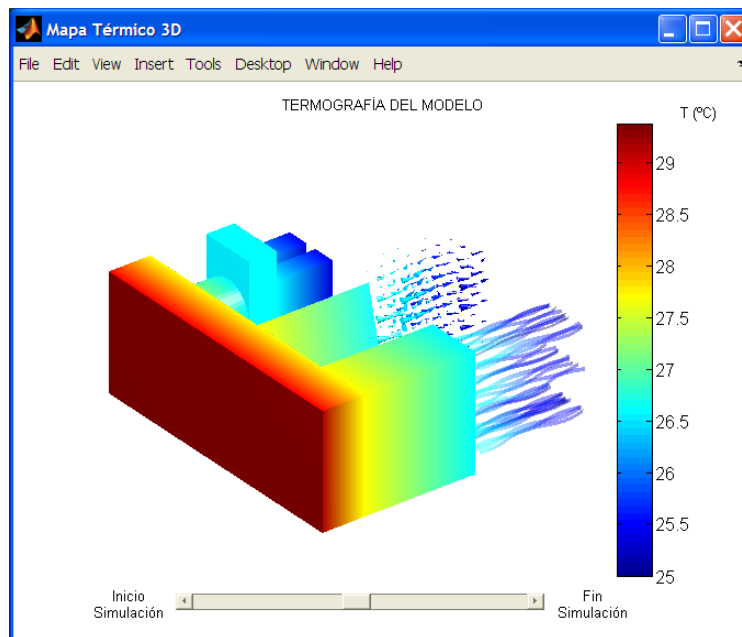


Figura 85. Mapa térmico 3D del modelo.

En el lateral derecho de la ventana que contiene la representación termográfica se sitúa la escala normalizada de temperaturas que alcanza el modelo. En la parte central se representa tridimensionalmente el mapa térmico del cuerpo simulado y en la inferior hay un manejador tipo *slider* que permite ver dinámicamente los mapas térmicos en cada instante de la simulación. La imagen termográfica del

conjunto puede ser alterada, ofreciéndose al usuario la posibilidad de rotarla y desplazarla, insertar efectos luminosos diferentes a los que se han asignado por defecto, ampliar o reducir la vista tridimensional, etc. ^[62]

Puede ser conveniente aclarar que, si todos los cuerpos que constituyen el modelo térmico de un conjunto se encontraran a una misma temperatura en un momento de la simulación (esta situación es normal en los instantes iniciales), entonces su mapa térmico correspondiente sería representado con un solo color verde claro, que es el color que MATLAB asigna por defecto en esta situación.

3.10 INTEGRACIÓN DE LAS LIBRERÍAS DE MODELOS TÉRMICOS EN EL ENTORNO SIMULINK

Hasta aquí, se han descrito todos los modelos que constituyen el entorno de modelado y simulación térmica, al que llamamos Simul-Therm, con lo que ya sólo queda describir la estructura organizativa en la que éstos se encuentran dentro del entorno de SIMULINK. Parece lógico agrupar los modelos de cuerpos simples según el modo de transferencia térmica que implementan, por lo que éstos se han organizado en librerías independientes para la conducción, convección (natural y forzada), radiación y multidireccional. Además se ha creado una librería para la visualización de mapas térmicos en 3D y otra con los bloques de uso frecuente de las librerías estándar. Todo esto se ha integrado en una macrolibrería (*Blockset*) denominada **TRANSFERENCIA TÉRMICA**.

Como se puede observar en la figura 86, cada una de las librerías ha quedado representada por un icono intuitivo y fácil de identificar y con una disposición tal, que permite el acceso rápido a los bloques de cualquiera de ellas, para poder elegir el modelo que se necesite en cada momento.

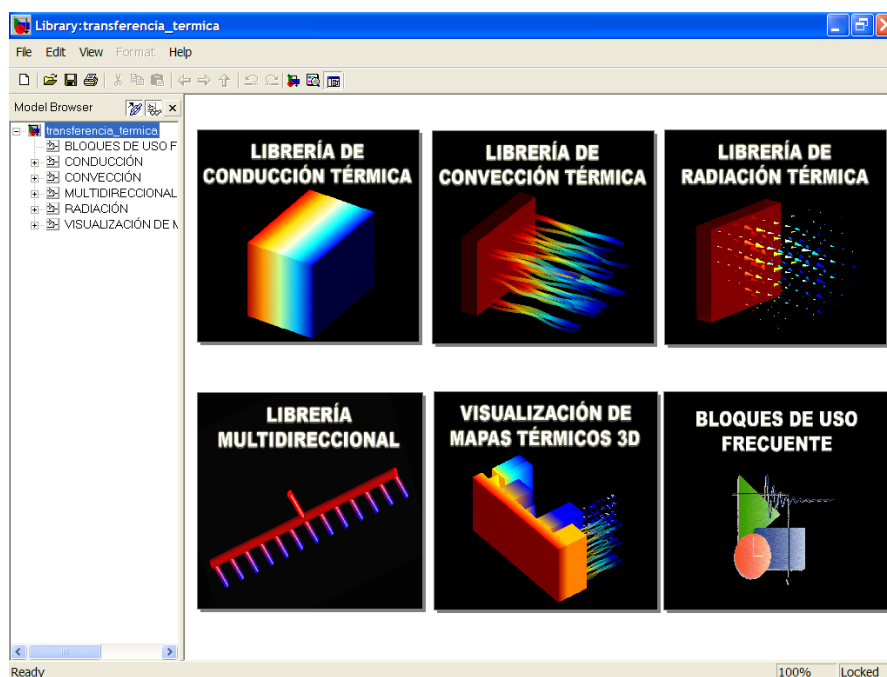



Figura 86. Interfaz principal del entorno de modelado y simulación térmica.

Puede ser conveniente recordar ahora que este entorno de modelado y simulación permite utilizar los bloques de las distintas librerías para la simulación de modelos complejos, ya que éstas son totalmente compatibles entre sí.

Para acceder al entorno de modelado y simulación térmica, primero debe ejecutarse MATLAB y luego iniciar SIMULINK, pulsando sobre el icono de acceso directo correspondiente: . En la ventana que aparecerá en pantalla hay que seleccionar el comando **Open** dentro del menú **File** y a continuación buscar el archivo **transferencia_termica.mdl** en la carpeta donde se haya guardado. Para evitar problemas derivados del uso de carpetas (directorios) de trabajo diferentes a la predeterminada por MATLAB, es aconsejable copiar todo el contenido de Simul-Therm en la carpeta **C:\MATLAB\work** ^[91].

3.10.1 Librería de Conducción

El acceso a la librería de conducción desde la ventana principal del entorno de modelado y simulación térmica (Figura 86) se puede llevar a cabo de dos formas: haciendo doble clic sobre su correspondiente icono, que aparece en la interfaz gráfica situada en la derecha de esta ventana, o haciendo un simple clic sobre el nombre de la librería **CONDUCCIÓN** en el área **Model Browser**, situada en el lado izquierdo de dicha ventana principal.

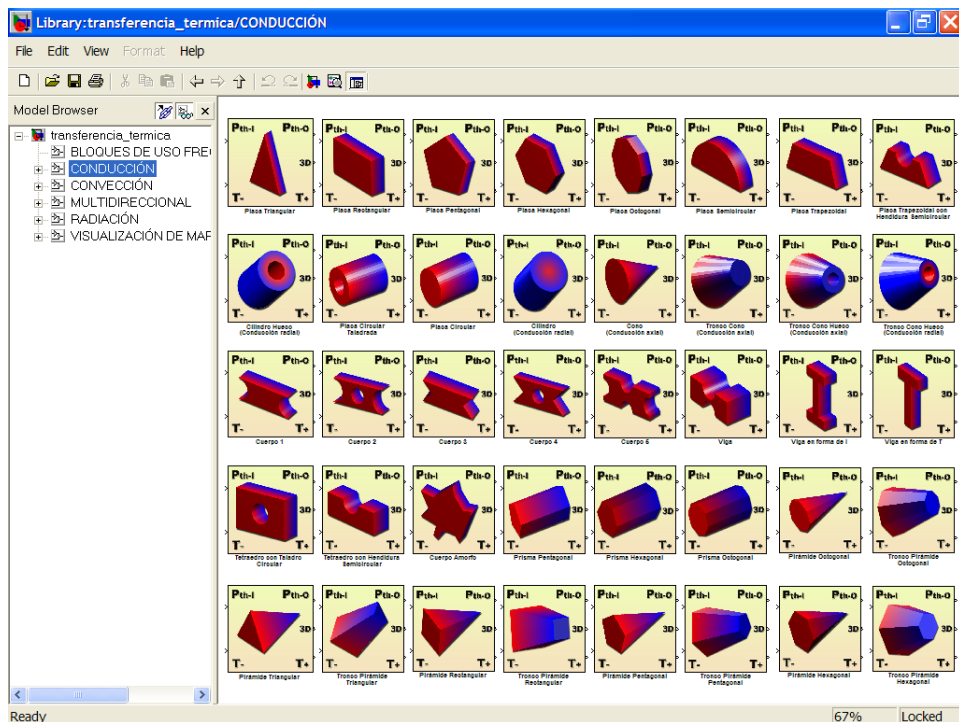



Figura 87. Librería de conducción térmica unidireccional.

Una vez completados estos pasos, se mostrará en pantalla una nueva interfaz gráfica (Figura 87) en la misma ventana que la principal de Simul-Therm. En la zona de la izquierda se puede observar, resaltada, la librería que se encuentra

seleccionada en este momento y en la parte derecha se muestran todos los modelos disponibles de esa librería. Hay que tener en cuenta que los bloques que se muestran en la Figura 87 sólo sirven para simular las transferencias de calor por conducción térmica unidireccional en cada uno de los cuerpos simples.

Para volver al nivel superior (Figura 86) basta con pulsar el botón , situado en la barra de iconos de la ventana, o hacer un simple clic sobre el nombre **transferencia_termica** que aparece en el árbol jerárquico del área **Model Browser**, en la parte izquierda de la ventana ^[84].

3.10.2 Librerías de Convección

Para acceder desde la ventana principal de Simul-Therm (Figura 86) hasta las librerías desarrolladas para la convección térmica unidireccional, la natural y la forzada, el usuario puede optar por hacer doble clic sobre el icono representativo de este fenómeno, que aparecen en dicha ventana, o seleccionar directamente el nombre de la librería **CONVECCIÓN** en el área **Model Browser**.

Una vez realizada alguna de estas operaciones, aparecerá una nueva interfaz muy similar a la de la ventana principal, en la cual se puede observar resaltada la librería que se ha seleccionado en la zona de la izquierda, mientras que en la derecha aparecen los iconos representativos de la convección forzada y la convección natural, tal y como se muestra en la Figura 88.

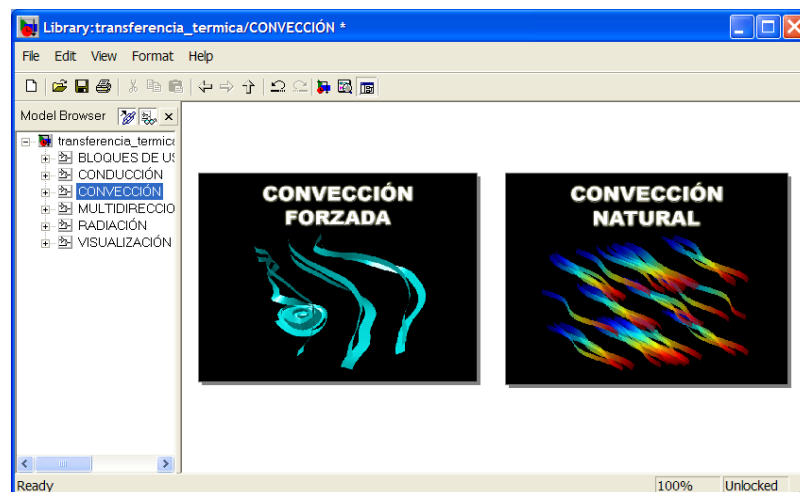



Figura 88. Interfaz gráfica de la librería de convección térmica.

Siempre se puede volver al nivel jerárquico superior, para lo cual es suficiente con pulsar el botón , que se encuentra situado en la barra de herramientas de

la ventana, o bien seleccionar en área izquierda el nombre de la librería principal **transferencia_termica**, tal y como se hizo para descender de nivel [84].

3.10.2.1 Librería de convección natural

El acceso a la librería de convección natural desde la ventana de convección (Figura 88) se puede llevar a cabo de dos formas: haciendo doble clic sobre su icono correspondiente, que aparece en la interfaz gráfica situada en el área derecha de esta ventana, o haciendo un simple clic con el botón izquierdo del ratón sobre el nombre de la librería **CONVECCIÓN NATURAL**.

Una vez completados estos pasos, se mostrará en pantalla una nueva interfaz gráfica (Figura 89) en la misma ventana que la convección. En la zona de la izquierda se puede observar, resaltada, la librería que se encuentra seleccionada en este momento y en la parte derecha se muestran todos los modelos disponibles de esa librería. Hay que tener en cuenta que los bloques que se muestran en la Figura 89 sólo sirven para simular las transferencias de calor unidireccional por convección natural en cada uno de los cuerpos simples.

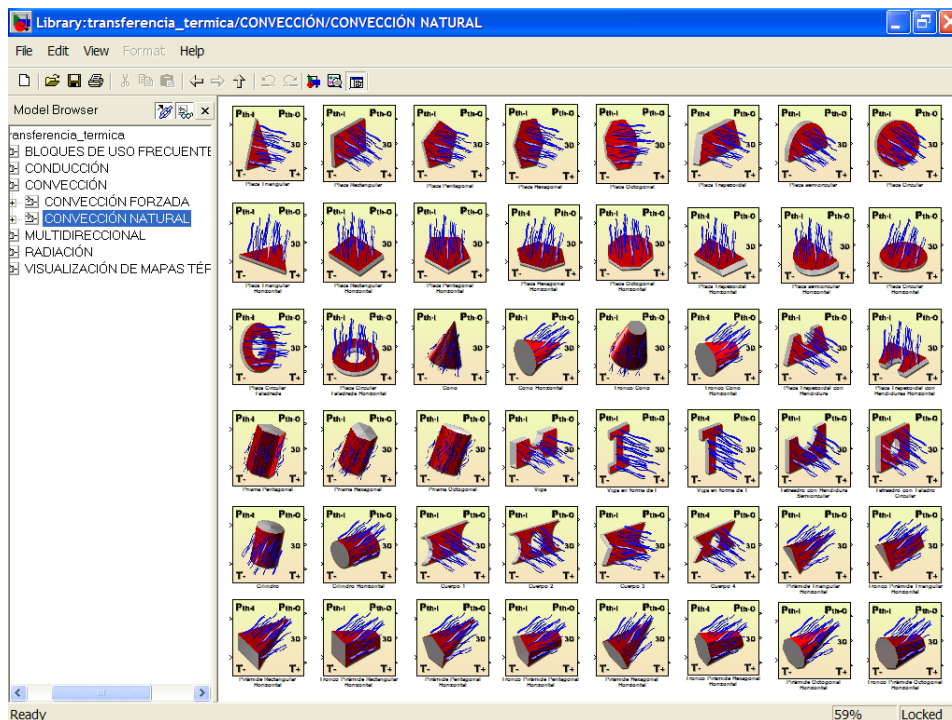



Figura 89. Librería de convección natural unidireccional.

Para volver al nivel superior (Figura 88 u 86) basta con pulsar el icono , situado en la barra de herramientas de la ventana, o hacer un simple clic sobre el

nombre **CONVECCIÓN** o **transferencia_termica** que aparece en el árbol jerárquico del área **Model Browser**, en la parte izquierda de la ventana [84].

3.10.3 Librería de Radiación

El acceso a la librería de radiación desde la ventana principal del entorno de modelado y simulación térmica (Figura 86) se puede llevar a cabo de dos formas: haciendo doble clic sobre su correspondiente icono, que aparece en el área derecha de esta ventana, o haciendo un simple clic sobre el nombre de la librería **RADIACIÓN** en el área situada en el lado izquierdo de dicha ventana principal.

Una vez realizada alguna de estas operaciones, aparecerá una nueva interfaz muy similar a la de la ventana principal, en la cual se puede observar resaltada en la zona de la izquierda la librería que se ha seleccionado, mientras que en la derecha aparecen todos los modelos disponibles de esa librería, tal y como se muestra en la Figura 91. Hay que tener en cuenta que los bloques que componen esta librería sólo sirven para simular las transferencias de calor por radiación térmica unidireccional en cada uno de los cuerpos simples.

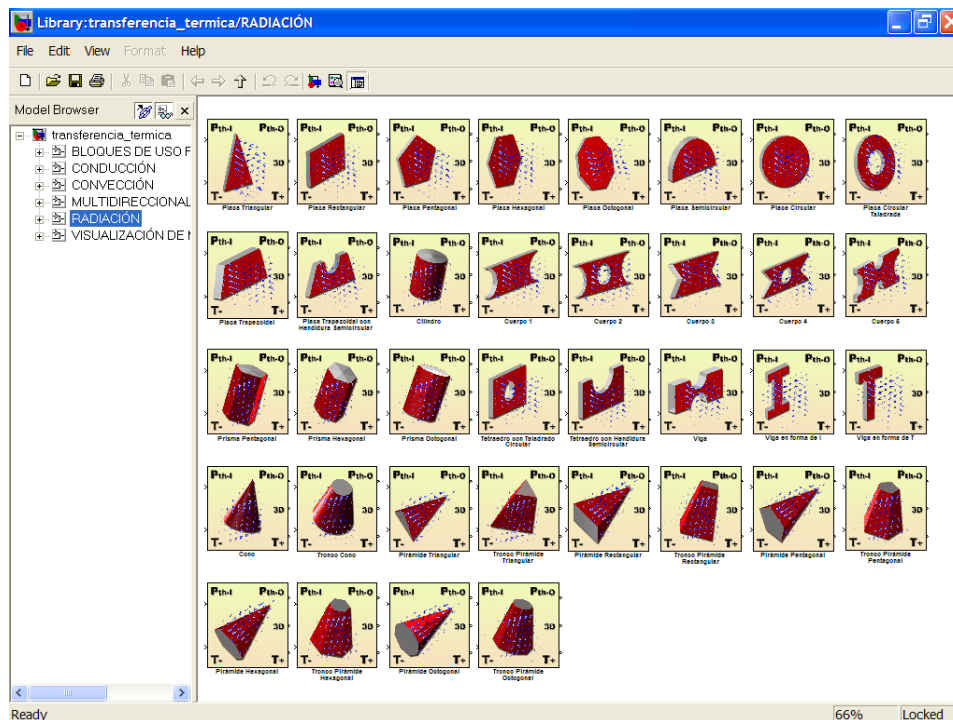



Figura 91. Librería de radiación térmica unidireccional.

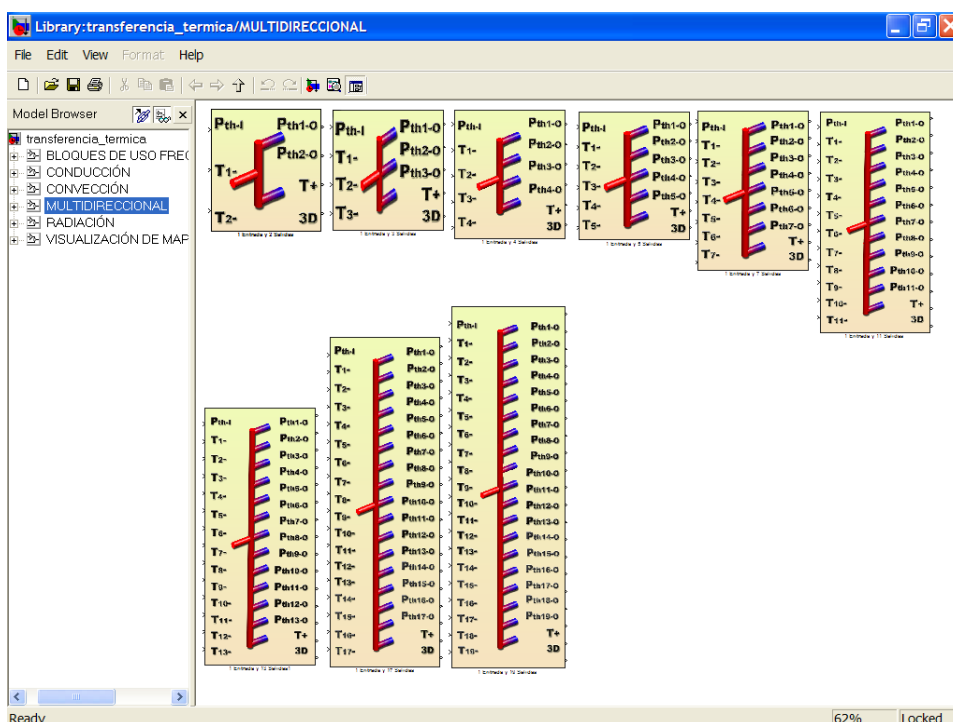
Para volver al nivel superior (Figura 86) basta con pulsar el botón , situado en la barra de iconos de la ventana, o hacer un simple clic sobre el nombre

transferencia_termica que aparece en el árbol jerárquico del área **Model Browser**, en la parte izquierda de la ventana [84].

3.10.4 Librería Multidireccional

El acceso a la librería de transferencia multidireccional desde la ventana principal del entorno de modelado y simulación térmica (Figura 86) se puede llevar a cabo de dos formas: haciendo doble clic sobre su correspondiente icono, que aparece en la interfaz gráfica situada en la derecha de esta ventana, o haciendo un simple clic sobre el nombre de la librería **MULTIDIRECCIONAL** en el área **Model Browser**, situada en el lado izquierdo de dicha ventana principal.

Una vez completados estos pasos, se mostrará en pantalla una nueva interfaz gráfica (Figura 92) en la misma ventana que la principal de Simul-Therm. En la zona de la izquierda se puede observar, resaltada, la librería que se encuentra seleccionada en este momento y en la parte derecha se muestran todos los modelos disponibles de esa librería.



transferencia_termica que aparece en el árbol jerárquico del área **Model Browser**, en la parte izquierda de la ventana ^[84].

3.10.5 Librería de Mapas Térmicos 3D

Para acceder desde la ventana principal de Simul-Therm (Figura 86) hasta la librería desarrollada para simular mapas térmicos en 3D, el usuario puede optar por dos vías: hacer doble clic sobre el icono representativo de esta herramienta, que aparecen en dicha ventana, o seleccionar el nombre de la librería **VISUALIZACIÓN DE MAPAS TÉRMICOS EN 3D** en el área **Model Browser**.

Una vez realizada alguna de estas operaciones, aparecerá una nueva interfaz similar a la de la ventana principal, en la cual se puede observar resaltada la librería que se ha seleccionado en la zona de la izquierda, mientras que en la derecha aparece el icono representativo del simulador de mapas térmicos 3D, tal y como se muestra en la Figura 93.

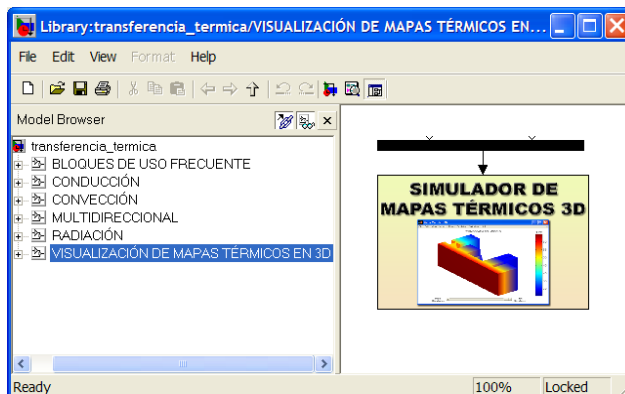



Figura 93. Librería para la visualización de mapas térmicos en 3D.

Siempre se puede volver al nivel jerárquico superior, para lo cual es suficiente con pulsar el botón , que se encuentra situado en la barra de herramientas de la ventana, o bien seleccionar en área izquierda el nombre de la librería principal **transferencia_termica**, tal y como se hizo para descender de nivel ^[84].

3.10.6 Librería de Bloques de Uso Frecuente

El acceso a la librería de bloques de uso frecuente desde la ventana principal del entorno de modelado y simulación térmica (Figura 86) se puede llevar a cabo de dos formas: haciendo doble clic sobre su correspondiente icono o haciendo un simple clic sobre el nombre de la librería **BLOQUES DE USO FRECUENTE**.

Una vez realizada alguna de estas operaciones, aparecerá una nueva interfaz muy similar a la de la ventana principal, en la cual se puede observar resaltada en la zona de la izquierda la librería que se ha seleccionado, mientras que en la derecha aparecen todos los modelos disponibles de esa librería, tal y como se muestra en la Figura 94. Todos estos bloques están destinados a facilitar la tarea de construcción de los modelos térmicos, ya que son los más empleados tanto para excitar las entradas de los modelos como para almacenar o representar los valores de las salidas. De esta forma se evita la búsqueda de estos bloques por las distintas librerías de **Simulink Library Browser**.

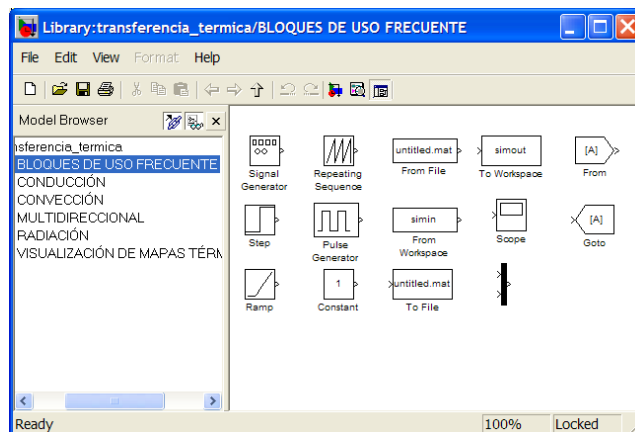



Figura 94. Librería de bloques de uso frecuente.

Para volver al nivel superior (Figura 86) basta con pulsar el botón , situado en la barra de iconos de la ventana, o hacer un simple clic sobre el nombre **transferencia_termica** que aparece en el árbol jerárquico del área **Model Browser**, en la parte izquierda de la ventana ^[84].

3.11 APLICABILIDAD DE LOS MODELOS TÉRMICOS

Los modelos térmicos de cuerpos simples desarrollados en la presente tesis satisfacen todos los requerimientos especificados en los objetivos de la misma, con el fin de que puedan servir para la simulación holística y concurrente de circuitos impresos. Sin embargo, no se debe olvidar que cualquier simulación por ordenador es siempre e inevitablemente una aproximación a la realidad.

Por ello, y una vez descrito el entorno de modelado y simulación térmica (Simul-Therm), parece conveniente hacer una breve exposición sobre la aplicabilidad de estos modelos, donde se explique con claridad las limitaciones de los mismos y los protocolos de utilización para el modelado y la simulación de conjuntos más complejos, como es el caso de los dispositivos electrónicos.

3.11.1 Discusión sobre los Límites de Aplicación de los Modelos

Los modelos que se han presentado en este trabajo para la simulación del comportamiento térmico de cuerpos simples incluyen de forma inherente una serie de simplificaciones, las cuales representan un cierto distanciamiento de la realidad física a la que representan, pero que, sin embargo, permiten hacer más sencillos dichos modelos y el tratamiento matemático ^[63] de los mismos.

Esto, lógicamente, restringe la aplicabilidad de los modelos desarrollados y por consiguiente siempre será necesario plantearse si, como consecuencia de las simplificaciones de los modelos, los márgenes de error de las simulaciones son aceptables y válidos para cada aplicación concreta. En el capítulo 5 se hará una exposición detallada de los posibles campos de aplicación de Simul-Therm, donde se destaca su empleo en la enseñanza y en proyectos de I+D de ingeniería electrónica, en los que se ha podido comprobar la utilidad de los modelos.

Las principales simplificaciones que se han introducido en los modelos térmicos de cuerpos simples se pueden describir de la siguiente forma ^[15]:

- La transmisión del calor se ha reducido a un simple problema unidireccional, de tal manera que se acepta que el flujo de calor sólo se transmite en una única dirección. Esta simplificación también es aplicable a casos como el de la transmisión radial en un cilindro (claramente multidireccional), ya que se puede hacer una sencilla analogía con la transmisión unidireccional en una placa rectilínea, considerando que las coordenadas YZ del plano (X es la dirección del flujo) son equiparables a las coordenadas βZ del cuerpo cilíndrico, siendo β el ángulo radial al eje del mismo.

Ésta simplificación tiene una gran trascendencia, pues permite que se pueda utilizar, como modelo matemático de la conducción térmica, una sencilla función de transferencia de 1º orden, obtenida mediante la aplicación de la transformada directa de Laplace ^[41] sobre la ecuación diferencial ordinaria (EDO) característica. Cualquier otro enfoque obligaría a trabajar con las ecuaciones dinámicas en derivadas parciales y a definir modelos matemáticos en formas matriciales (por ejemplo en espacios de estado) mucho más complejos en su formulación y en su tratamiento computacional.

- La transmisión multidireccional del calor se ha contemplado como un fenómeno de bifurcación o derivación de flujo mediante la implementación de diferentes modelos de nodos, que, a modo de *conectores*, permiten realizar composiciones complejas a partir de los modelos de cuerpos simples. La relación matemática entre las transferencias unidireccionales es el resultado de una combinación lineal de sus modelos matemáticos, a pesar de que en la realidad los fenómenos de transferencia térmica no son totalmente lineales. No obstante, los efectos de esta discrepancia no son importantes durante las simulaciones, debido a la propia mecánica de los algoritmos de integración numérica empleados por MATLAB en sus “resolvedores” de EDOs.
- El flujo de calor que incide sobre un determinado cuerpo se considera que es un flujo distribuido homogéneamente y, por consiguiente, toda el área transversal a dicho flujo recibe y transmite la misma cantidad de calor. Esta suposición tiene validez siempre que la resistencia térmica interna del cuerpo sea muy inferior a la resistencia térmica externa, pues de esta manera podemos considerar que toda su masa se comporta como una capacidad térmica global. De forma general, esta simplificación se considera aceptable cuando el número de Biot cumple la condición $Bi < 0,1$ ².

En el caso de que se consideren varios cuerpos sólidos en contacto unos con otros, las dimensiones de éstos en cuanto al área de contacto deben ser similares, cuando la longitud de transferencia es pequeña respecto a dicho área. A medida que se aumenta la longitud de transmisión del calor, la similitud dimensional de los cuerpos se va haciendo más irrelevante; pero la aproximación de capacidad térmica global podría alejarse de la realidad, pues en las ecuaciones está asociada a una sola temperatura.

² El número de Biot ($Bi=h\cdot L/k$) es un número adimensional muy utilizado en el análisis dinámico de transferencias de calor, que relaciona la cantidad de flujo calorífico transmitido por conducción en el interior de un cuerpo con la del flujo transmitido por convección en su superficie. Los valores del número de Biot inferiores a $0,1$ implican que la conducción de calor dentro del cuerpo es mucho más rápida que la convección en la superficie de éste. Gracias a este número se han desarrollado métodos para solucionar problemas de transferencia térmica, como los de los disipadores por aletas, en estado transitorio.

- En los modelos de transferencia térmica por convección y por radiación se utilizan los valores medios de los respectivos coeficientes h_c y h_r , calculados por integración numérica, ya que éstos no son constantes en todo el medio y poseen fuertes dependencias con las variables dimensionales y térmicas involucradas en el propio fenómeno. Esto significa que las resistencias térmicas asociadas a la convección y a la radiación de la superficie de un cuerpo tienen carácter global, por lo que la temperatura a lo largo de toda ella se supone constante, aunque en realidad no lo es. Esta simplificación pierde validez a medida que las dimensiones de los cuerpos se hacen mayores, siendo aceptable para geometrías inferiores a 20-25 cm ^{[18] [66]}.
- En la simulación de los fenómenos de transferencia térmica por convección (natural y forzada) se ha tomado como constante la temperatura ambiental del aire, lo que significa que se le atribuye una capacidad térmica C_{th} infinita. Para poder hacer esta simplificación ha de verificarse que el entorno donde se encuentra insertado el elemento convectivo esté formado por una gran masa de aire, más allá de la capa límite, y que ésta sea capaz de absorber toda la energía calorífica transferida sin apenas elevar su temperatura.

En la práctica casi todos los dispositivos y circuitos electrónicos pueden analizarse térmicamente asumiendo estas suposiciones. Sin embargo pueden existir algunos casos en los que el análisis térmico requiera un tratamiento de las simplificaciones más exigente del que se tiene aquí, por la precisión requerida en el propio análisis o por la naturaleza misma de las transferencias de calor.

3.11.2 Aplicación al Modelado Térmico Unidireccional de Dispositivos

En epígrafes anteriores (del 3.4 al 3.6) se ha mostrado cómo se pueden crear modelos para simulación del comportamiento térmico de cuerpos simples, formados por una sola capa de material homogéneo. No obstante, también se ha dicho que éstos pueden ser acoplados para modelar un cuerpo no homogéneo, con una estructura compleja compuesta por múltiples capas.

Para poder modelar térmicamente un circuito impreso es necesario el modelado térmico de los componentes o dispositivos que van montados sobre la propia placa de circuito impreso (PCI). Con este fin y aprovechando la capacidad de acoplamiento de los modelos simples de capa homogénea (nivel de materiales), recurriremos al concepto de **modelado holístico**, que fue comentado en la *Introducción* de esta tesis, para construir el modelo térmico unidireccional de un dispositivo electrónico de composición heterogénea (nivel de componentes) ^[39].

Como ejemplo de aplicación se modelará y simulará, a partir de los modelos simples incluidos en las librerías Simul-Therm, el comportamiento térmico de un tiristor de media potencia, constituido por un conjunto de capas apiladas: una oblea de silicio, un contraelectrodo de molibdeno, un encapsulado de cobre y su correspondiente disipador de aluminio, incluido el contacto entre ambos ^[34].

A través de las superficies de contacto de las diferentes capas constructivas se transmite un flujo térmico de un material (medio) a otro, que durante el régimen transitorio será inferior al flujo térmico recibido; solamente cuando se alcanza el régimen estacionario se igualan dichos flujos. El proceso se desarrolla del mismo modo en todos los elementos que componen el dispositivo: *en cada elemento, una parte del calor recibido es almacenado y el resto es transmitido al elemento siguiente*. Cuando se alcanza el equilibrio térmico en el dispositivo, ya no hay almacenamiento calorífico, sino únicamente transmisión de un flujo calorífico constante. Esta cadena de transmisión térmica termina en el ambiente ^[32], el cual se supone con una capacidad térmica infinita, como si se tratara de una “masa térmica”.

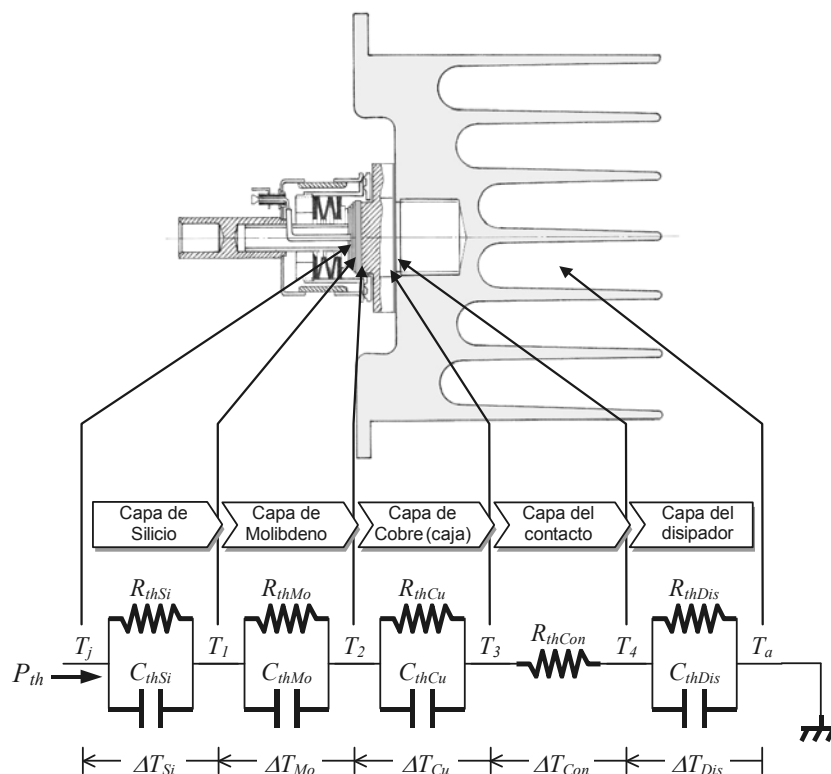


Figura 95. Esquema térmico equivalente de un tiristor con disipador.

De acuerdo con el esquema térmico equivalente de la Figura 95, se puede hacer un balance de energía en cada uno de los elementos que componen el tiristor, con una topología constructiva de *múltiples capas homogéneas acopladas en cascada*, y

extraer de dicho balance las ecuaciones que representan su comportamiento en régimen no estacionario, es decir, su dinámica o régimen transitorio ^[15].

Para la capa de material semiconductor (silicio) donde se encuentra la zona activa del dispositivo y donde se generan las pérdidas de potencia (fuente del flujo calorífico), se puede escribir la siguiente ecuación:

$$P_{th} = C_{thSi} \cdot \frac{d(\Delta T_{Si})}{dt} + \frac{\Delta T_{Si}}{R_{thSi}} \quad (333)$$

El segundo sumando de esta ecuación representa el flujo térmico que se transmite al contraelectrodo de molibdeno, en contacto directo con el silicio, con lo que ahora podemos escribir el balance energético para la capa de molibdeno, utilizando este término como expresión de la potencia calorífica incidente.

$$\frac{\Delta T_{Si}}{R_{thSi}} = C_{thMo} \cdot \frac{d(\Delta T_{Mo})}{dt} + \frac{\Delta T_{Mo}}{R_{thMo}} \quad (334)$$

Igualmente, el segundo sumando de esta ecuación representa el flujo térmico que se transmite ahora a la base de cobre de la caja (encapsulado) del tiristor, por lo que la expresión para la capa de cobre será:

$$\frac{\Delta T_{Mo}}{R_{thMo}} = C_{thCu} \cdot \frac{d(\Delta T_{Cu})}{dt} + \frac{\Delta T_{Cu}}{R_{thCu}} \quad (335)$$

De la misma forma podemos escribir la ecuación para el contacto entre la caja del dispositivo y el disipador, pero al que no se puede asociar ninguna capacidad térmica, pues prácticamente carece de masa.

$$\frac{\Delta T_{Cu}}{R_{thCu}} = \frac{\Delta T_{Con}}{R_{thCon}} \quad (336)$$

Y por último, podemos escribir la ecuación para la capa asociada al disipador, la cual representa el último proceso de transferencia térmica desde la unión semiconductor hasta el ambiente. Parece razonable que en el modelo del disipador se incluya la transferencia térmica por convección al aire ambiental (cuya temperatura T_a se considera constante) en la propia resistencia térmica, aunque este proceso podría modelarse por separado.

$$\frac{\Delta T_{Con}}{R_{thCon}} = C_{thDis} \cdot \frac{d(\Delta T_{Dis})}{dt} + \frac{\Delta T_{Dis}}{R_{thDis}} \quad (337)$$

Cada una de estas cinco ecuaciones, acopladas algebraicamente, representa el modelo matemático que rige la dinámica de cada elemento, de las cuales se pueden obtener las distintas temperaturas en función del tiempo. Todas ellas son similares a la ecuación diferencial (26) y todas ellas se pueden transformar en su correspondiente función de transferencia térmica (FTT) en variable s de Laplace, como se hizo en la ecuación (28) del epígrafe 3.4. Por consiguiente se pueden modelar por separado cada una de las capas que forman el tiristor y luego acoplarlas simulando la estructura física del mismo [39] [63].

En la Figura 96 se muestra el modelo térmico completo del tiristor de la Figura 95, implementado en SIMULINK con los modelos de las librerías Simul-Therm. En este subsistema se han incluido algunos bloques **Scope**, disponibles en la librería estándar, para poder obtener las gráficas de la simulación [62].

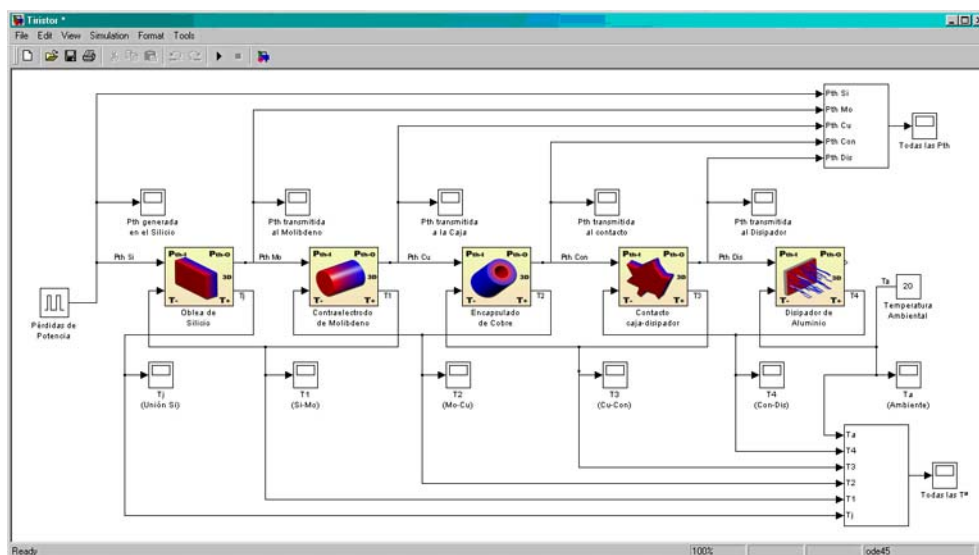


Figura 96. Modelo térmico del tiristor implementado en SIMULINK.

Una vez implementado el modelo del dispositivo se puede iniciar la simulación, definiendo los parámetros adecuados en el menú **Simulation** (tiempo de muestreo, resolvidor ODE, etc.) en función de las condiciones de trabajo y de entorno de la aplicación real [77]. El comportamiento termodinámico del tiristor en régimen de funcionamiento impulsional, incluyendo el régimen transitorio inicial, se muestra en la Figura 97 mediante un conjunto de gráficas de evolución de las temperaturas en las diferentes capas del tiristor.

Las curvas mostradas en la Figura 97 nos indican que todas las temperaturas del dispositivo analizadas siguen una ley de variación exponencial, tanto en los ciclos de calentamiento como en los de enfriamiento, y que las diferencias entre ellas

mantienen una proporcionalidad constante, debido al efecto de la resistencia térmica asociada a cada una de las capas que lo componen.

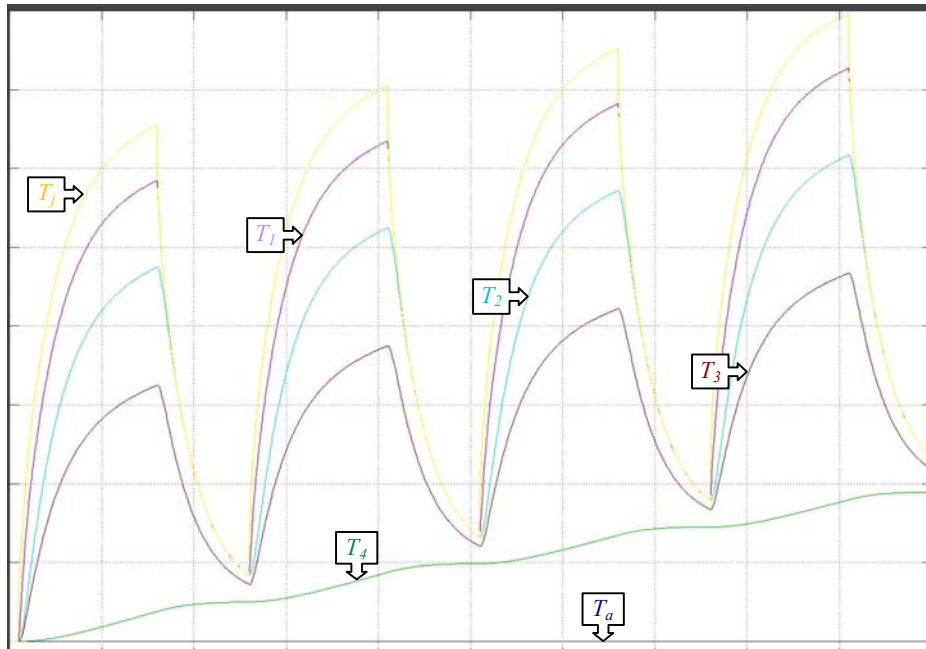


Figura 97. Curvas de las temperaturas del tiristor obtenidas en la simulación.

La evolución de la potencia térmica P_{th} que se transmite de un elemento a otro (del silicio al molibdeno, del molibdeno a la caja, etc.) podría obtenerse de forma similar a las temperaturas, pero en este caso tiene poco interés, pues las diferencias durante el régimen transitorio son escasas y una vez alcanzado el estado estacionario su valor es idéntico para todos los elementos.

3.11.3 Aplicación al Modelado Térmico Multidireccional de Dispositivos

En muchos casos el modelado de un dispositivo no puede simplificarse a modo de transferencia térmica unidireccional, como el caso del tiristor descrito en el epígrafe anterior, bien por la propia topología constructiva del dispositivo, bien por los niveles de precisión requeridos para las simulaciones. Por ello, parece interesante ahora describir de forma práctica un protocolo estándar para el modelado térmico multidireccional de dispositivos. Puesto que las explicaciones sobre el ejemplo desarrollado en el epígrafe anterior han estado orientadas a la justificación matemática del modelado holístico unidireccional y ésta es la misma que para el multidireccional, en este epígrafe aprovecharemos para enfocarnos hacia el uso y manejo del propio entorno de modelado y simulación térmica.

Todos los modelos térmicos implementados en Simul-Therm poseen entradas y salidas para recibir y enviar respectivamente los datos de temperatura y potencia calorífica. Las conexiones para la entrada y la salida de la potencia térmica de cada bloque siguen el mismo sentido que el flujo energético, que generalmente se representa de izquierda a derecha. Esto quiere decir que la salida de potencia del bloque más cercano a la fuente de calor (situada a la izquierda) se conecta directamente a la entrada del bloque siguiente, cuya posición relativa está más alejada de la fuente calorífica, tal y como se puede apreciar en la Figura 98.

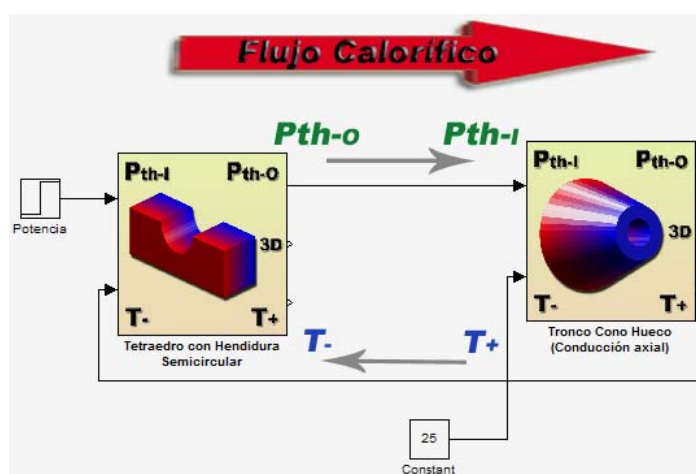


Figura 98. Interconexión de las entradas y salidas de los bloques.

Sin embargo, la entrada y la salida de la temperatura de cada bloque se conectan en el sentido inverso al flujo calorífico, ya que el cálculo de esta variable se hace desde el lado más frío (situado normalmente a la derecha) al más caliente (situado normalmente a la izquierda)³, como se ve en el ejemplo de la Figura 98.

Como ya se ha explicado anteriormente, cada bloque de la librería Simul-Therm dispone de una máscara de parámetros para que el usuario introduzca los datos del modelo en cuestión, materiales, dimensiones, etc. De todos ellos, el campo que tal vez necesite una mayor explicación es el **Número de bloques conectados en serie a la salida...** (en cascada) en los modelos de nodos pertenecientes a la librería multidireccional. Cuando se lleva a cabo el modelado holístico de un dispositivo con transferencias caloríficas multidireccionales, en las máscaras de datos de los nodos, deben facilitarse el número de bloques conectados a cada una de las ramas, teniendo en cuenta las siguientes posibles situaciones:

³ Si no fuera porque SIMULINK obliga a disponer todas las entradas (y las salidas) en el mismo lado del bloque, el lado que se quiera pero todas en el mismo, lo lógico hubiera sido implementar la entrada de Temperatura ($T-$) por la derecha del bloque y la salida ($T+$) por la izquierda.

- **Cuando a una salida sólo se han conectado bloques unidireccionales:** El valor numérico que se debe introducir para la salida (rama) en cuestión es igual al número de bloques (modelos) que se hayan colocado en esa rama.
- **Cuando a una salida de un nodo se han conectado uno o varios bloques unidireccionales y a continuación un nuevo nodo:** El valor numérico que se debe introducir para la salida (rama) en cuestión es igual al número de bloques (modelos) unidireccionales que se hayan colocado en esa rama hasta llegar al nuevo nodo, incluyendo a éste último.
- **Cuando a una salida de un nodo se ha conectado otro nuevo nodo:** El valor numérico que se debe introducir para la salida (rama) en cuestión es 0.

Una vez aclarada esta cuestión, necesaria para el modelado multidireccional, se procederá a modelar un dispositivo, en este caso inventado, con una estructura compleja de composición material heterogénea y sometida a varios fenómenos de transferencia térmica multidireccionalidad, como el que se muestra en la Figura 99. Para la implementación del modelo térmico de este cuerpo complejo en el entorno de SIMULINK, mediante los modelos simples contenidos en la librería Simul-Therm, se han tenido en cuenta las pautas dictadas en este mismo epígrafe, así como las directrices expuestas en todos los precedentes.

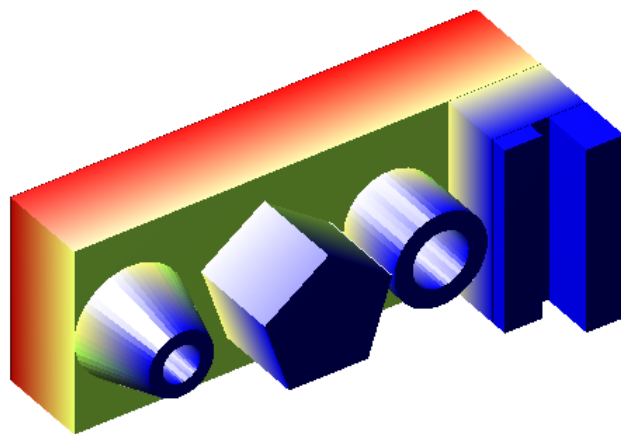


Figura 99. Dispositivo heterogéneo sometido a procesos de multidireccionalidad térmica.

El esquema de bloques que permite modelar el comportamiento térmico del dispositivo de la Figura 99, se muestra en la Figura 100, en la cual se han numerado los diferentes cuerpos simples que componen dicho dispositivo.

En la máscara de parámetros del nodo **2** se ha introducido 0 en el campo **Número de bloques conectados en serie a la salida...** de ambas salidas, en la

del nodo **3** se ha introducido **2** para la salida 1 y **1** para la salida 2, y en la de los nodos **4** y **6** se ha introducido **1** para ambas salidas. El orden seguido en la numeración de los bloques de la figura 100 no ha sido accidental, sino que se ha realizado en el orden correcto que habría que asignarle a dichos bloques para conectarlos al “Simulador de Mapas Térmicos 3D”.

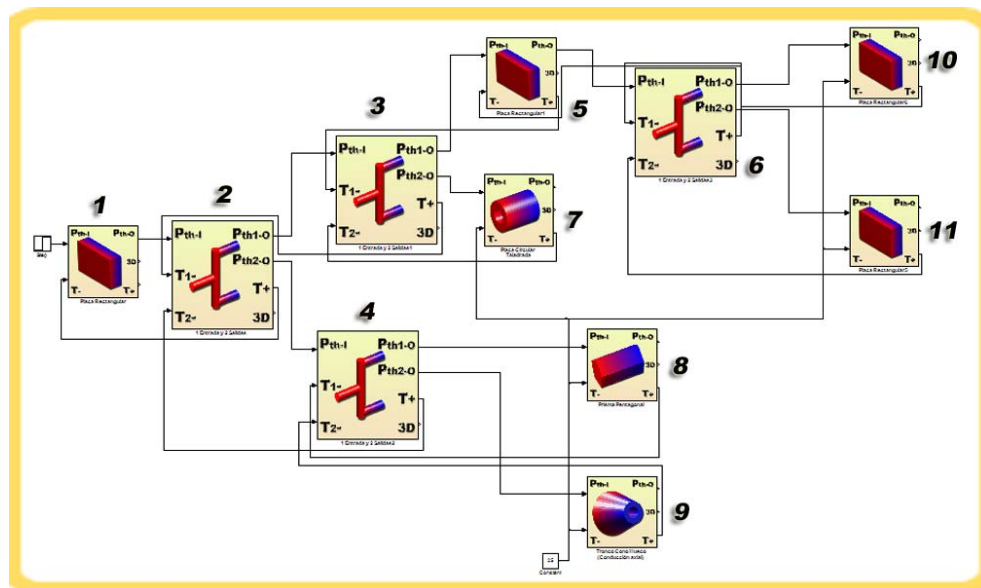


Figura 100. Modelo del dispositivo heterogéneo sometido a multidireccionalidad térmica.

El orden de conexión al visualizador de mapas térmicos se determina por dos simples reglas:

1. De forma general, el orden en que se deben conectar los bloques de cuerpos simples al “Simulador de Mapas Térmicos 3D” es siempre de izquierda a derecha, que en la realidad se corresponde con el más caliente y más frío, y de arriba a bajo, que en la realidad se corresponde con la izquierda y la derecha del cuerpo complejo, mirando desde la fuente de calor.
2. En los modelos que aparezcan nodos, se interconectarán consecutivamente aquéllos que formen una ramificación a partir del mismo bloque origen. En los demás se seguirá la regla general descrita en el punto anterior, aplicándose en este caso para cada una de las nuevas ramas por separado.

El protocolo de aplicación del entorno de modelado y simulación térmica al modelado térmico multidireccional de dispositivos, que se ha expuesto en este epígrafe, ha de utilizarse junto con la información facilitada en los epígrafes precedentes, donde se ha descrito detalladamente dicho entorno. Si se siguen

estas pautas para la implementación de cualquier modelo en Simul-Therm, el usuario no debería encontrar ningún problema en el manejo de este entorno, ni en la fase de modelado, ni en la posterior simulación.

3.12 VALIDACIÓN

A lo largo de la presente tesis se han desarrollado una gran variedad de modelos térmicos que representan a diversos cuerpos simples de material homogéneo, los cuales pueden interconectarse entre sí para modelar cuerpos heterogéneos de mayor complejidad (modelado holístico). Estos modelos han sido diseñados con el fin de poder simular el comportamiento térmico dinámico de las transferencias de calor por conducción, convección natural, convección forzada y radiación, así como para situaciones de transmisión exclusivamente unidireccional y para los procesos con intercambios caloríficos multidireccionales.

Como parece obvio, tras la implementación de todos estos modelos, agrupados en las diferentes librerías que conforman Simul-Therm, resulta absolutamente imprescindible comprobar el grado de precisión que se obtiene con los mismos. De esta forma, la exactitud de las simulaciones determinará la validez científica y técnica de los modelos térmicos que integran este entorno y la conveniencia de emplearlos para la simulación de procesos térmicos en determinados ámbitos.

Además de los pequeños ensayos que se han ido realizando durante el desarrollo, se ha previsto la realización de dos tipos de pruebas de validación específicas para el entorno de modelado y simulación térmica desarrollado en este trabajo.

1. La primera modalidad consistiría en comparar los resultados obtenidos de un determinado modelo “probeta” en el entorno de modelado y simulación térmica, Simul-Therm, con los que se obtendrían mediante algún *software* comercial especializado en la simulación térmica profesional y de validez contrastada, como puede ser QFin™ o Icepak™, de la compañía ANSYS, que están basados en el modelado por elementos finitos (FEM) y simulación dinámica de fluidos computacional o *Computational Fluid Dynamics* (CFD).
2. En la segunda versión de las pruebas de validación, se cotejarían los datos aportados por la simulación de otro modelo “probeta” en el entorno de modelado y simulación térmica, Simul-Therm, con los de un experimento real llevado a cabo con un dispositivo idéntico al que ha sido modelado ^[76]. Sin duda alguna, esta forma de validación es la más interesante, ya que las experiencias de laboratorio siempre son las que reflejan con más certeza el grado de precisión y ajuste a la realidad de cualquier simulación.

Las dos pruebas de validación más destacables de las que se han llevado a cabo se describen con detalle a continuación y han sido presentadas en diferentes foros y publicaciones científicas mediante sus correspondientes artículos. A día

de hoy, todas ellas han sido aceptadas y publicadas por los comités organizadores y editoriales correspondientes. En el ANEXO I de este documento se pueden encontrar las trasposiciones exactas de dichos artículos.

3.12.1 Experiencia con Disipador Térmico Modelado mediante el Software Comercial QFin

Con el fin de verificar la validez de los modelos térmicos incluidos en las librerías desarrolladas para SIMULINK, que componen la *blockset* denominada Simul-Therm, se ha realizado una prueba comparativa entre este entorno y un *software* profesional de reconocido prestigio. La herramienta de modelado y simulación térmica comercial seleccionada ha sido QFin^[95], que permite modelar y simular disipadores de calor, especialmente indicados para su uso en electrónica, y que además ofrece una versión de demostración totalmente gratuita.

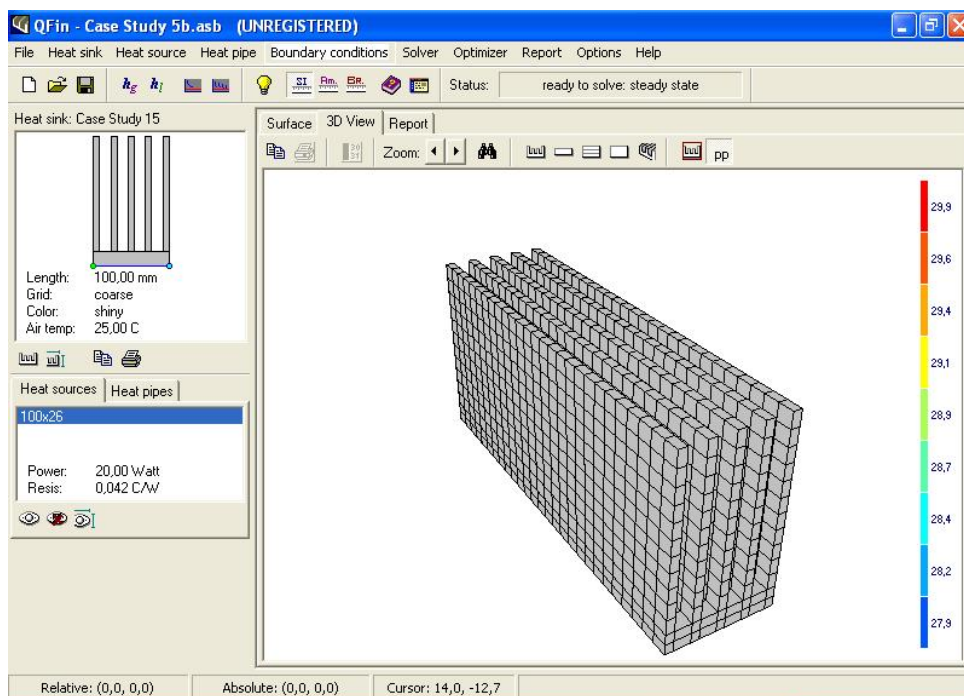


Figura 101. Disipador térmico de aluminio modelado en QFin.

En la Figura 101 se muestra la ventana principal de QFin, donde se puede observar el disipador térmico que se ha modelado y que servirá como “probeta” para la prueba de validación. Este elemento se encuentra construido totalmente por aluminio extrusionado y en él se producen transferencias térmicas por conducción y convección forzada. Todas las propiedades y características de este modelo de disipador, así como las condiciones de las transferencias caloríficas que en él se producen, se detallan en el informe de la Figura 102.

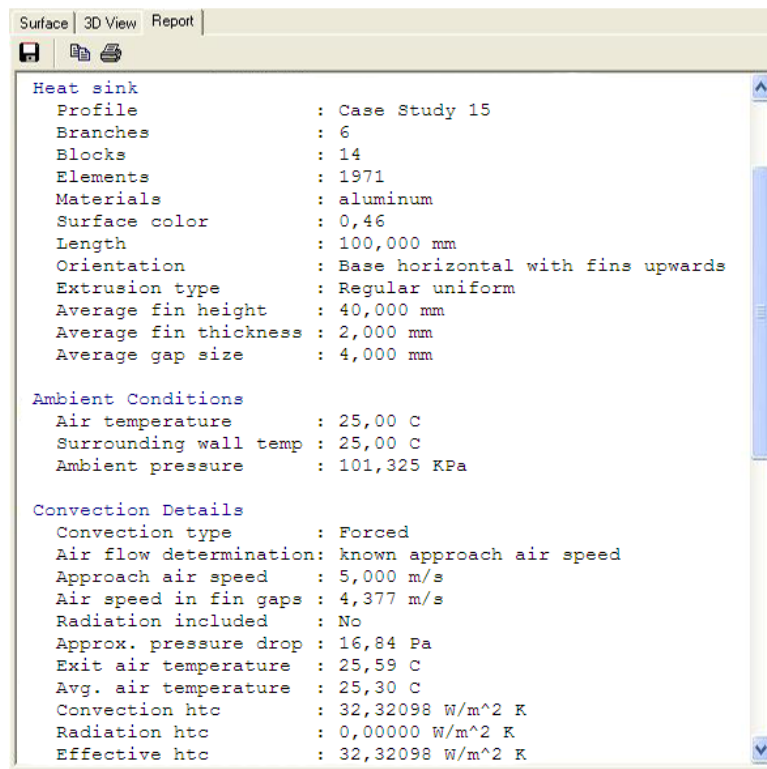


Figura 102. Informe de características del modelo de disipador y condiciones de simulación.

Después de llevar a cabo la simulación del modelo “probeta”, QFin muestra en primera instancia los resultados más destacables en forma textual. El informe que se genera automáticamente tras la simulación se muestra en la Figura 103, donde se puede comprobar que la temperatura máxima alcanzada es de $40,73\text{ }^{\circ}\text{C}$ para una potencia calorífica de entrada de 20 W .

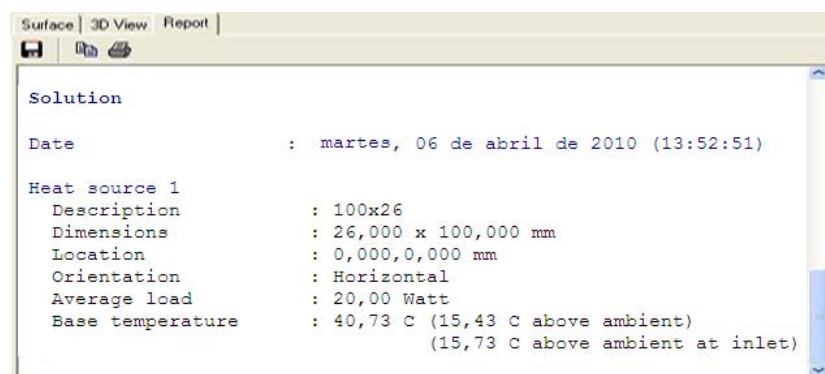


Figura 103. Informe preliminar de la simulación obtenida con QFin.

También es posible visualizar los resultados de la simulación en forma de mapa térmico tridimensional, tal y como se muestra en la Figura 104, en el cual se aprecia claramente la distribución térmica en todo el volumen del elemento.

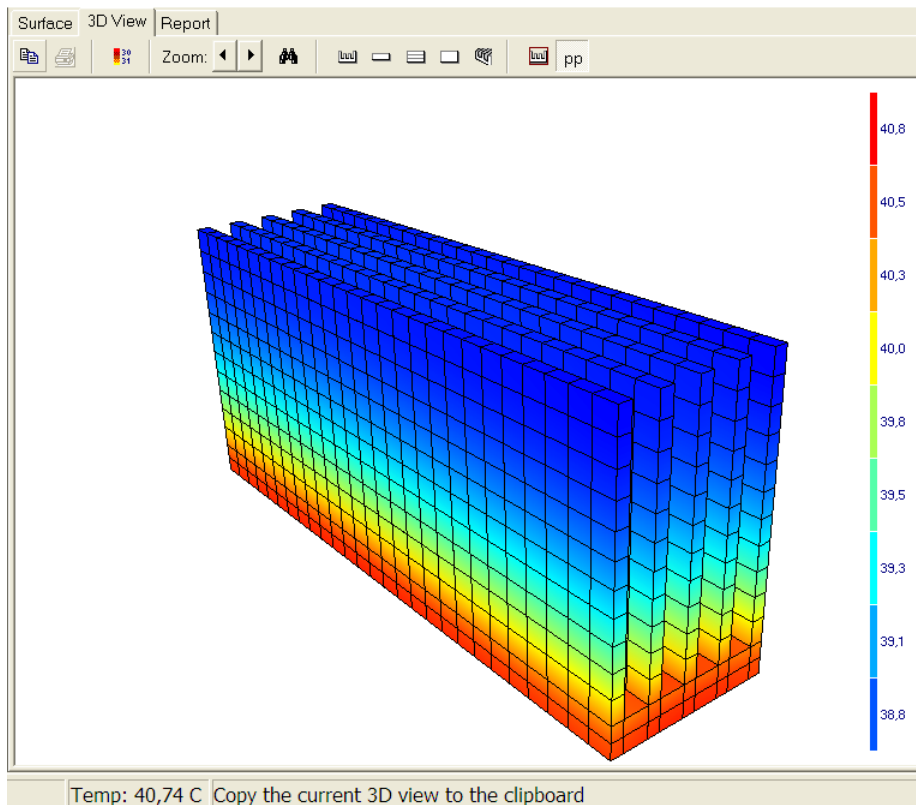


Figura 104. Mapa térmico tridimensional de la simulación ofrecido por QFin.

Una vez obtenidos los resultados de la simulación con el *software* profesional, se ha procedido a modelar el mismo disipador térmico en el entorno de modelado y simulación térmica desarrollado en esta tesis. Para llevar a cabo esta tarea se han utilizado sólo los modelos simples disponibles en las distintas librerías que conforman Simul-Therm y se han interconectado siguiendo las pautas descritas a lo largo de los epígrafes anteriores. Como resultado, se ha obtenido un esquema de bloques de cierta complejidad, que se muestra en la Figura 105.

Como se puede apreciar, cada uno de los bloques de la Figura 105 representa una parte del disipador de calor que se está utilizando como “probeta” y el conexionado entre ellos es el resultado directo de la interpretación de los diferentes fenómenos de transferencia térmica involucrados ^[76]. En este modelo se han tenido en cuenta los mismos procesos térmicos que en el del modelo de QFin, es decir los derivados de la conducción y la convección forzada.

El modelo “probeta” en Simul-Therm se ha caracterizado con los mismos datos geométricos y los mismos parámetros de simulación que el modelado en QFin. Esto significa que se ha conectado una fuente de calor de 20 W en dirección perpendicular a la base del disipador y además se ha introducido una velocidad de flujo del aire de $4,377\text{ m/s}$ y una temperatura de ambiente fija de $25\text{ }^\circ\text{C}$.

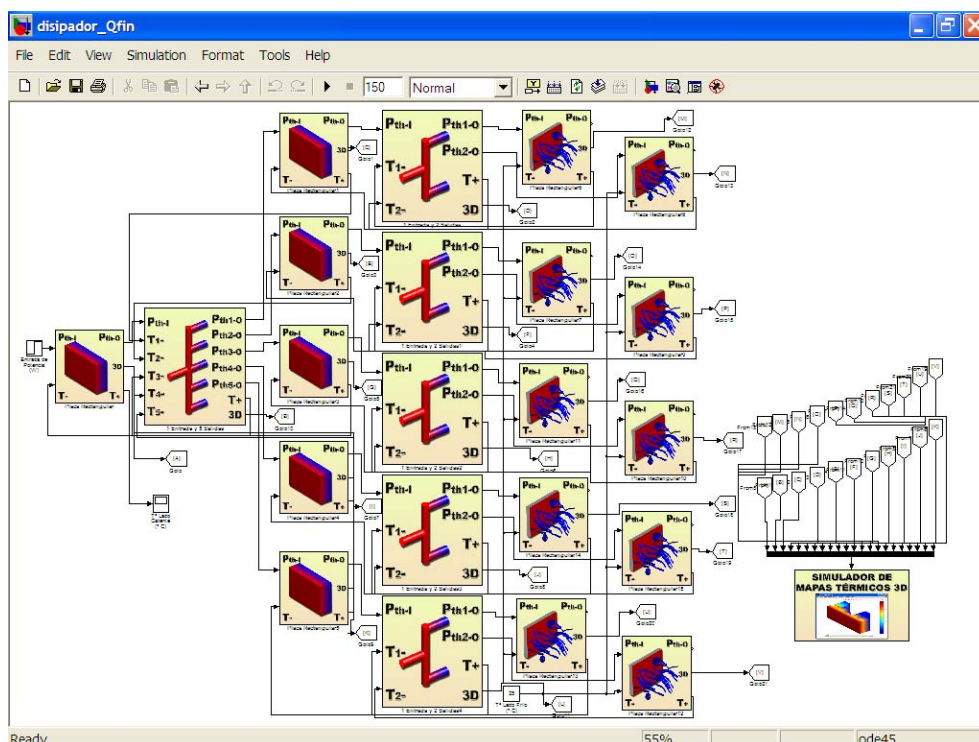


Figura 105. Disipador térmico de aluminio modelado en Simul-Therm.

Tras la simulación, el bloque **SCOPE** que se ha conectado a la salida **T+** del bloque representativo de la base del disipador, permite obtener fácilmente la curva dinámica de calentamiento de dicha base, como se muestra en la Figura 106, que obviamente es el punto donde se alcanza la mayor temperatura.

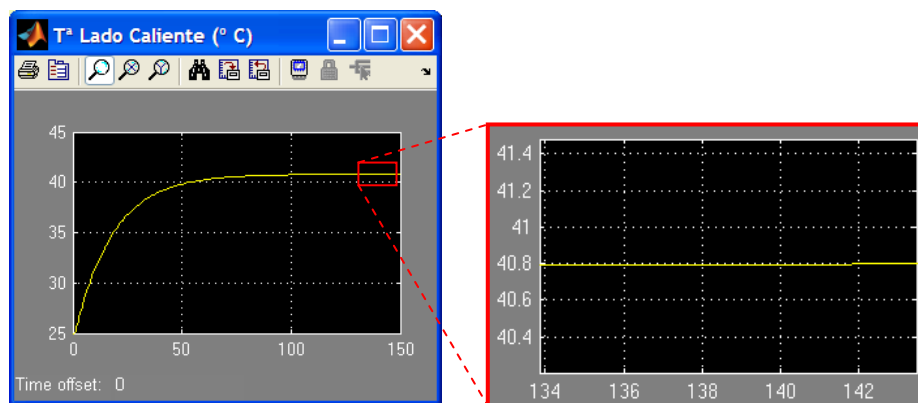


Figura 106. Gráfica de la temperatura en la zona más caliente del disipador.

Como se puede observar en la ampliación de la gráfica realizada en la Figura 106, para las condiciones de simulación establecidas, el resultado que se obtiene indica que la base del disipador alcanzaría una temperatura máxima de $40,82\text{ }^{\circ}\text{C}$, una vez alcanzado su régimen estacionario.

Por último y al igual que en QFin, en Simul-Therm se puede obtener el mapa térmico tridimensional del modelo de disipador, objeto de esta prueba. La imagen termográfica que muestra el **Simulador de Mapas Térmicos 3D** se puede observar en la Figura 107, para los valores finales de la simulación.

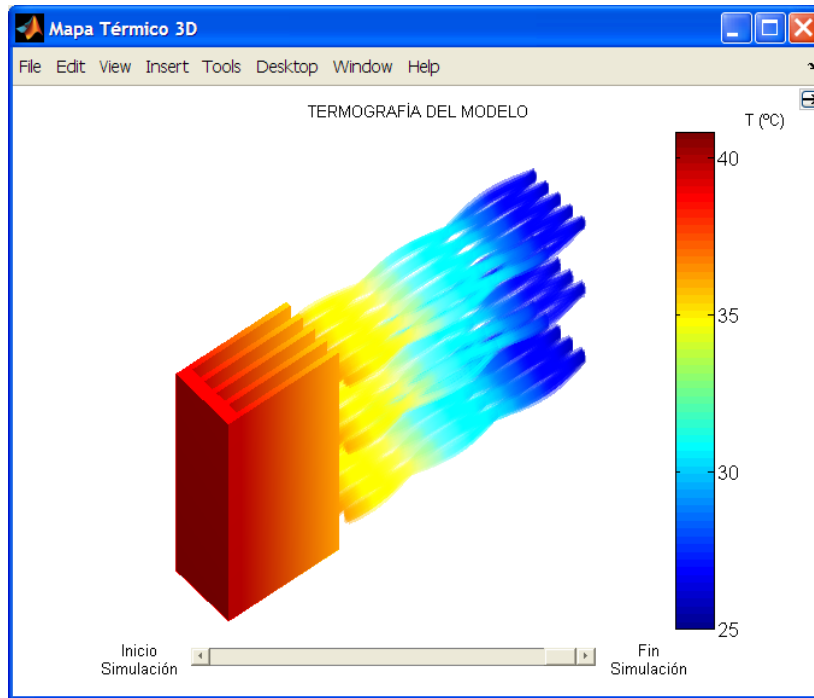


Figura 107. Mapa térmico tridimensional de la simulación ofrecido por Simul-Therm.

Como ya se ha explicado en el epígrafe 3.9, gracias a la incorporación de un manejador tipo *slider*, que aparece bajo la termografía del modelo, es posible visualizar la imagen térmica de cualquier momento de la simulación.

3.12.2 Experiencia con Disipador Térmico Real

Para completar las pruebas de validación científica y técnica del entorno de modelado y simulación térmica desarrollado en esta tesis sobre SIMULINK, se ha procedido a comparar los resultados de un ensayo termográfico realizado en un disipador de aluminio real (Figura 108), con su correspondiente modelo en Simul-Therm. El disipador de calor elegido es uno de los más empleados para los dispositivos electrónicos de aplicación a la ingeniería eléctrica y electrónica.

El modelo del disipador que se muestra en la fotografía de la Figura 108 se ha implementado exclusivamente con los modelos simples disponibles en las distintas librerías que componen Simul-Therm y para el interconexión de los bloques y la configuración de los mismos se han seguido las pautas, técnicas y

métodos descritos en los epígrafes precedentes. Como resultado, se obtiene un esquema de bloques (modelo holístico) como el que se muestra en la Figura 109.



Figura 108. Fotografía del disipador de calor de aluminio sometido a ensayo.

Cada uno de los bloques que aparecen en la Figura 109 representa una parte del disipador térmico y la estructura del conjunto es el resultado de la interpretación de su comportamiento térmico. En este modelo se ha tenido en cuenta los fenómenos de transferencia por conducción, convección natural y radiación.

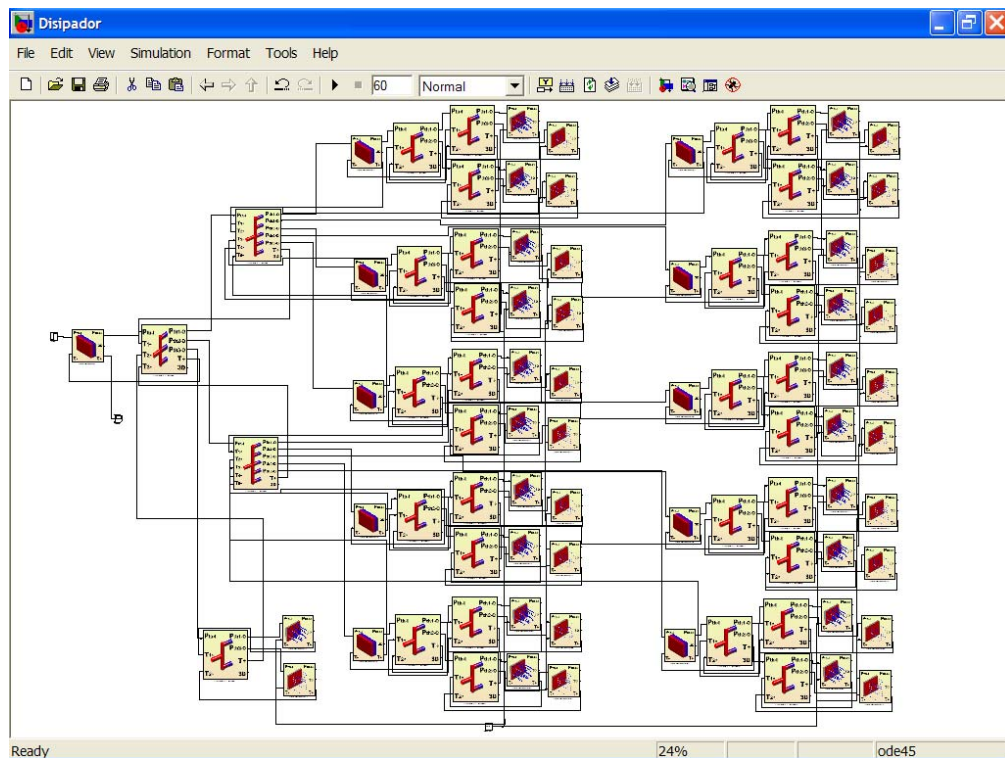


Figura 109. Modelo del disipador de aluminio real implementado en Simul-Therm.

La fuente de calor con la que se alimenta el modelo del disipador es una función escalón configurada para 10 W , que se conecta perpendicularmente a su base, y

la temperatura ambiental se fija en $24,8\text{ }^{\circ}\text{C}$, para que coincida con la del ensayo termográfico del laboratorio. Tras la simulación se obtiene la evolución de la temperatura en la base del disipador, como se muestra en la Figura 110.

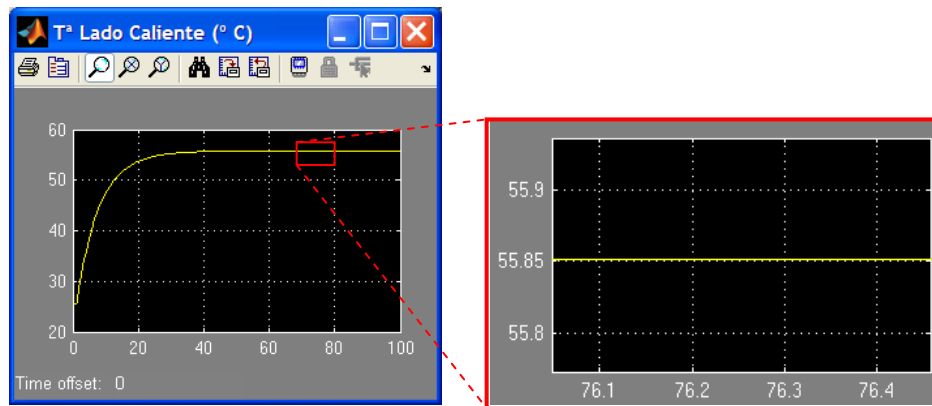


Figura 110. Gráficas de las temperaturas alcanzadas en la zona más caliente.

Para las condiciones establecidas, el resultado que se obtiene indica que la base del disipador alcanzaría una temperatura de $55,85\text{ }^{\circ}\text{C}$ en su régimen estacionario.

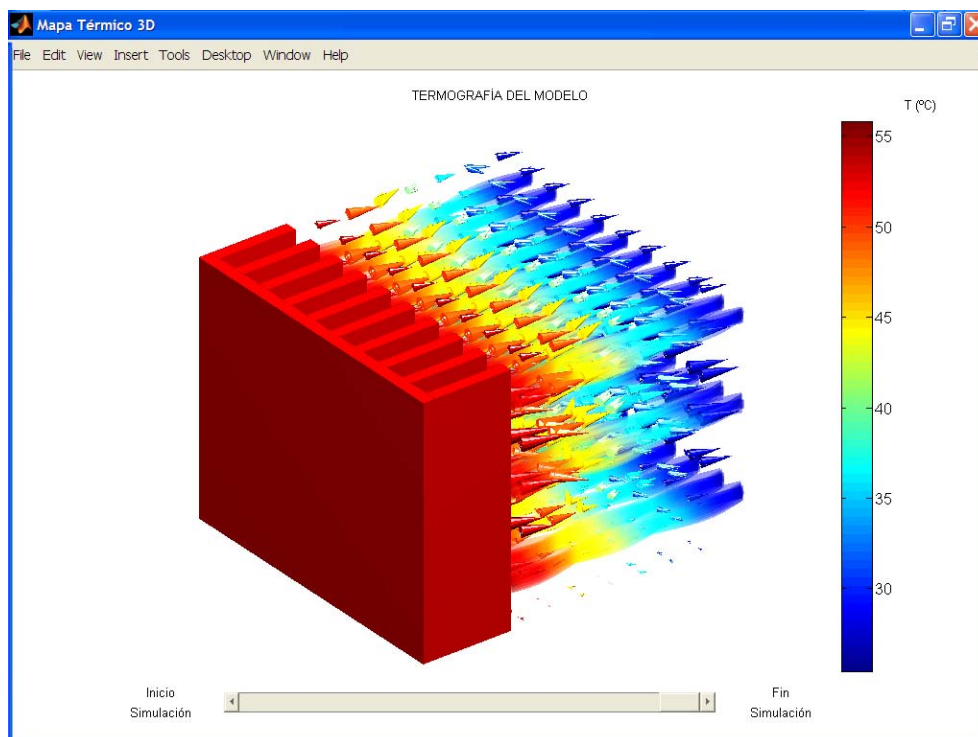


Figura 111. Mapa térmico 3D obtenido tras la simulación en Simul-Therm.

En la figura 111 se puede observar la termografía tridimensional del disipador para los valores finales de la simulación, aunque bastaría con mover el manejador

tipo *slider* que aparece en la ventana gráfica para poder visualizar las imágenes termográficas de todos los valores obtenidos durante el proceso de simulación.

Para poder comparar los resultados de la simulación que se acaba de describir del disipador en Simul-Therm, se ha llevado a cabo un experimento real bajo condiciones totalmente análogas a las del modelo. En la Figura 112 se muestra una breve secuencia de imágenes, de izquierda a derecha, que ilustran el proceso de preparación realizado con el disipador térmico de aluminio real.

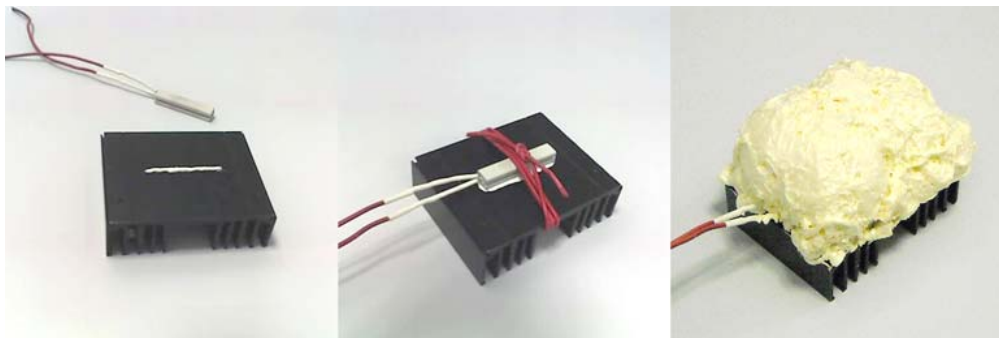


Figura 112. Fotografías de la preparación del disipador para el experimento.

Como se puede apreciar en la Figura 112, se ha montado una resistencia de $33\ \Omega$ de media potencia en la base del disipador, para que actúe como fuente de calor controlada mediante una fuente de alimentación de c.c. regulable. El aislamiento de poliuretano aplicado sobre la base tiene como finalidad asegurar que todo el calor generado por la resistencia se transmitirá al disipador.

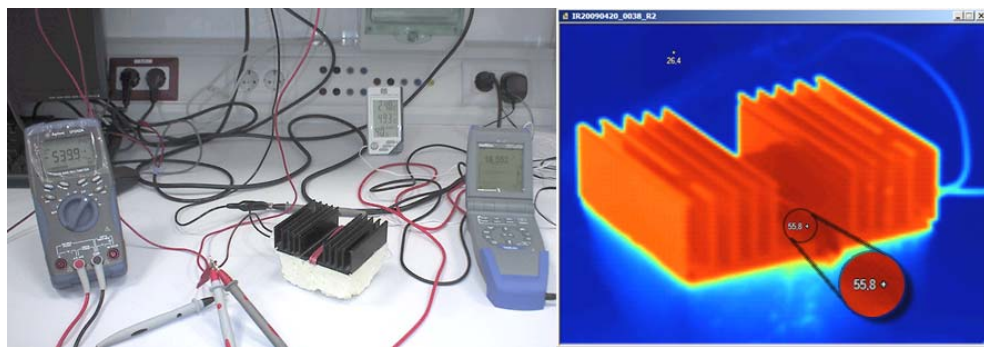


Figura 113. Fotografía del experimento (izquierda) y termografía del disipador (derecha).

En la Figura 113 (izquierda) se muestra el montaje realizado para el experimento [96], donde se puede observar que la tensión de alimentación se ajustó a $18,552\ V$ y la corriente que pasa a la resistencia es de $539,9\ mA$. De este modo, la potencia eléctrica suministrada a la resistencia es de $P = 18,552 \cdot 0,5399 = 10,016\ W$, la cual obviamente se habrá transformado en su totalidad en energía calorífica,

conforme a la ley de *Joule*. La temperatura ambiental registrada ha sido de $24,8^{\circ}\text{C}$, con una humedad relativa en el ambiente del 40% .

La imagen termográfica que se muestra en la parte derecha de la Figura 113 ha sido adquirida por medio de una cámara IR FLUKE Ti-45, equipada con un teleobjetivo de 54 mm. El punto de temperatura máxima que se puede observar se localiza en el centro del disipador de aluminio y llega hasta los $55,8^{\circ}\text{C}$, que está en bastante consonancia con los $55,85^{\circ}\text{C}$ obtenidos en la simulación llevada a cabo dentro del entorno de modelado y simulación térmica Simul-Therm.

3.12.3 Discusión y Valoración de los Resultados

Después de haber realizado las dos pruebas de validación expuestas en los epígrafes anteriores, parece aconsejable acometer un análisis de los resultados obtenidos con el entorno de modelado y simulación térmica (Simul-Therm) desarrollado en la presente tesis, haciendo una comparativa con respecto a los datos que arrojan los experimentos utilizados como referencia para la validación. De este modo será posible estimar “la bondad” de los modelos implementados.

Los resultados que se registraron con la simulación del modelo del disipador “probeta” por el *software* QFin establecen una temperatura de $40,73^{\circ}\text{C}$ en la zona más caliente, mientras que con el modelo del mismo disipador en Simul-Therm se obtuvo una temperatura máxima de $40,82^{\circ}\text{C}$. Ambas simulaciones estaban configuradas con las mismas condiciones de operación, por lo que la diferencia de temperatura de $0,09^{\circ}\text{C}$, en el régimen estacionario, supone una desviación de tan sólo un $0,57\%$ entre los dos entornos de modelado y simulación térmica.

Con respecto a las pruebas realizadas en el experimento con disipador real, se midieron $55,8^{\circ}\text{C}$ de temperatura máxima mediante una cámara de IR, mientras que en la simulación con Simul-Therm se obtuvieron $55,85^{\circ}\text{C}$ en el punto más caliente del disipador. Igual que en la prueba anterior, los dos ensayos estaban sometidos a unas condiciones de operación similares: una temperatura ambiental de $24,8^{\circ}\text{C}$ y una fuente calorífica de 10 W de potencia. Ambos resultados difieren en $0,05^{\circ}\text{C}$, lo que supone una pequeña desviación del $0,16\%$ entre la termografía obtenida en laboratorio y la simulación realizada con Simul-Therm.

Estas pequeñas divergencias pueden deberse a las simplificaciones que se han adoptado para facilitar el modelado matemático de las diferentes transferencias térmicas y que han sido expuestas en el epígrafe 3.11.1. También puede tener incidencia en la precisión de las simulaciones el hecho de que los valores de las propiedades térmicas de los materiales se han introducido como magnitudes

constantes, cuando en realidad los valores de dichas propiedades sufren pequeñas variaciones con la temperatura. Finalmente, también ha de tenerse en cuenta que, tanto los algoritmos de cálculo empleados por SIMULINK, como los instrumentos de medida utilizados en el laboratorio, tienen implícitamente asociadas tolerancias que sin duda repercutirán en los resultados.

En cualquier caso, la dispersión de los resultados obtenidos es bastante reducida (muy inferior al 1 %) entre las diferentes pruebas llevadas a cabo, por lo que el entorno de modelado y simulación térmica desarrollado en esta tesis, al que se ha venido llamando Simul-Therm, puede considerarse válido desde el punto de vista científico y técnico para la simulación de cualquier tipo de transferencia térmica. Esta afirmación toma mayor peso aún si consideramos que en el diseño de cualquier dispositivo eléctrico o electrónico, como en cualquier rama de la ingeniería, es común aplicar márgenes de seguridad de hasta el 20% - 30% ^[7].

3.13 CONCLUSIONES

Con el fin de poder simular el comportamiento térmico de los circuitos impresos se ha llevado a cabo la implementación de un conjunto de modelos, a nivel de materiales, compuesto por diferentes cuerpos simples y tipos de transferencias térmicas. A estos modelos se les ha dotado de la capacidad para acoplarse entre ellos formando estructuras más complejas no homogéneas, que permitan crear modelos de orden superior a partir de los primeros (modelado holístico). Para maximizar las posibilidades de modelado térmico, a estos modelos simples se les ha complementado con herramientas para la multidireccionalidad del calor y la representación de mapas térmicos en 3D, entre otras, todo ello organizado e integrado en un entorno orientado a objetos como el de SIMULINK.

De forma más detallada, las principales aportaciones de esta parte del trabajo son:

3. Se ha realizado una profunda revisión del estado del arte, de la cual se han extraído los antecedentes teóricos pertinentes que han permitido establecer los fundamentos de la transferencia de calor (epígrafe 3.1) en sus tres formas: conducción, convección y radiación, así como los fundamentos actuales del modelado térmico por ordenador (epígrafe 3.2) aplicado a la ciencia y a la ingeniería. De la revisión bibliográfica llevada a cabo también se han extraído los antecedentes prácticos (epígrafe 3.2) que han servido de inspiración para esta tesis, tanto por la temática (contenidos y métodos) desarrollada, como por los procedimientos (técnicas y herramientas) empleados.
4. Se ha presentado una metodología (epígrafe 3.3) para la creación de modelos térmicos de cuerpos simples y composición material homogénea, así como su aplicación al modelado holístico de cuerpos con estructura compleja y composición material heterogénea de múltiples capas y multidireccionalidad. Estos modelos se han implementado sobre SIMULINK (herramienta de modelado y simulación de MATLAB), que permite la simulación física de los fenómenos de transferencia del calor en cuerpos simples, dispositivos y circuitos, de forma sencilla, flexible y bajo un entorno gráfico e intuitivo.
5. Se han creado los modelos del comportamiento térmico para la conducción unidireccional (epígrafe 3.4) de una extensa variedad de cuerpos simples compuestos por una sola capa de material homogéneo, tanto para el régimen transitorio como el estacionario (como sistema de 1^{er} orden), utilizando la capacidad de SIMULINK para crear subsistemas y mediante el empleo de bloques de Función de Transferencia (FT) incluidos en la librería estándar. De forma análoga, se ha implementado otro amplio conjunto de modelos

para la convección térmica unidireccional (epígrafe 3.5), que incluye la convección natural y la forzada, y una numerosa selección de modelos para la radiación térmica unidireccional (epígrafe 3.6).

6. Para optimizar el trabajo con los modelos térmicos desarrollados y ampliar sus posibilidades de aplicación se han implementado diferentes modelos de nodos térmicos, que posibilitan el modelado multidireccional (epígrafe 3.7) a partir de los modelos unidireccionales. Además se ha creado una base de datos indexada de materiales (epígrafe 3.8) que permite importar de forma automatizada las propiedades térmicas del material seleccionado en cada modelo. Con el fin de mejorar las posibilidades en el análisis de resultados, se ha desarrollado una herramienta para la visualización de mapas térmicos 3D (epígrafe 3.9) que permite obtener una simulación tridimensional de la imagen termográfica del cuerpo que se haya modelado.
7. Se ha construido un entorno de trabajo gráfico orientado a objetos específico de SIMULINK, mediante la integración de todos los modelos térmicos de cuerpos simples, implementados para esta tesis, en un conjunto ordenado de librerías (epígrafe 3.10) para la conducción, convección (natural y forzada), radiación, multidireccional, mapas térmicos 3D y bloques de uso frecuente. Este conjunto de librerías constituye una auténtica *blockset* para el modelado y la simulación térmica, que es intuitiva, abierta y de uso flexible.
8. Se han expuesto aquellas cuestiones que pueden ser más relevantes en la aplicabilidad de los modelos térmicos (epígrafe 3.11), como son los límites que éstos presentan en sus aplicaciones prácticas, como consecuencia de las simplificaciones y aproximaciones introducidas durante su desarrollo. Como complemento práctico, se ha descrito un ejemplo de aplicación al modelado térmico unidireccional con un dispositivo electrónico (un tiristor de media potencia montado sobre su disipador), del cual se han obtenido las gráficas de las temperaturas de trabajo en los distintos puntos de interés. En este mismo sentido, también se ha descrito un ejemplo práctico de aplicación al modelado térmico multidireccional, pero en este caso con un dispositivo inventado para la ocasión en forma de cuerpo de geometría compleja.
9. Finalmente, para la validación científica y técnica del entorno de modelado y simulación térmica desarrollado (Simul-Therm) se han llevado a cabo un buen número de pruebas y ensayos comparativos, tanto en entornos virtuales (con *software* de simulación comercial) como en escenarios reales (con cámara termográfica). De todas estas experiencias se han seleccionado las dos que han tenido unos resultados objetivamente más correctos, con desviaciones inferiores al 1% en ambos casos, y que ha sido refrendadas a través de su correspondiente publicación científica. Estas dos pruebas de

validación han sido expuestas con todo detalle en el epígrafe 3.12 de este documento, como evidencias de la validez de estos modelos.

Durante la realización de esta tesis, tanto los modelos térmicos incluidos en Simul-Therm como la metodología empleada para su aplicación han podido ser puestos a prueba en el estudio y análisis térmico de diversos dispositivos, en varios proyectos de distinta naturaleza, durante la fase de diseño. Esto ha permitido validar también su utilidad y flexibilidad en una gran variedad de aplicaciones en el campo de la Ingeniería Eléctrica y Electrónica, así como dentro de las actividades de investigación propias de las áreas científicas de la Física y la Termodinámica. Como ejemplos podemos destacar:

- Modelado de componentes eléctricos y electrónicos ^[39] ^[44] de media y alta potencia junto a sus elementos de disipación.

Mediante la aplicación sistemática de un modelo simple, conectable en cascada y definible térmicamente, se construye una topología no homogénea de múltiples capas de material homogéneo y se simula su dinámica para distintos regímenes de funcionamiento, obteniendo la evolución de las variables térmicas (temperatura, potencia, etc.) de interés en distintos puntos.

- Diseño de un intercambiador de calor ^[9] y dimensionado de los equipos eléctricos de generación para un proceso de fermentación industrial.

Gracias a la aplicación de una variante del método D'TML, se puede diseñar un intercambiador de calor no estándar y determinar su eficacia, con lo cual se consigue especificar la potencia calorífica y frigorífica de los equipos que aportan la energía, todos alimentados eléctricamente.

- Experimentación de casos prácticos propuestos durante las enseñanzas de asignaturas ^[9] ^[76] relacionadas con la ingeniería electrónica.

A través de los modelos simples de componentes, circuitos, etc., ya creados, se puede documentar y guiar al alumno para que ponga en práctica algunas experiencias explicadas teóricamente en clase y que, de esta forma, pueda contrastar los resultados teóricos y experimentales bajo simulación.

Como conclusión final y a la vista de los resultados obtenidos en las diferentes pruebas de validación, se puede afirmar que el entorno para el modelado y la simulación térmica, Simul-Therm, ha demostrado que posee una buena precisión en todos los modelos de cuerpos simples y todos los fenómenos de transferencia de calor incluidos en él. Esto es, junto con la rapidez de resolución, la facilidad

de manejo y la flexibilidad para su aplicación, lo que le convierte en una herramienta adecuada para la simulación concurrente de fenómenos multifísicos.

CAPÍTULO 4 MODELADO ELECTROMAGNÉTICO DE CIRCUITOS IMPRESOS

Los campos electromagnéticos (EM) son campos de tipo tensorial, fruto de una combinación sincronizada entre un campo eléctrico y un campo magnético, ambos oscilantes ^[98], que afecta sólo a partículas con carga eléctrica y cuyas características vienen determinadas por las fuentes que los generan, por su frecuencia (f), por el medio a través del cual se propagan y por la distancia entre el origen y el punto donde está situado el receptor potencial. Como puede apreciarse en la Figura 114, las ondas generadas por campos electromagnéticos son transversales, ya que las direcciones de los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí y a la dirección de propagación de la onda EM ^[87].

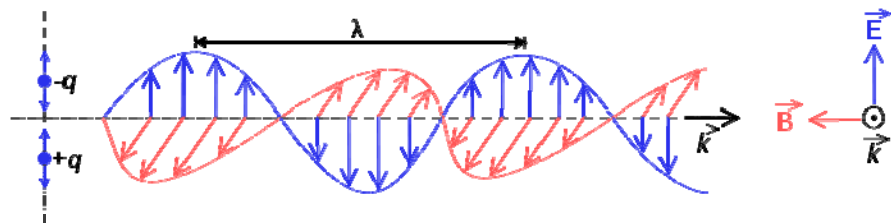


Figura 114. Onda electromagnética creada a partir de un campo eléctrico y otro magnético.

En las proximidades del generador, las propiedades del campo EM están relacionadas principalmente con las características de la propia fuente, tanto del campo eléctrico como del magnético, mientras que en el espacio más alejado, es

el medio de propagación el que determina su comportamiento ^[99]. Por ello, se suele dividir el espacio en dos regiones, en función de la distancia entre la fuente del campo y el punto de observación. Cerca de la fuente está el llamado campo cercano y a una distancia mayor que $\lambda/2\pi$ se sitúa el denominado campo lejano o de radiación electromagnética, siendo:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2,997925 \cdot 10^8}{f} \left(\frac{\text{m/s}}{\text{s}^{-1}} \right) \quad (338)$$

Siendo c la velocidad de la luz en el vacío, donde coincide con la velocidad a la que se propagan las ondas electromagnéticas. La zona que se encuentra más alejada de la región de transición (en el entorno de $\lambda/2\pi$) pertenece pues a las llamadas ondas planas, cuyos aspectos teóricos están relacionados con la solución en forma de onda que admiten las ecuaciones de *Maxwell*.

La energía electromagnética presente en una región del espacio se expresa en función de las intensidades de los campos eléctrico y magnético. El cociente entre la intensidad de campo eléctrico (E) y la intensidad de campo magnético (H) tiene unidades de impedancia y se denomina impedancia de onda. En el campo lejano, este cociente es igual a la impedancia característica del medio ($E/H = Z_0 = 377 \Omega$ para el aire o el vacío), sin embargo en el campo cercano, esta impedancia está determinada por las características de la fuente y la distancia al punto de observación, como se muestra en la Figura 115 ^[100].

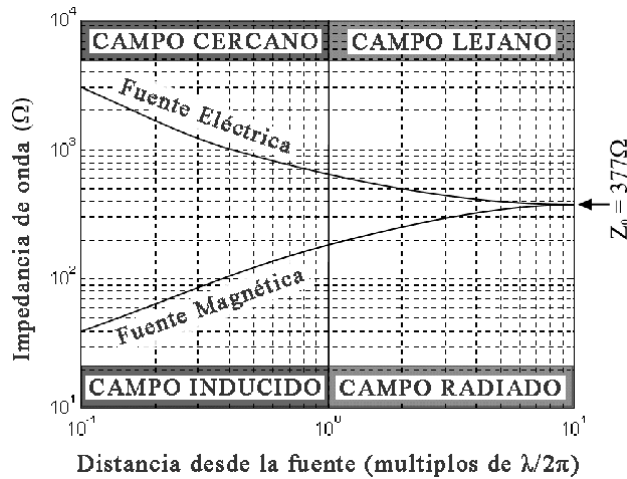


Figura 115. Transición entre regiones de campo cercano y campo lejano.

En la región de campo cercano, si el campo eléctrico es más intenso que el magnético, la intensidad del campo eléctrico (E) se atenúa proporcionalmente al cubo de la distancia (d^3), conforme nos alejamos de la fuente, mientras que la

intensidad del campo magnético (H) lo hace proporcionalmente al cuadrado de la distancia (d^2). Contrariamente, en esta misma zona, si la intensidad de campo magnético es mayor que la del campo eléctrico, es ahora el campo magnético (H) el que se atenúa proporcionalmente al cubo de la distancia (d^3), mientras que el eléctrico (E) lo hace proporcionalmente al cuadrado de la distancia (d^2). Sin embargo, una vez sobrepasada la región de transición, en el campo lejano, ambos campos se atenúa proporcionalmente a la distancia (d)^[101].

A efectos prácticos, la frontera entre el campo cercano y el lejano se ubicaría a unos 450 metros para una onda EM de 100 kHz, a unos 45 metros para una onda de 1 MHz y a unos 4,5 metros para una de 10 MHz. Esto significa que, si un generador de campo EM de 10 MHz está en la misma sala que un circuito sensible a dicha frecuencia, es bastante probable que aparezcan problemas de inducción o acoplamiento (interferencias) por campo cercano. Para el estudio de las interacciones electromagnéticas en el campo cercano se deben considerar los efectos de los campos eléctrico y magnético por separado.

Dado que las dimensiones de los circuitos impresos y las distancias de separación entre ellos, así como con otros dispositivos y subconjuntos, suelen estar por debajo de 1 metro en la mayoría de los casos, es razonable pensar que el comportamiento electromagnético de los mismos estará asociado principalmente a los fenómenos EM de campo cercano. Esta aseveración puede ser válida incluso con frecuencias del orden de los gigahercios, cuya región de transición se localiza entre $0,5\text{cm}$ y 5cm aproximadamente. Por tanto, para el modelado electromagnético de los circuitos impresos se podrían considerar exclusivamente los fenómenos de campo cercano, cuyos efectos sobre los elementos que los componen pueden ser definidos y cuantificados de forma sencilla y eficaz en un contexto de cálculo computacional.

4.1 FUNDAMENTOS DE LOS FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS

En su segunda edición, el *IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms* define la interferencia electromagnética, *Electro-Magnetic Interference* (EMI), como un fenómeno electromagnético que perturba no intencionadamente el normal funcionamiento de un sistema eléctrico y electrónico, afectando a las magnitudes eléctricas o magnéticas de los circuitos. También se define en dicha obra la compatibilidad electromagnética, *Electro-Magnetic Compatibility* (EMC), como la capacidad de los equipos y/o sistemas eléctricos y electrónicos para trabajar en un entorno electromagnético, sin introducir en él perturbaciones intolerables y tolerando las producidas por otros equipos o dispositivos ^[102].

Desde el punto de vista de las interferencias electromagnéticas, el diseño del circuito impreso es una fase crítica para lograr la compatibilidad EM del equipo al que pertenece, ya que un diseño para la EMC contribuye definitivamente a disminuir la emisión de interferencias y al mismo tiempo aumentar la inmunidad contra ellas ^[3]. El diseño de los circuitos impresos para la compatibilidad electromagnética se ha orientado tradicionalmente de dos modos diferentes:

1. En el primero se trata de resolver cada problema EM de forma teórica por medio de la teoría de ondas, utilizando métodos analíticos para la resolución de las ecuaciones de *Maxwell*, aunque con ciertas restricciones que permitan tratar sólo los fenómenos más importantes ^[98]. Esta metodología tiene la ventaja de que es aplicable al análisis de cualquier fenómeno EM, aunque se adapta mejor a los problemas asociados al campo lejano y se necesita el uso de sofisticados programas especializados en este tipo de cálculo numérico.
2. El segundo enfoque consiste en resolver los problemas de EMI de manera práctica, a partir de modelos equivalentes basados en la teoría de circuitos, que permitan simular los efectos producidos por los diferentes fenómenos EM sobre los circuitos impresos. Estos métodos de resolución suelen estar orientados casi exclusivamente a los problemas de campo cercano y requieren contar con cierta experiencia y conocimientos del tema, para poder aplicar la heurística obtenida por criterios prácticos durante años y que posteriormente ha sido comprobada y validada con la teoría electromagnética ^[7].

La gran importancia que en la actualidad tiene el análisis, modelado y simulación del comportamiento EM de los circuitos impresos radica principalmente en que, durante las últimas décadas ha aumentado la frecuencia de funcionamiento

de los circuitos analógicos y especialmente de los digitales. Por ello, algunos aspectos que no se tenían en cuenta en los diseños para baja y media frecuencia ($< 1 \text{ MHz}$) se deben aplicar ahora, con el fin de obtener un funcionamiento adecuado de dichos circuitos. Los problemas de EMI que afectan de manera más notable a los circuitos impresos modernos de alta velocidad ^[103] son:

- La radiación electromagnética.
- La diafonía o acoplamiento electromagnético entre pistas.
- Las reflexiones en las pistas de señal.
- La estabilidad de la alimentación.

En la presente tesis se ha propuesto una solución suficientemente aproximada, que es sencilla y eficaz a la vez, a los problemas de modelado y simulación electromagnética de aquellos circuitos electrónicos que han sido implementados sobre una placa de circuito impreso. Se han abordado todos los problemas relacionados con los fenómenos EM de campo cercano, no incluidos en ningún *software* comercial de simulación eléctrica sobre esquemas. Por el contrario, se han dejado fuera del estudio los problemas relativos a la radiación EM, que no pueden ser resueltos mediante modelos aplicables a la teoría de circuitos clásica, tal y como se ha justificado en párrafos anteriores.

4.1.1 Fundamentos de la Diafonía

La diafonía es un fenómeno indeseable mediante el cual la señal eléctrica que circula por un conductor se acopla con otro, perturbando en cierto grado la integridad de la otra señal, que resulta distorsionada por aquella. En la diafonía tienen influencia la geometría de los conductores, la constante dieléctrica del medio aislante, los tiempos de subida y bajada de la señal y las impedancias de las fuentes de señal y de las cargas ^[101]. El origen de la diafonía radica principalmente en el acoplamiento eléctrico y/o magnético entre dos conductores relativamente próximos, por ejemplo las pistas de un circuito impreso.

El acoplamiento por campo magnético provoca que la corriente de la línea perturbadora induzca, de acuerdo con la ley de *Lenz-Faraday*, una fuerza electromotriz (*fem*) parásita en la línea perturbada.

$$fem = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d(B \cdot S \cdot \cos \alpha)}{dt} \quad (339)$$

Donde Φ representa el flujo magnético, B corresponde a la inducción magnética, S es la superficie atravesada por el flujo magnético y α simboliza el ángulo que forman la normal de la superficie con el campo magnético.

Mientras, el acoplamiento por campo eléctrico, provoca que el potencial de la línea perturbadora induzca, de acuerdo con la ley de *Gauss*, una carga parásita en la línea perturbada y en consecuencia una variación de voltaje.

$$q = \varepsilon_0 \cdot \int_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \int_V \rho \cdot dV \quad (340)$$

Donde q representa la carga, ε_0 corresponde a la permitividad del vacío, \vec{E} simboliza el campo eléctrico, \vec{S} es el vector superficie (perpendicular a la misma), ρ representa la densidad de carga y V corresponde al potencial.

Aunque normalmente se analizan los dos fenómenos por separado, lo cual permite realizar de forma más sencilla su estudio y aplicaciones, en la realidad la diafonía es consecuencia de una combinación de ambos.

4.1.1.1 Tipos de Diafonía

Desde el punto de vista del fenómeno originario, se pueden distinguir dos tipos de diafonía, la capacitiva y la inductiva ^[104]. La **diafonía capacitiva** se caracteriza por la interacción entre señales a través de un campo eléctrico, que provoca una distorsión de sus potenciales, a menudo recíproca y transitoria. La diafonía capacitiva suele ser el resultado de una capacidad demasiado elevada entre pistas cercanas, tal y como se muestra en la Figura 116 (izquierda), y su efecto aumenta con el nivel de tensión y con la impedancia del circuito perturbador. Este tipo de diafonía es relativamente fácil de evitar, ya que la mayoría de los apantallamientos electrostáticos utilizados suelen ser bastante eficaces.

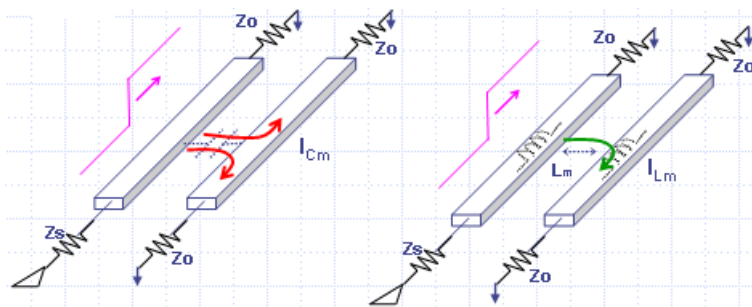


Figura 116. Diafonía capacitiva (izquierda) y diafonía inductiva (derecha).

La **diafonía inductiva** sin embargo es una interacción entre señales a través de un campo magnético variable, que provoca una distorsión de sus corrientes de forma recíproca y transitoria. La diafonía inductiva suele estar causada por los bucles de las corrientes que transportan las señales, tal y como se muestra en la Figura 116 (derecha), los cuales actúan como pequeños transformadores y su efecto aumenta con el nivel de corriente y con la conductancia del circuito perturbador. Como los bucles son generalmente complejos, puede resultar difícil su blindaje, por lo que es preferible eliminarlos, siempre y cuando no se trate de una señal y su retorno, en cuyo caso sólo cabe el apantallamiento magnético.

En la práctica la diafonía es un fenómeno combinado de la diafonía capacitiva y la inductiva, especialmente cuando la impedancia de carga y la impedancia característica del circuito son semejantes. De todas las posibles situaciones que pueden dar lugar a diafonía en un circuito impreso, se suelen distinguir cinco escenarios típicos ^[101], según se trate de PCI monocapa, bicapa o multicapa, que representan a la mayoría de casos. Estas cinco situaciones se han representado detalladamente en la Figura 117.

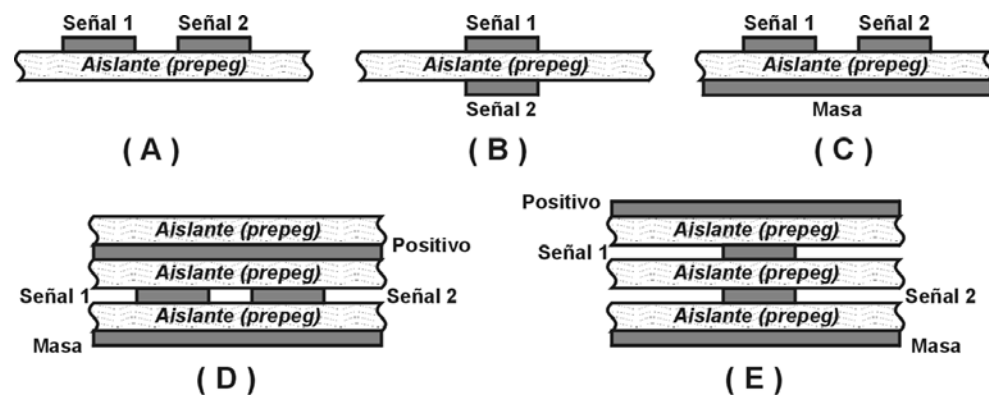


Figura 117. Topologías típicas para la diafonía en una PCI.

Las pistas de retorno de las señales 1 y 2 en las placas de simple y doble cara, sin plano o rejilla de masa, se localizan a una distancia de las pistas de señal muy variable y por ello no se muestran en las configuraciones (A) y (B) de la Figura 117. Afortunadamente, en este caso, la impedancia de las pistas de señal y el factor de acoplamiento suelen ser independientes de la separación con la pista de retorno. En general, la disposición que se muestra en la Figura 117-(B) y 117-(E) presentan mayor diafonía que la (C) y la (D), aunque en todos los casos existirá el fenómeno a menos que se intercale una pista de masa como blindaje.

4.1.1.2 Reglas de Diseño para la Diafonía

Sin entrar en cuestiones diferenciadoras entre la diafonía capacitiva y la inductiva, es más que recomendable seguir las siguientes reglas de diseño para reducir los problemas asociados a ambos tipos de diafonía ^[3].

- Escoger el sustrato de la placa con la menor constante dieléctrica posible.
- Reducir la longitud común entre pistas. Hay que tener en cuenta que una pista de longitud inferior a $\lambda/4$ nunca actuará como una línea de transmisión, siendo λ la longitud de onda de la mayor frecuencia perturbadora.
- Aumentar la distancia entre pistas.
- Cuando los dos puntos anteriores no se puedan satisfacer, considerar la inclusión de una pista conectada a masa entre las pistas de señal.
- Reducir el espesor del aislante entre las capas de pistas y el plano de masa.
- Reducir el valor de la tensión perturbadora, si es posible.
- Controlar la relación entre la longitud y la separación de las pistas que trascurren en paralelo, siendo preferible un aumento en la longitud y la separación que una disminución proporcional de ambas.
- Es preferible trazar las pistas de las señales en capas distintas de sus pistas de retorno (mejor si siguen el mismo recorrido) o del plano de masa. No es recomendable una disposición coplanar en la que las pistas de señal y sus retornos se encuentren en la misma capa.
- Diseñar los circuitos para que funcionen con las frecuencias más bajas posibles y con las conmutaciones más limpias en circuitos digitales.
- La diafonía inductiva se reduce disminuyendo las inductancias parásitas, minimizando el área de los bucles y terminando adecuadamente las líneas.
- Reducir el valor de la impedancia conectada a la pista que queremos proteger o aumentar la impedancia de la pista perturbadora.
- No trazar pistas de reloj junto a pistas sensibles, como las líneas de control de un microprocesador, sino junto a una o dos pistas de masa.
- En los circuitos digitales se deben trazar las pistas correspondientes al bus de direcciones perpendicularmente al de datos y control. La pista del bit menos significativo del bus de direcciones debe estar al lado de una pista de masa y su anchura debe ser como mínimo el 17% de su longitud.

- Para disminuir la capacidad se debe reducir la longitud de las pistas, aumentar el espesor de la placa y reducir la superficie de cobre alrededor de las patillas de los componentes, hasta los límites de fabricación.
- Las pistas estrechas presentan menor capacidad, pero también una mayor impedancia y peor inmunidad contra las EMI. Una anchura razonable de las pistas de señal podría ser de $0,2\text{mm}$ a $0,4\text{mm}$ para un circuito clase 3.
- Los bucles artificiales generados durante el trazado de las pistas, cuando se concatenan los retornos de varias señales, deben eliminarse y los bucles naturales, que forman las pistas de señal y sus retornos, se deben reducir al mínimo, permitiendo un camino de retorno lo más directo posible.

4.1.2 Fundamentos de las Reflexiones de Señal

Los tiempos de ascenso y descenso extremadamente cortos de las señales digitales de alta frecuencia, en pistas largas (como las de los buses) que no tienen adaptadas sus impedancias terminales y que se comportan como líneas de transmisión ^[105], pueden provocar problemas de oscilaciones en los intervalos de transición de dichas señales, como consecuencia de las reflexiones.

Una pista que se comporta como una línea de transmisión introduce un retardo de propagación, igual al tiempo que necesita la señal para ir desde la fuente hasta la carga; por ello, la fuente y la carga deben tratarse eléctricamente como puntos distintos, dado que la señal no es la misma ni aparece al mismo tiempo en ambos. A diferencia de un conductor normal, una línea de transmisión debe tratarse como una red de inductancias y capacidades distribuidas a lo largo de toda su longitud, donde una señal limpia pueden convertirse en una señal deformada por múltiples reflexiones si la línea de transmisión está mal adaptada.

Para evitar o reducir las reflexiones es necesario tener en cuenta los parámetros de la línea de transmisión que forman las pistas, las especificaciones y localización de los dispositivos que envían señal (*drivers*) a la línea, la cantidad y tipo de receptores y los valores de las impedancias terminales.

4.1.2.1 Origen y Control de las Reflexiones

Se debe diferenciar entre las reflexiones y las oscilaciones resonantes, dado que tienen un origen distinto y las perturbaciones que producen son de distinta frecuencia, normalmente mayor en las oscilaciones resonantes que en las

reflexiones de señal ^[106]. Una oscilación resonante se suele producir cuando se combinan la inductancia de una pista con terminación débil y las capacidades parásitas asociadas a la malla de la señal. Las reflexiones, en cambio, se generan como consecuencia de las variaciones bruscas en la impedancia de la línea, haciendo que una parte de la señal que se propaga hacia la carga retorne a la fuente (1ª reflexión), donde de nuevo otra parte podría ser reflejada hacia la carga (2ª reflexión) y así sucesivamente ^[107]; este fenómeno se ilustra en la Figura 118.

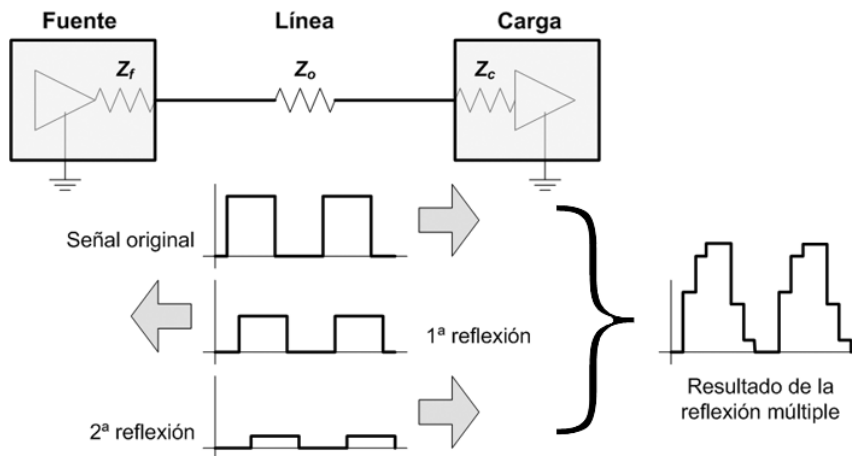


Figura 118. Fenómeno de reflexión múltiple en una línea de transmisión mal adaptada.

En general se cumple que $Z_f < Z_o < Z_c$, siendo Z_f la impedancia de la fuente, Z_o la impedancia característica de la línea y Z_c la impedancia de la carga. Dado que existen tres impedancias efectivas en la malla de señal, hay dos cambios de impedancia involucrados a lo largo de su recorrido, por ello se pueden establecer dos estrategias generales para evitar las reflexiones.

1. Para evitar que se produzca la primera reflexión (en la carga) debe hacerse que $Z_o = Z_c$. Como Z_c suele ser mucho mayor que Z_o se debe reducir la impedancia efectiva de la carga, para lo cual existen varias técnicas:
 - **Terminación en paralelo:** Conectando una resistencia R_p en paralelo cerca de la carga, de forma que $R_p = Z_o$. Esta resistencia puede conectarse a masa o a la alimentación positiva, ya su efecto sobre la componente alterna es equivalente.
 - **Terminación AC en paralelo:** Conectando un condensador en serie con R_p se elimina la componente continua de la terminación, ya que sólo es necesario igualar las impedancias cuando hay una transición, es decir, para la componente alterna de la señal. Con una capacidad de unos 100pF es suficiente para bloquear la corriente continua sin perjudicar la adaptación de la impedancia de línea.

- **Terminación Thevenin:** Conectando dos resistencias, una a masa (R_{pD}) y otra a la alimentación positiva (R_{pH}), se consigue un camino de corriente continua constante. Sin embargo, para la componente alterna ambas resistencias están conectadas a masa, por lo que su valor debe calcularse para que $Z_o = R_{pD} / R_{pH}$.
2. Para evitar que se produzca la segunda reflexión (en la fuente), cuando la primera se propague hacia atrás, han de igualarse las impedancias de la fuente y la de la línea, $Z_f = Z_o$. Esto se consigue normalmente mediante la técnica de terminación en serie, en la que se incrementa Z_f añadiendo cerca de la fuente una resistencia en serie R_s , cuyo valor es fácil de calcular pues tiene que cumplirse la condición $R_s = Z_f - Z_o$.

La adaptación de las impedancias terminales es una herramienta muy efectiva para transmitir señales limpias, pero depende de que Z_o sea consistente a lo largo de toda la línea de transmisión. La uniformidad de **la impedancia de línea puede verse alterada por el trazado de las pistas** y por ello, cuando cambie la dirección de trazado en pistas que transportan señales de alta frecuencia, se debe evitar cualquier cambio brusco, impidiendo que actúe como una discontinuidad que pueda causar fenómenos de reflexión ^[108].

Por tanto, los cambios de dirección en las pistas de una PCI deben ser trazados lo más suavemente posible, evitando los ángulos rectos (90°) como el que se muestra en la Figura 119-(A). Una solución sencilla, aunque poco efectiva por encima de los 100MHz, es achaflanar las esquinas puntiagudas como en la Figura 119-(B), siendo preferible el trazado en diagonal ($135^\circ/45^\circ$) de la Figura 119-(C) para frecuencias de hasta 1GHz. El trazado curvo de la Figura 119-(D) es el más recomendable para mantener casi constante la impedancia característica de la pista, cuando las señales superan 1GHz de frecuencia.

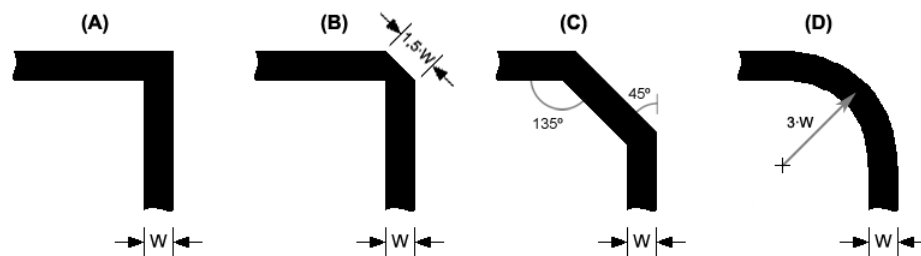


Figura 119. Cuatro formas de cambiar la dirección del trazado de una pista.

Si hay que conectar varias cargas a una pista que actúa como línea de transmisión debemos distribuirlas lo más cerca posible de ésta; si no es así, debería adaptarse

cada carga independientemente, siempre y cuando no se usen terminaciones en serie. En caso de que la técnica de adaptación de impedancias utilizada sea la terminación en serie, la mejor opción para distribuir la señal por varias cargas es utilizar otras tantas líneas de transmisión en paralelo, introduciendo de esta forma un retardo de propagación menor ^[101].

En una PCI, la pista que transporta la señal de reloj normalmente llega a varios CI, por lo que la línea de transmisión va a tener múltiples cargas, y además suele ser la señal de mayor frecuencia del circuito. Si esta pista se traza al azar y de forma desordenada cada unión y cada final de pista formará una discontinuidad que podrá generar reflexiones múltiples, distorsionando la señal y provocando posiblemente fallos de funcionamiento. Para evitar esto, las conexiones de la señal de reloj deben realizarse en serie a través de una sola pista (una sola línea de transmisión) que mantenga homogénea su impedancia y añadiendo al final su correspondiente terminación para adaptarla.

4.1.2.2 Reglas de Diseño para las Reflexiones

- Controlar las impedancias características de las líneas de transmisión, así como sus terminaciones. Esta tarea es imprescindible a frecuencias muy altas, donde se debe considerar la utilización de pistas microstrip y stripline para reducir el retardo de propagación.
- Un buen criterio para considerar una pista como una línea de transmisión podría ser, que el tiempo de subida o bajada de la señal sea menor o igual a cuatro veces el retardo de propagación de dicha pista.
- Cuando se utilizan familias lógicas de alta velocidad es necesario poner impedancias terminales en las pistas que, por su longitud, introduzcan un retardo superior a dos veces el retardo de una puerta lógica.
- Para una terminación en paralelo se conecta una resistencia R_p a masa o a la alimentación positiva cerca de la carga, de forma que $R_p = Z_0$.
- Para una red de adaptación terminal *Thevenin* (dos resistencias en paralelo, una conectada a positivo y otra a masa), normalmente se escogerán resistencias iguales para obtener un sistema equilibrado.
- Para la terminación en serie se incrementa Z_f añadiendo una resistencia en serie R_s , de forma que $Z_f + R_s = Z_0$. Con estas terminaciones la última carga que reciba la señal debe estar cerca de la fuente.

- Las terminaciones en serie provocan una disminución del nivel de señal con cargas de bajo valor óhmico; para evitar esto se puede repartir la carga por varias líneas de transmisión en paralelo, en lugar de una sola.
- Al emplear terminaciones en serie con circuitos integrados DRAM (*Dynamic Random Access Memory*) con entradas sensibles al nivel, se debe permitir un retardo extra igual a dos veces el retardo de la línea en todos los CI.
- Los cambios de dirección en el trazado de las pistas deben llevarse a cabo de la forma más gradual posible.
- Para que la impedancia de línea sea uniforme y no se vea afectada por el trazado, las pistas no deben distribuirse en forma de T.
- Los cambios de plano de las pistas a través de las vías provocan discontinuidades en la impedancia de línea. Esto pueden ser el origen de reflexiones en la señal, por ello cuando se traza una línea de transmisión es importante escoger el camino que menor número de vías necesite.
- El modelo eléctrico equivalente de una pista es un circuito RLC en serie, lo cual constituye un sistema subamortiguado y por ello oscilará como un circuito resonante si se cumple la desigualdad $4 \cdot L/C \cdot R^2 > 1$.

4.1.3 Fundamentos de la Estabilidad en la Alimentación

Un circuito impreso debe contar con una buena estabilidad en su sistema de alimentación. No sólo hay que tener una buena masa, pensando en las EMI; también “el positivo” de la alimentación debe considerarse con la misma importancia que la masa y debe ser tan estable como ella (Un circuito impreso debe contar con una buena estabilidad en su sistema de alimentación, para ello hay que tener en cuenta tanto la masa a tierra como el terminal “positivo” de la alimentación de dicho circuito).

En el comportamiento de las líneas de alimentación en una PCI influyen muchos parámetros^[109]: la forma de su trazado, los parámetros eléctricos de las pistas, los condensadores de desacoplo, la tensión de rizado admisible, la diferencia de potencial máxima admisible entre dos puntos cualesquiera de la masa y el rango de frecuencias de las señales. Lo ideal es que la impedancia de salida de la fuente de alimentación sea lo más baja posible hasta llegar al circuito impreso.

En general, las pistas de alimentación deben distribuirse de manera que se minimice el área encerrada por los distintos bucles de alimentación. Esto se

puede conseguir de forma óptima utilizando planos de alimentación, uno para el positivo y otro para la masa, lo cual sólo es posible con la tecnología de circuitos impresos multicapa. Cuando se trata de circuitos impresos con una o dos caras de cobre, la distribución más eficaz de las pistas de alimentación es la que adopta forma de malla o utiliza barras bus⁴, aunque ninguna de las dos opciones alcanza la eficiencia de los planos de alimentación [110].

4.1.3.1 Distribución de las Pistas de Alimentación en Circuitos Multicapa

Existen varias posibilidades para distribuir los planos de alimentación (positivo y masa) con respecto a las líneas de señal, siempre que dispongamos de placas multicapas [101]. En la Figura 120-(A) se presenta una de las configuraciones más comunes en los circuitos impresos de cuatro capas, por ser la más fácil de fabricar, y que consiste en poner los planos de alimentación en las dos capas internas y dejar las dos externas para las pistas de señal, facilitando así el acceso a las mismas. Sin embargo, hay que tener en cuenta que con este tipo de distribución las pistas de señal quedan más expuestas a las EMI externas.

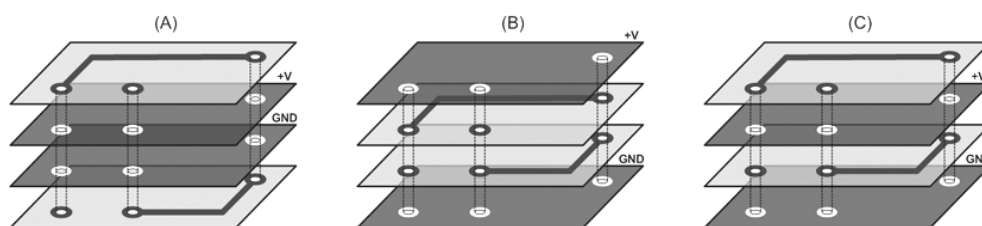


Figura 120. Formas de distribuir los planos de alimentación en una PCB multicapa.

Otra opción es la de la Figura 120-(B), con una disposición de los planos de alimentación en las capas externas, lo cual proporciona un buen blindaje de las pistas de señal contra las EMI (*Electro-Magnetic Interference*) externas. Al mismo tiempo, este blindaje también reduce la emisión de perturbaciones hacia el exterior, facilitándose así el cumplimiento de las normas de EMC. Por contra, resulta casi imposible el acceso a las pistas de señal, si previamente no se han dispuesto taladros o vías de acceso para llegar a ellas. También debemos destacar que, al estar los dos planos de señal adyacentes, podrían presentarse problemas de diafonía.

⁴ Las barras bus son dispositivos constituidos por un conjunto de conductores planos, separados por un material dieléctrico y encapsulados dentro de un cuerpo rígido, que se montan estratégicamente sobre la PCB como sistema de distribución de la alimentación (positivo y masa) fuera de los planos de pistas, añadiendo una capacidad distribuida que permite optimizar las características eléctricas de la alimentación.

Finalmente, existe una forma de distribuir las capas tal que aísla los dos planos de pistas de señal entre ellos y uno queda accesible, tal y como se muestra en la Figura 120-(C), alternando un plano de alimentación y otro de señal. En cierto modo esta configuración reduce los inconvenientes de las anteriores, pero tampoco ofrece todas sus ventajas. La disposición final de capas seleccionada para un circuito impreso dependerá de las condiciones de contaminación electromagnética en las que vaya a trabajar, de las normas de EMC que deba cumplir y de otros requerimientos y consideraciones de carácter funcional.

Cuando se diseñan circuitos impresos de alta frecuencia (AF) es conveniente dejar los planos de alimentación y masa tan intactos como sea posible, ya que las señales de AF toman el camino de menor impedancia, es decir el de menor inductancia, y éste no tiene por qué ser el camino geoméricamente más corto ^[11]. El conjunto de taladros alineados de los circuitos integrados puede causar rupturas en el plano de masa desviando el camino de retorno y forzando a un incremento de la inductancia. Esto se debe de tener en cuenta al trazar las pistas de señal, tratando de proporcionar buenos caminos de retorno.

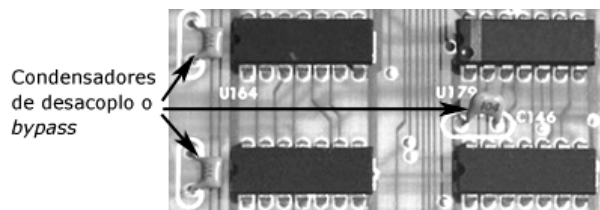


Figura 121. Condensadores cerámicos para el desacoplo de circuitos integrados.

En los planos de alimentación existen corrientes parásitas y flujos no uniformes, por lo que cada circuito integrado debería desacoplarse con un condensador cerámico. Cada condensador tiene una pequeña inductancia asociada a sus elementos de conexión, la cual no es despreciable y reduce su rendimiento a altas frecuencias ^[12]; por ello, es importante desacoplar lo más próximo a las patillas de +V y GND de los circuitos integrados, como se ve en la Figura 121. Para este fin, resulta ideal un condensador de montaje superficial, ya que puede colocarse debajo del encapsulado del CI y muy cerca de las patillas de alimentación.

4.1.3.2 Distribución de las Pistas de Alimentación en Circuitos Bicapa

Cuando se diseña un circuito impreso bicapa es casi imposible reservar una de las caras de cobre a la alimentación, pues en el trazado de las pistas de señal será necesario cambiar de capa muchas veces, cuando el trazador se encuentre con los numerosos obstáculos propios de la PCI ^[1]. Entonces, la estrategia será

compartir una o ambas caras con las pistas de señal, procurando que las de alimentación no obstaculicen demasiado formando áreas cerradas pequeñas. Como se puede comprobar, esto entra en claro conflicto con el principio general que se planteó en el epígrafe anterior, donde se indicaba que las pistas de alimentación deben distribuirse de manera que se minimice el área encerrada por los distintos bucles de alimentación. Por ello, la distribución de las pistas de alimentación en un circuito bicapa es bastante complicada y, casi siempre, pasa por una solución de compromiso entre eficacia de EMC y facilidad de trazado.

En la figura 122 se muestran tres de las soluciones más comunes para la distribución de pistas de alimentación en circuitos de dos caras ^[101]. La opción (A) presenta una disposición de las pistas de masa y positivo con idénticos trazados, pero enfrentados en caras distintas; de esta forma el sustrato de la placa, situado entre las dos pistas, actúa como dieléctrico y se crea una capacidad distribuida a modo de bus que ayuda a reducir las EMI. Esta configuración es la que presenta menor inductancia de todas, especialmente si se mejora con pistas transversales o barras bus; por contra, se dificulta el trazado posterior de las pistas de señal, ya que las dos caras presentan múltiples obstáculos como consecuencia de los bucles semicerrados que forman las pistas de la tensión positiva y de la masa.

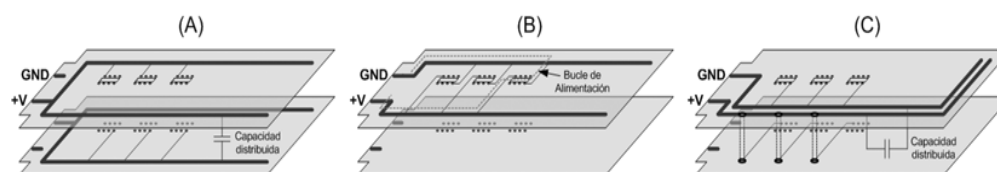


Figura 122. Formas de distribuir la alimentación en una PCB bicapa.

La distribución que se muestra en la Figura 122-(B) representa la disposición más susceptible a las EMI, pues como puede observarse, se crean múltiples bucles de alimentación que encierran grandes áreas; además, la facilidad del trazado posterior es buena sólo relativamente, pues, aunque deja una cara completamente libre para las pistas de señal, la otra queda prácticamente bloqueada por los bucles cerrados que forman las pistas de +V y GND. Por todo ello, esta opción no es muy recomendable y debería evitarse.

La disposición de la Figura 122-(C) es buena desde el punto de vista de la EMC, pero suele ser más difícil de trazar que las anteriores. Al igual que la opción (A), la (C) presenta una capacidad distribuida entre las dos pistas de alimentación, la cual se mejora reduciendo la distancia de separación; sin embargo, la inductancia asociada al bus no llega a ser tan baja como la de la primera configuración. En cuanto a la facilidad de trazado para las pistas de señal, esta distribución resulta

bastante adecuada, pues, aunque no queda ninguna cara completamente libre, las áreas formadas por los bucles de alimentación son bastante abiertas y dejan mucho espacio para el trazado posterior.

Las pistas de alimentación generales distribuidas por toda la placa deben tener como mínimo una anchura de 1mm y las pistas particulares de cada CI no deben ser inferiores a $0,4\text{mm}$. Ya que no es posible disponer de planos de masa y positivo en un circuito de doble cara, es más que recomendable formar una malla de masa y, si es posible, otra de positivo. Para ello debemos expandir al máximo la superficie de las pistas de masa, por toda la superficie libre que haya quedado después de trazar las otras pistas ^[107]. Los mejores resultados se obtienen con una malla completamente maciza, como la que se muestra en la Figura 123; una malla aceptable estaría formada por pistas con unos $1,2\text{mm}$ de separación, aunque se pueden obtener resultados moderados con una separación de 4mm a 5mm .

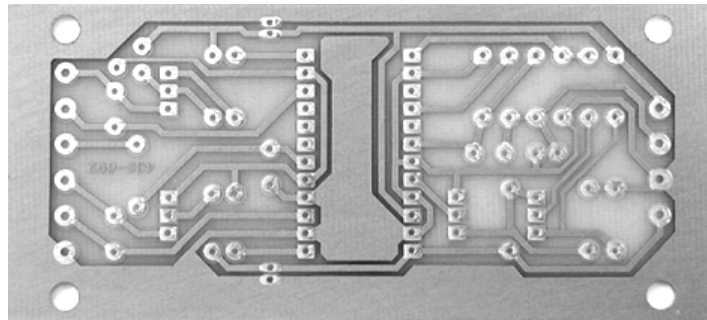


Figura 123. Placa de circuito impreso de 2 capas con malla de masa maciza.

Una buena forma de comprobar que la distribución de la alimentación en un circuito impreso es adecuada, consiste en realizar medidas de tensión diferencial entre diversos puntos de la misma, así como de la tensión de rizado justo en las patillas de alimentación de los CI, mediante un osciloscopio de alta frecuencia con entrada diferencial ^[105]. Una buena distribución de masa y positivo no debe dar una tensión diferencial superior a los 500mV_{pp} ni una tensión de rizado superior al 5% de $+V$. Todas estas consideraciones son válidas tanto para mejorar la inmunidad frente a las EMI radiadas, como para atenuar en su origen las EMI emitidas por el propio circuito.

4.1.3.3 Reglas de Diseño para la Estabilidad en la Alimentación

- En todo diseño siempre se debe realizar un estudio serio de la distribución de la masa y del positivo de la alimentación.

- El principal objetivo en la distribución de la tensión de alimentación debe ser minimizar las áreas de los bucles de corriente y con ello la inductancia.
- Utilizar planos de masa y alimentación siempre que sea posible.
- Desacoplar correctamente cada circuito impreso, mediante condensadores electrolíticos, y cada circuito integrado, mediante condensadores cerámicos.
- Los condensadores de desacoplo de cada CI deben colocarse los más cerca posible de éstos, a menos de 30mm de las patillas de alimentación.
- El plano de masa debe cubrir al menos un 60% del área total de la PCI.
- En circuitos impresos en los que coexisten circuitos analógicos y digitales, se deben dedicar líneas o planos de masa independientes a cada tipo.
- Un plano de alimentación sobre un plano de masa tiene una inductancia extremadamente baja y una capacidad distribuida de $0,1\mu\text{F}/\text{m}^2$ a $10\mu\text{F}/\text{m}^2$.
- Las ferritas atravesadas por cables conductores causan pérdidas a altas frecuencias sin caídas de tensión en ellas y son adecuadas para filtrar las entradas de alimentación a los circuitos impresos.
- En los circuitos integrados más críticos, tales como generadores de reloj, convertidores A/D y D/A, filtros o amplificadores de pequeña señal, puede añadirse una pequeña inductancia en serie con el positivo, para eliminar las EMI. La inductancia máxima en estos casos es de $0,2\Omega$ y $10\mu\text{H}$ a $40\mu\text{H}$.
- Para desacoplar un circuito impreso se puede usar, de forma general, un condensador electrolítico (aluminio o tantalio) de $47\mu\text{F}$ por placa, uno de tantalio de $1\mu\text{F}$ por cada 10 circuitos SSI y uno cerámico de 100nF por cada 5 circuitos SSI, por cada contador o registro (MSI) y por cada 3 circuitos LSI. Hay que prestar una atención especial a los circuitos VLSI y sus periféricos, colocando un condensador cerámico de 100nF a cada uno.

4.2 ANTECEDENTES

La simulación eléctrica de circuitos es una etapa que se ubica entre las fases de diseño y fabricación y que a día de hoy resulta fundamental en el desarrollo de cualquier producto electrónico que se pretenda comercializar. Las simulaciones sobre esquema pueden dar una primera aproximación funcional del circuito realizado, bajo condiciones de entrada y salida similares a las de operación real, lo que reduce en gran medida el tiempo de diseño e incrementa la probabilidad de éxito técnico y comercial. Sin embargo, la evolución de la demanda tecnológica, que cada vez “apura” más las posibilidades materiales de la electrónica moderna, ha ido introduciendo la necesidad de simular más allá de la simple teoría de circuitos. Es por ello que en las últimas décadas se ha avanzado de forma espectacular con el *software* de simulación, el cual incluye ahora modelos más cercanos al funcionamiento real de los componentes y de los circuitos, teniendo en cuenta alinealidades, límites de operación, dependencias, etc., originados por fenómenos de distinta naturaleza, p.ej. de tipo térmico, electromagnético, etc.

En la actualidad, el modelado electromagnético de los circuitos electrónicos se puede resolver bajo dos posibles enfoques: el modelado físico mediante un conjunto de ecuaciones fundamentales, normalmente evaluadas por algoritmos numéricos tipo FDTD (*Finite Difference Time Domain*), que permiten predecir el comportamiento EM de cada uno de los elementos que componen el dispositivo y por ende el del conjunto; o a través de modelos en parámetros concentrados (modelos circuitales), que caracterizan globalmente al dispositivo mediante un conjunto equivalente de propiedades electromagnéticas fundamentales.

El proceso de modelado EM generalmente pasa por la caracterización de los fenómenos, la extracción de parámetros y la implementación del modelo. La exactitud de cualquier modelo electromagnético de un dispositivo o un circuito vendrá determinada, en última instancia, por la precisión de sus parámetros, los cuales dependen de la caracterización física llevada a cabo.

4.2.1 Modelos Electromagnéticos Numéricos

El modelado numérico de fenómenos electromagnéticos basado en los métodos de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD, Extended FDTD, etc.) está presente desde hace algunos años en muchas aplicaciones y puede compararse en precisión y eficiencia a otras técnicas ya consolidadas, como el método de los momentos u otros algoritmos del modelado por elementos finitos^[113]. Para obtener una correcta predicción del funcionamiento electromagnético

de un circuito eléctrico o electrónico, los entornos FEM (*Finite Element Method*) de modelado y simulación EM incluyen en sus modelos, además de los parámetros físicos que describen la geometría de cada uno de sus componentes, las propiedades de los materiales, las ecuaciones dinámicas de los fenómenos y las condiciones de contorno asociada al escenario que se pretende simular.

Estas técnicas y métodos de modelado presentan como ventaja principal el hecho generalizado de que permiten estudiar, previo a su fabricación, los efectos que produce la variación de cualquier elemento o situación sobre el dispositivo o circuito en su conjunto; a ello hay que añadir que “el trabajo intelectual” es sencillo para el usuario, ya que está basado en poco más que la reproducción de un escenario real sobre otro virtual en 3D, tal y como se muestra en la Figura 124. Por ello las herramientas *software* basadas en algoritmos FDTD se han convertido en la técnica de análisis computerizado más extendida para la resolución de problemas en las ciencias y las ingenierías, siendo el modelado electromagnético uno de sus más recientes campos de aplicación.

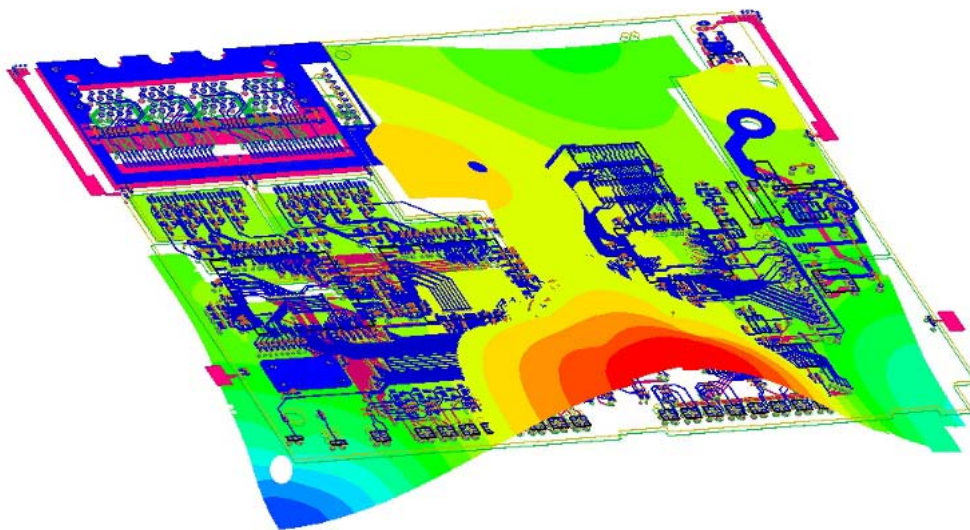


Figura 124. Modelado y simulación electromagnética por FEM de un circuito electrónico.

Por contra, el tiempo de aprendizaje del software FEM es muy elevado, así como su coste y mantenimiento, a lo que hay que sumar la opacidad casi total de los procesos de resolución y las considerables incertidumbres que pueden llegar a existir sobre los parámetros físicos exactos requeridos para definir los diferentes elementos y sobre los márgenes de error de los resultados. Además, dado el elevado tiempo que se requiere para el modelado y la simulación EM en este tipo de entornos, se hace casi inviable la simulación de casos multivariantes, muy típicos en la ingeniería, que requieran un número elevado de pruebas.

Los campos de aplicación de los algoritmos FDTD en entornos de modelado y simulación por elementos finitos son muy numerosos. Dado que trabajan en el dominio del tiempo, estos métodos permiten el cálculo de transitorios, la resolución de problemas de *scattering*⁵, estudios de propagación de ondas^[114], etc. El ajustado comportamiento a alta frecuencia de los modelos basados en FDTD ha sido el principal motivo de su utilización en aplicaciones para EMC, análisis y síntesis de antenas, cálculo del *Radar Cross Section* (RCS)⁶, comunicaciones ópticas^[115], diseño microelectrónico, etc.

Con el fin de dejar una leve constancia de sus fundamentos matemáticos, es posible hacer revisión básica de los métodos numéricos FDTD^[116]. En los casos donde existen fuentes de campo eléctrico y/o magnético, el caso más general, las ecuaciones de *Maxwell* pueden reducirse a las expresiones (341) y (342).

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \varepsilon \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (341)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\mu \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (342)$$

Donde \vec{J} es la densidad de corriente, ε representa la permitividad eléctrica y μ la permeabilidad magnética, ambas del medio, mientras que \vec{E} y \vec{H} simbolizan la intensidad de campo eléctrico y magnético respectivamente. El desarrollo de la ecuación (342) da un sistema acoplado (343) (344) (345) en el que las componentes de \vec{H} son funciones de las componentes de \vec{E} .

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (343)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (344)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (345)$$

⁵ Cambio de dirección o de cantidad de energía cuando alguna partícula elemental choca o pasa cerca del núcleo de un átomo o contra otra partícula elemental.

⁶ El RCS es una medida de cuánto de detectable es un objeto para un radar determinado.

De igual forma, el desarrollo de la ecuación (341) permite obtener un nuevo sistema, en el que las componentes de \vec{E} dependen de las componentes de \vec{H} .

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma \cdot E_x \right) \quad (346)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma \cdot E_y \right) \quad (347)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma \cdot E_z \right) \quad (348)$$

En esencia, los algoritmos numéricos FDTD se basan en la discretización de estos dos sistemas de ecuaciones, sustituyendo los operadores en derivadas parciales por otros en incrementos infinitesimales. Para solventar el problema de interdependencia entre E y H , Yee propuso una discretización diferente ^[117] para calcular el campo eléctrico y el campo magnético. Esta nueva discretización se realiza tanto en el dominio temporal como en el espacial, mediante lo que se conoce como celda Yee, que se muestra de forma detallada en la Figura 125.

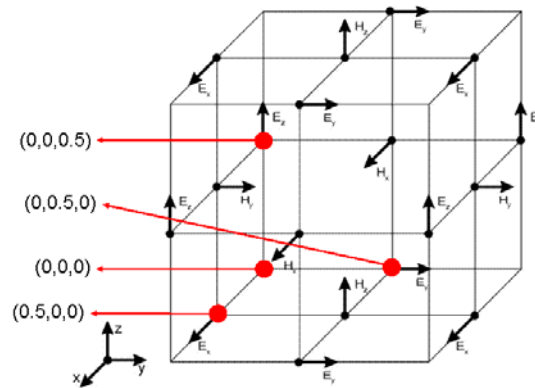


Figura 125. Celda ortogonal de Yee.

El método es relativamente sencillo: cada punto en el que se desea calcular una componente de \vec{H} estará rodeado por 4 puntos en los que ya se conocen las componentes de \vec{E} , así se puede obtener el valor del campo magnético a través de sus ecuaciones en forma diferencial o integral. Esto se traduce en que, conocido el valor de \vec{E} en el paso de simulación n , el algoritmo realiza el cálculo de las componentes del campo magnético adyacentes para un instante de tiempo $n+1/2$ (entre dos pasos de simulación); luego, se realiza el cálculo del campo eléctrico en $n+1$ a partir de las componentes de \vec{H} calculadas anteriormente ^[118].

De aquí se deduce una importante característica de este algoritmo, que es su capacidad de paralelización (se puede realizar de forma paralela para diversos puntos), ya que el cálculo solo depende de los valores de \vec{E} o \vec{H} anteriores.

La convergencia del algoritmo está condicionada por el dimensionado de los incrementos espaciales y de los temporales. Por lo que respecta a las condiciones espaciales, existe la recomendación de no crear celdas mayores de 1/20 parte de la longitud de onda mínima presente en el problema. Aunque a menudo esta cota es menos restrictiva que las propias condiciones de resolución requeridas para el modelo a discretizar. Otro aspecto importante en los algoritmos FDTD es la relación entre los incrementos temporales y espaciales, en tal sentido una discretización “fina” obliga a un cálculo con incrementos de tiempo reducidos. La causa de este condicionamiento está en la velocidad de propagación de los campos EM y sus efectos sobre las celdas vecinas. Estas condiciones se resumen en la condición de *Courant*^[119], que garantiza la convergencia cuando se cumple:

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \quad (349)$$

Donde Δt representa el intervalo de tiempo entre paso y paso de la simulación (discretización temporal), los términos Δx , Δy y Δz corresponden a la resolución establecida para la discretización espacial y por último v_{\max} es la velocidad máxima de propagación de la luz en el modelo, la cual dependerá de las características físicas de los materiales y medios implicados en la simulación.

En cuanto a las condiciones de contorno que son necesarias definir en los límites de los modelos, éstas se centran principalmente en la absorción del medio. En esta cuestión se han venido utilizando de forma mayoritaria dos técnicas para definir dichas condiciones: las ABC (*Absorbing Boundary Conditions*) descritas por *Mur*^[120] y las PML (*Perfectly Matched Layers*) descritas por *Berenguer*^[121].

4.2.2 Modelos Electromagnéticos Circuitales

Los modelos EM circuitales o de parámetros concentrados usan circuitos equivalentes para simular el comportamiento EM global de un dispositivo. Estos modelos contienen un número relativamente reducido de elementos primarios, con características lineales y no lineales, conectados entre sí mediante una topología específica. En realidad estos circuitos equivalentes son una abstracción y una simplificación que representa al componente o circuito en su conjunto, por

lo que los modelos EM circuitales deben incluir todas las características físicas relevantes y relacionarlas adecuadamente con los parámetros equivalentes. Las principales ventajas que presentan este tipo de modelos son una caracterización sencilla, su fácil implementación y una simulación altamente eficiente.

Las placas de circuito impreso son en esencia un medio de interconexión para los componentes que constituyen un determinado circuito electrónico. Por consiguiente, su comportamiento electromagnético vendrá determinado por los elementos de conexión propios, pistas, *pads*, *vias*, etc., así como por la disposición geométrica relativa de los mismos. Todos los fenómenos EM de campo cercano que se producen en el interconexiónado de un circuito impreso (acoplamientos, reflexiones e inestabilidades) y que ha sido descritos en el epígrafe 4.1, pueden ser simulados a partir de los diferentes modelos de líneas de transmisión.

Los modelos de conexiones basados en líneas de transmisión han sido utilizados desde hace décadas en muchos campos de aplicación, desde los viejos problemas de redes de transporte de energía, hasta los modernos sistemas de comunicación por cable de alta velocidad. Por lo tanto, las técnicas de modelado y los métodos de cálculo de líneas de transmisión están perfectamente consolidados en la actualidad, pudiéndose encontrar una bibliografía muy abundante sobre el tema.

Aunque en esta tesis los modelos de líneas de transmisión están orientados a las pistas de cobre de las PCI, la misma teoría se aplica a las conexiones construidas con aluminio, níquel y otros metales, con ligeras modificaciones para tener en cuenta la diferencia en conductividad. También se puede aplicar a conductores basados en hidrocarburos y de polisilicio, aunque en estos casos predominará el modo de propagación RC debido a su alta resistencia.

El modelado electromagnético de los circuitos impresos ha de ser abordado en varias vertientes, para conseguir modelos completos que sean verdaderamente representativos del comportamiento EM de todos y cada uno de los elementos que los componen. Estos conjuntos electrónicos pueden concebirse como una agrupación de dos subconjuntos: por un lado la placa de circuito impreso (PCI) con todos sus elementos de conexión, aislamiento y soporte, y por otro los componentes eléctricos y electrónicos que desempeñan la función del circuito.

El comportamiento electromagnético de los circuitos impresos, debido a los fenómenos de campo cercano, tiene su origen en las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales y medios que los componen. Estas propiedades han sido estudiadas y modelizadas en forma de elementos o estructuras circuitales equivalentes por muchos autores, desde un enfoque clásico y más bien teórico, como el de *Thidé* en ^[98], el de *Panofski y Philips* en ^[99] o el de *Johansson y Lundgren* en

^[100], hasta otros trabajos con planteamientos más prácticos y una orientación más heurística, como los de *Balcells et al* en ^[101], los de *Johnson y Graham* en ^[103] y ^[104], los de *Hall et al* en ^[106] o los de *Brooks* en ^[107], autor este último que también ha llevado a cabo estudios relativos al modelado térmico de los circuitos impresos, en clara coincidencia con el enfoque multifísico de la presente tesis.

En los últimos años han proliferado los trabajos de un gran número de autores orientados a lo que se ha dado en llamar como la **Integridad de Señal** (IS) o *Signal Integrity*, en inglés, que no es otra cosa que el enfoque heurístico de la propia Compatibilidad Electro-Magnética (CEM) o *Electro-Magnetic Compatibility*, en inglés. En este concepto aparentemente simple se esconde todo un campo de estudio multidisciplinar que aglutina, por un lado los fenómenos que pueden afectar de forma específica a las señales de los circuitos, equipos y sistemas electrónicos, tanto cualitativa como cuantitativamente, y por otro las medidas para preservar las formas de onda y características originales de dichas señales.

Bajo el enfoque de la integridad de señal han sido abordados los problemas específicos de las señales de Alta Frecuencia (AF), en inglés, *High frequency* (HF) o *Radio frequency* (RF), por *Pekka* en ^[105] con una clara orientación a la ingeniería de diseño. Otro tipo de señales objeto de numerosos estudios dirigidos a la IS han sido las digitales, especialmente las modernas de alta velocidad, como los llevados a cabo por *Dally* en ^[108], los de *Thierauf* en ^[111] o los de *Scarlati* en ^[122]. El tercer grupo o tipo de señales que ha sido tratado en un buen número de trabajos de divulgación y/o investigación científica corresponde a las señales de potencia o energía, asociadas principalmente a los circuitos y equipos destinados a la conversión de energía eléctrica; entre los más destacables cabe mencionar a *Bogatin* ^[109], *Swaminathan y Engin* ^[110], *Moreno-Muñoz* ^[123] o *Liau et al* ^[124].

Ya desde hace algunas décadas, han sido muchos los investigadores y estudiosos del tema que han trabajado con el convencimiento de que, para llegar a un nivel de modelización lo suficientemente aceptable de la realidad electromagnética de los circuitos electrónicos actuales, es necesario encontrar formulaciones de los fenómenos EM que representen adecuadamente a cada uno de sus elementos, por diminutos que estos sean, en el nivel holístico que le corresponda. En este sentido, los modelos del comportamiento electromagnético a AF de un circuito impreso necesariamente nacen del hecho de que todos los elementos de conexión existentes en él influyen en las señales que transportan.

Las *vias*, como piezas estructurales e imprescindibles para la conectividad entre capas de una PCI, han sido analizadas por numerosos autores como *Abhari* en ^[125] y ^[126], *Chen* en ^[127] y *Kouzaev* en ^[128]. Los *pads* de soldadura, que para muchos

autores son considerados como una variante de las *vias*, han sido también objeto de análisis y estudios de modelado por parte de investigadores como *Pajovic et al* en ^[129], *Abdul-Gaffoor et al* en ^[130], *Shahparnia y Ramabi* en ^[131], así como por parte de destacadas empresas del sector como *Xilinx, Inc.* en ^[132].

En cuanto a las pistas, como elementos principales de interconexión entre los componentes que forman parte de un circuito impreso, han sido ampliamente estudiadas bajo la teoría de líneas de transmisión y en la actualidad se pueden encontrar innumerables artículos, libros y tratados específicos, con propuestas de modelos cada vez más cercanos al comportamiento real de las mismas. Estos modelos han sido validados mediante métodos empíricos ^[133] o por comparación con otros métodos de análisis numérico ^[134] propios de los entornos FEM. Cabe destacar las aportaciones de *Johnson y Graham* ^[104], las de *Brooks* ^[107] ^[135] ^[136], las de *Thierauf* ^[111] o las de *Scarlati* ^[122], así como las contribuciones de empresas especialistas como *Infineon Technologies* ^[137].

Finalmente, los componentes funcionales de un circuito impreso, es decir, las resistencias, condensadores, diodos, transistores, circuitos integrados, etc., han sido estudiados y modelizados bastante antes que los elementos de la propia placa. De hecho los simuladores clásicos de circuitos electrónicos (en esquema) del tipo PSPICE (del fabricante *Cadence*) o MULTISIM (del fabricante *National Instruments*) incorporan desde sus orígenes modelos avanzados (no ideales) de todos los componentes que pueden formar parte de un circuito impreso. No obstante, en los últimos años han sido muchos los investigadores que han seguido trabajando en la consecución de modelos cada vez más precisos y adaptados a las nuevas tecnologías de fabricación y encapsulado, así como a los más recientes (elevados) rangos de frecuencia de trabajo.

Para el modelado electromagnético de los componentes básicos, llevado a cabo en esta tesis, han sido utilizados como fuentes de conocimiento, información e inspiración, entre otros, los trabajos sobre componentes embebidos de *Poddar et al* ^[138] ^[139], los de *Arora et al* sobre componentes integrados VLSI ^[140], los *Naishadbarn* sobre inductores de montaje superficial ^[141], los de *Lovelace et al* sobre el modelado para pequeña señal de transistores MOSFET ^[142] y los de *Kung y Chuah* sobre el modelado por diferencias finitas en el dominio temporal (FDTD) de diodos para circuito impreso ^[143].

4.2.2.1 Modelado de Líneas de Transmisión

Actualmente existe una gran variedad de tipos y medios de conexionado, que en la mayoría de los casos sirven para la transmisión de señales de datos (analógicos

o digitales). Las configuraciones más comunes para las comunicaciones digitales a larga distancia incluyen varios tipos de cables coaxiales y pares trenzados con o sin protección, mientras que las placas de circuito impreso modernas usan pistas de tipo *microstrip* o *stripline*, tal y como se muestra en la Figura 126.

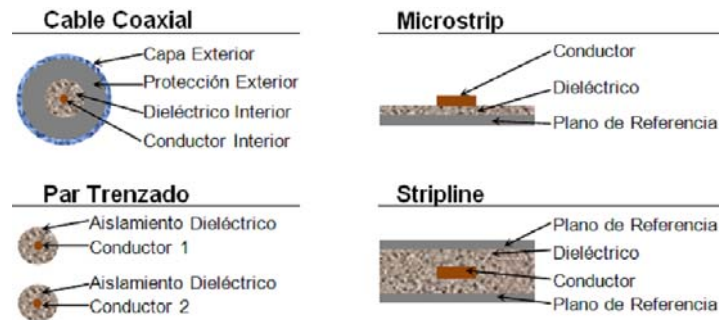


Figura 126. Medios de conexionado para la transmisión de datos.

En todos estos medios se pueden utilizar los mismos modelos de líneas de transmisión, con las mismas ecuaciones, siempre que exista una trayectoria bien definida para el flujo de señal y el retorno de la corriente.

Una aplicación típica de la transmisión de señales comprende una o más líneas de transmisión, de gran longitud y recorrido uniforme, que conectan las fuentes de señal (con características específicas) hasta las impedancias de carga que representan los conectores y/o encapsulados de los componentes. En general, los modelos de líneas de transmisión se pueden aplicar con éxito a cualquier medio de transmisión con las siguientes características:

- Comprende al menos dos conductores, aislados entre sí.
- Con una sección uniforme a lo largo de toda la estructura.
- Con geometría tal que la sección resulta pequeña comparada con la longitud de onda de las señales transmitidas.
- Una longitud amplia comparada con el espacio entre conductores.

Las ecuaciones que permiten modelar cada uno de los elementos que conforman una estructura de transmisión se pueden reducir a una combinación de dos parámetros, como se puede observar en la Figura 127. Estos parámetros son una impedancia (Z) en serie con la señal y el retorno de la corriente y una admitancia (Y) en derivación con el conductor de señal hacia el conductor de retorno.

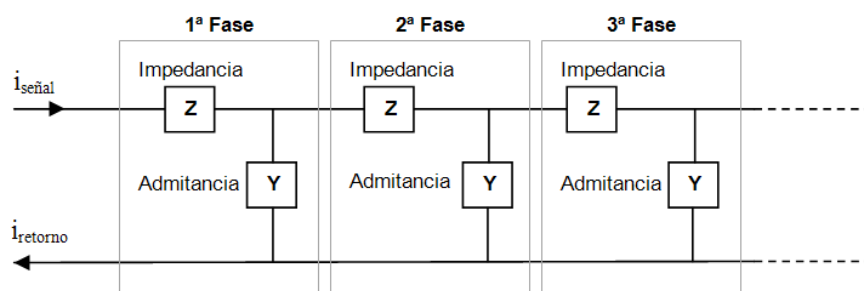


Figura 127. Estructura de transmisión típica en parámetros concentrados.

Para una estructura de transmisión típica las impedancias en serie comprenden la resistencia en serie del conductor de señal, las resistencias en serie del camino de retorno y la inductancia representada por la combinación del bucle de ida y vuelta de la corriente. Las admitancias de derivación comprenden la capacidad parásita entre los conductores de señal y retorno y una corriente continua de fuga a través del aislante dieléctrico que separa los conductores. Las impedancias en serie y las admitancias en derivación se definen en unidades de ohmios por unidad de longitud y siemens por unidad de longitud respectivamente.

La teoría de circuitos eléctricos con elementos agrupados requiere que ningún dispositivo almacene corriente, es decir, la corriente dentro y fuera de todos los dispositivos debe sumar cero. Expandiendo este principio a toda una red de dispositivos, se puede concluir que ninguna red puede almacenar corriente. La corriente de entrada a la red es igual que la corriente de salida de ella.

En teoría de circuitos, a la línea que separa completamente una red del circuito de otra se le llama *cut set*. El principio de no almacenamiento exige que la suma de corrientes a través de un *cut set* debe ser siempre igual a cero. Del principio de no almacenamiento se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Para cada línea de transporte de señal debe haber un camino de envío de corriente y un retorno de corriente igual y opuesto.
- Las corrientes de las señales que emanan de un *chip* digital generan un par de corrientes iguales pero opuestas en la alimentación y en la masa.
- La corriente de retorno es tan importante como la corriente de envío de señal, para el análisis de ruidos, diafonías y compatibilidad electromagnética.
- La corriente de las señales siempre forma un bucle.
- La suma de corrientes dentro de un nodo de la red es cero.

4.2.2.2 Parámetros Característicos de una Línea de Transmisión

En la Figura 128 se muestra el modelo circuital equivalente para una línea de transmisión continua. Este modelo descompone la línea de transmisión en una serie de pequeños segmentos o bloques de longitud estándar.

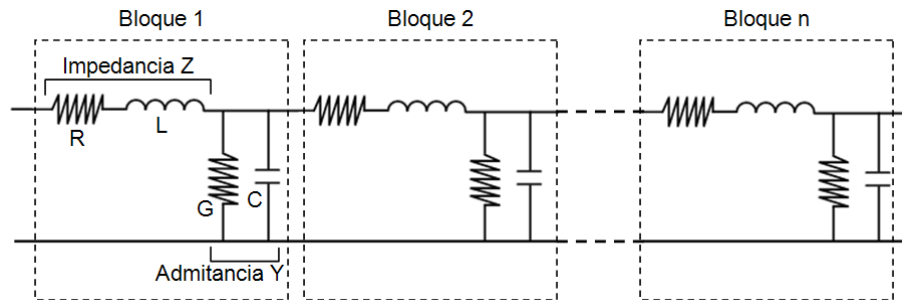


Figura 128. Modelo circuital equivalente de una línea de transmisión.

Como se puede apreciar en la Figura 128, la impedancia en serie está compuesta por una resistencia (R) combinada con una inductancia (L), mientras que la admitancia en derivación queda constituida por una conductancia (G) en paralelo con un condensador (C). Los valores de R , L , G y C representan la cantidad agrupada de resistencia, inductancia, conductancia y capacidad respectivamente, medidas por unidad de longitud, en la línea de transmisión.

Conceptualmente la impedancia característica de una línea de transmisión (Z_c) se define como la relación entre tensión aplicada y la corriente que circula en una dirección a lo largo de dicha línea. Como cabría esperar el valor de Z_c de una línea de transmisión es siempre una función de la frecuencia.

La impedancia característica de una línea de transmisión generalmente no es igual a su impedancia de entrada (Z_{in}). La dificultad para relacionar Z_c con Z_{in} consiste en que las líneas de transmisión admiten como mínimo dos modos de flujo de señal, uno en cada sentido de circulación, y en que estos dos modos coexisten de forma superpuesta. Los factores a recordar sobre Z_c y Z_{in} son:

1. Salvo que se fuerce lo contrario, las señales circulan de un extremo de la línea de transmisión al otro, siendo Z_c igual a Z_{in} .
2. Si se producen reflexiones, la correlación entre Z_c y Z_{in} desaparece.
3. Sólo bajo circunstancias especiales, donde no hay reflexión, se admite el cálculo de Z_c a partir de medidas de Z_{in} .

El procedimiento típico para medir la impedancia característica es utilizando un reflectómetro de dominio temporal (RDT). Este equipo inyecta, dentro de la línea de transmisión bajo prueba, un pulso de subida o de bajada limitado en amplitud y conocido en circuito abierto, a través de una fuente de impedancia también conocida, mientras se observa la señal acoplada en la entrada de la línea de transmisión, tal y como se muestra en la Figura 129 [104].

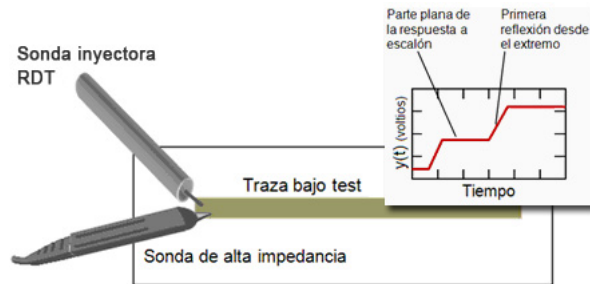


Figura 129. Medida de la impedancia característica de una línea de transmisión.

Si se designa con v_s a la tensión en circuito abierto de la fuente generadora del pulso, con v_c al nivel de la señal medida en estado de equilibrio, con Z_s a la impedancia de salida de la fuente y con Z_c a la impedancia característica de la línea de transmisión, entonces la relación entre v_c y v_s será la que establezca la impedancia de entrada de la estructura (Z_{in}), tal y como se expresa en la ecuación (350). La impedancia de entrada, bajo estas circunstancias, debería ser igual que la impedancia característica de la línea de transmisión.

$$Z_{in} = Z_C = Z_S \cdot \frac{v_c/v_s}{1 - v_c/v_s} \quad (350)$$

Cuando se inyecta una señal escalón dentro de una línea de transmisión de longitud finita, inicialmente en la línea se produce sólo un modo de transmisión de dicha señal (exceptuando casos con otras condiciones iniciales), así la línea presenta temporalmente una impedancia de entrada igual a Z_c . Tras un cierto tiempo, las reflexiones pueden llegar desde el extremo final al punto de origen de la señal; entonces, la impedancia de entrada que resulte de la medida dependerá de la configuración de la carga en el final de la línea. Por tanto, la medida de Z_c se debe llevar a cabo antes de que se produzca la primera reflexión.

En esta breve discusión sobre la medida de la impedancia característica se ha obviado un punto importante: que la impedancia característica cambia en función de la frecuencia. Considerando esto, la forma de onda medida como respuesta a la señal escalón no tendrá un perfil plano perfecto durante el tiempo

en alta, por lo que para calcular la impedancia característica será necesario decidir qué valor se toma como verdadero a lo largo de la pendiente de la señal.

Afortunadamente, en la mayoría de las situaciones típicas de transmisión de señales digitales en placas de circuito impreso, la impedancia característica de las conexiones cambia de forma relativamente lenta, dentro de los intervalos normales de frecuencias. No obstante, puede hacerse una medida bastante adecuada de la impedancia característica usando una señal escalón con un tiempo de subida comparable al de los circuitos integrados que serán usados en el sistema y con una amplitud dos o tres veces por encima del límite de los mismos.

Los circuitos impresos flexibles y los rígidos de escaso grosor con pistas muy finas pueden presentar una resistencia en serie considerable, lo suficiente como para hacer que la impedancia característica varíe notablemente con la frecuencia.

4.2.2.3 Cálculo de la Impedancia Característica

El cálculo de Z_c a partir de los parámetros característicos R , L , C y G comienza con la agrupación de las impedancias en serie y de las admitancias en derivación de cada bloque, dentro de los términos de Z e Y respectivamente. Como cabe esperar, ambas magnitudes varían con la frecuencia, ecuaciones (351).

$$\begin{aligned} Z &= j\omega \cdot L + R \\ Y &= j\omega \cdot C + G \end{aligned} \tag{351}$$

Considerando la impedancia de entrada de una cadena infinita de bloques en serie, como la que se muestra en la Figura 128, al añadir un nuevo bloque al principio de esta cadena, la impedancia de entrada (Z_{in}) de la estructura completa no cambia. En este punto conviene recordar que la impedancia de entrada de una cadena infinita de bloques discretos es un concepto ligeramente diferente al de la impedancia característica de una línea de transmisión continua. La adición de un nuevo bloque al final de la cadena implica matemáticamente dos pasos:

1. Combinar en paralelo con Z_{in} una admitancia en derivación Y .
2. Completar el resultado por adición de impedancias en serie.

$$Z_{in} = Z + \frac{1}{\frac{1}{Z_{in}} + Y} \tag{352}$$

Multiplicando los dos miembros de la ecuación (352) por $(1 + Y \cdot Z_{in})$ queda:

$$Z_{in} \cdot (1 + Y \cdot Z_{in}) = Z \cdot (1 + Y \cdot Z_{in}) + Z_{in} \quad (353)$$

Ahora, la ecuación (353) se puede manipular para obtener el valor de Z_{in} .

$$Z_{in} = \sqrt{\frac{Z}{Y} + Z \cdot Z_{in}} \quad (354)$$

La ecuación (354) expresa la impedancia de entrada de una cadena de infinitos bloques en parámetros concentrados. Una serie de circuitos equivalentes de elementos agrupados sólo puede aproximarse al comportamiento de una línea de transmisión continua, pero esta aproximación es mejor cuando la longitud de cada bloque disminuye y el número de bloques aumenta. En el límite, cuando el tamaño del bloque se aproxima a cero, el modelo discreto tiende a ser perfecto.

Dividiendo cada bloque de la Figura 128 en una serie de n bloques y cambiando los valores de R , L , G y C de cada bloque por los nuevos valores R/n , L/n , G/n y C/n respectivamente, se consigue modificar Z e Y por Z/n e Y/n . Si se sustituyen estos valores en la ecuación (354) y se toma como límite n , se obtiene una ecuación para la impedancia de entrada de líneas de transmisión continuas.

$$Z_C = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{Z/n}{Y/n} + \frac{Z}{n} \cdot Z_{in}} \quad (355)$$

En el límite, cuando n está próximo a ∞ , la ecuación queda:

$$Z_C = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad (356)$$

En esta ecuación es posible sustituir Z e Y por las ecuaciones (351).

$$Z_C = \sqrt{\frac{j\omega \cdot L + R}{j\omega \cdot C + G}} \quad (357)$$

Quedando la ecuación (357) como la expresión general válida para el cálculo de la impedancia característica de una línea de transmisión.

4.2.2.4 Definición y cálculo del Coeficiente de Propagación

Las señales se propagan por toda la estructura de las líneas de transmisión sufriendo una cierta atenuación, la cual se caracteriza por un factor dependiente

de su longitud. Este factor de atenuación se designa mediante Ψ y expresa la disminución exponencial de la amplitud de la señal con respecto a la distancia.

El factor de atenuación de una línea de transmisión, tomado por unidad de longitud, suele llamarse función de propagación. Esta función depende de la pulsación y representa la curva de atenuación frente a ω en un segmento de línea de longitud unitaria. $\Psi(\omega, l)$ es la misma curva pero referida a una longitud l .

$$\Psi(\omega, l) = [\Psi(\omega)]_l \quad (358)$$

En la Figura 130 se muestra la estructura de una línea de transmisión continua con un bloque de entrada de impedancia Z_c . Si se define Z' como la impedancia vista a la derecha de la línea A, marcada en la misma Figura 130, el teorema del divisor de tensión (resistivo) permite calcular fácilmente el coeficiente de propagación para un segmento unitario ($\tilde{\Psi}$) mediante la expresión (359).

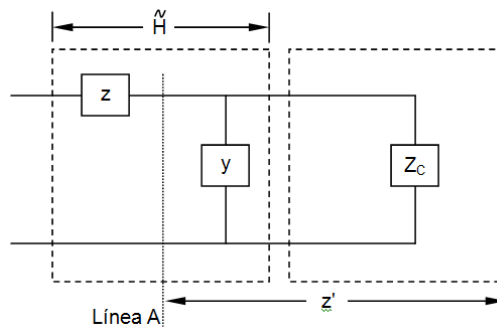


Figura 130. Segmento unitario de una línea de transmisión continua.

$$\tilde{\Psi} = \frac{z'}{z + z'} \quad (359)$$

El término z' corresponde a la combinación en paralelo de la admitancia y con la impedancia Z_c , donde la impedancia Z_c se ha definido en la ecuación (356), con lo que la ecuación anterior queda de la siguiente forma:

$$\tilde{\Psi} = \frac{1}{y + \sqrt{y/z}} \cdot \frac{1}{z + \frac{1}{y + \sqrt{y/z}}} \quad (360)$$

Desarrollando la fracción principal, la expresión del coeficiente de propagación quedaría de la siguiente forma:

$$\tilde{\Psi} = \frac{1}{y \cdot z + \sqrt{y \cdot z + 1}} \quad (361)$$

Esta ecuación expresa el coeficiente de propagación de un bloque discreto por unidad de longitud. Igual que ocurría con la impedancia característica, un bloque discreto individualmente sólo aproxima el comportamiento de una línea de transmisión continua, por lo que se puede volver a separar un bloque de un segmento unitario dentro de una sucesión de n bloques, cada uno de longitud l/n . Este cambio modifica z e y en la ecuación anterior produciendo nuevos valores z/n e y/n . La respuesta combinada de la serie de n bloques es igual a la respuesta de un bloque individual elevado a la n -ésima potencia.

$$\Psi = \lim_{n \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{(y/n) \cdot (z/n) + \sqrt{(y/n) \cdot (z/n) + 1}} \right]^n \quad (362)$$

Esta expresión se puede simplificar algo más, haciendo el exponente negativo e invirtiendo el cociente, para obtener la expresión definitiva de la función o coeficiente de propagación de una línea de transmisión continua.

$$\Psi = \lim_{n \rightarrow \infty} \left[\frac{(zy/n) + \sqrt{yz}}{n} + 1 \right]^{-n} \quad (363)$$

4.2.3 Técnicas de Simulación Electromagnética

Desde mediados del siglo XX, la comunidad científico-técnica viene desplegando importantes esfuerzos por convertir a los ordenadores en herramientas de ayuda al diseño en el campo de la ingeniería eléctrica y electrónica. Por citar algunos ejemplos, *Aaron* propuso ^[144] el uso de los mínimos cuadrados para el desarrollo de funciones de transferencia concordantes con las especificaciones de diseño, mientras que *Desoer y Mitra* ^[145], *Calaban* ^[146] y *Smith y Temes* ^[147] realizaron destacables contribuciones al desarrollo de métodos iterativos para optimización de filtros específicos, a partir de las propuestas de *Aaron* ^[144].

La simulación de circuitos por ordenador comenzó mediante la implementación de métodos generales de análisis de redes ^{[148] [149] [150] [151]} durante la década de los sesenta. Sin embargo, fueron los avances conseguidos en la década siguiente, en cálculo matricial, métodos de integración numérica, técnicas de la *Red Adjunta* y *Análisis Nodal Modificado*, los que permitieron la aparición de las primeras herramientas *software* de simulación computacionalmente eficiente ^{[152] [153] [154]}. A

partir de aquí se gestó SPICE^{[155] [156] [157]}, que desde entonces se ha convertido prácticamente en el estándar de los simuladores de circuitos sobre esquema^[158].

El modelado y la simulación computacional de los fenómenos electromagnéticos tuvieron un origen algo más tardío que el de los circuitos y en un contexto diferente, el de las ciencias físicas. Los métodos numéricos de mayor calado, ya convertidos en clásicos, en este área han sido el método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo^[159], abreviadamente FDTD (*Finite Difference Time Domain*), el Método de los Momentos^[160], el Método de los Elementos Finitos^[161], de forma abreviada FEM (*Finite Element Method*), y el Método de la Matriz de Líneas de Transmisión^[162]. La aparición de los ordenadores personales en la década de los ochenta y el crecimiento continuo hasta nuestros días de sus capacidades computacionales y accesibilidad, han convertido a los simuladores en herramientas de trabajo cotidianas e indispensables para la electrónica.

En la actualidad, los métodos predominantes para el modelado y la simulación electromagnética de circuitos han quedado reducidos a dos grandes líneas^[68]: los basados en FDTD sobre entornos FEM, que a día de hoy resuelven sin ningún problema escenarios tridimensionales de geometría arbitraria con materiales de naturaleza anisotrópica^{[163] [164] [165]}, y los basados en líneas de transmisión, que incluyen modelos circuitales analógicos de alta frecuencia, con capacidades para el modelado de dispositivos por aproximación quasi-estática, simulación lineal y no lineal de circuitos, análisis en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo, tanto para regímenes permanentes como para transitorios^{[166] [167] [168]}.

Las herramientas de simulación EM de circuitos orientada a objetos comienzan a desarrollarse a principios de este siglo^[169], en buena parte, gracias a la aparición de entornos de desarrollo integrados (IDE), con capacidades de programación, implementación de algoritmos y creación de interfaces gráficas de usuario (GUI), como MATLAB/SIMULINK, LABVIEW o MATHCAD; todos ellos con un motor matemático de altas prestaciones y eficiencia numérica.

Sin duda, el que mejor se adaptaba a los requerimientos de la presente tesis era MATLAB y más concretamente su entorno de modelado y simulación orientado a objetos SIMULINK^[170]. Para la implementación de funciones matemáticas básicas, algoritmos de extracción/generación de modelos y diseño de GUI han sido de gran utilidad los trabajos de Moreno^{[61] [73] [74]}, así como los textos de Cordero *et al*^[75], de Pérez^[80] y de Carrera y Martínez^[83].

En cuanto al desarrollo de las librerías o *blockssets* de modelos para la simulación electromagnética de dispositivos y circuitos, se han tenido muy en cuenta las explicaciones de Natick^[62], de Klee^[77] y de Nuruzaman^[94], así como las del

propio manual de usuario del *software* ^[84], sobre el modelado y simulación de sistemas dinámicos en SIMULINK. También han servido de inspiración las aportaciones de *Allen et al* ^[63] y de *Swaminathan y Engin* ^[110], con sus aplicaciones prácticas de sistemas de potencia en este mismo entorno.

4.3 METODOLOGÍA

Esta tesis se ha desarrollado empleando una metodología sencilla basada en la simplificación, conectividad y jerarquía, como base para la síntesis de modelos electromagnéticos de los elementos que componen un circuito impreso, en el contexto del estudio de modelos multifísicos para la simulación holística y concurrente de circuitos impresos llevado a cabo. Para ello se ha planteado como premisa principal que los modelos EM sean capaces de reproducir el comportamiento real, extremadamente complejo, fruto de las interacciones entre los diferentes niveles holísticos (materiales, componentes y circuitos) y entre otras realidades físicas concurrentes, como los fenómenos térmicos.

Mediante **la simplificación** se ha buscado una optimización del trabajo de modelado y simulación de circuitos impresos en aplicaciones de ingeniería electrónica, ya que en este campo no suele ser tan crítica la precisión de las soluciones como la cuantificación de la incertidumbre de las mismas. Es muy frecuente encontrar métodos de cálculo, análisis, diseño, etc. ^{[68] [69] [70] [71]}, propios de la ingeniería, que se basan en la simplificación, aproximación o linealización de aquellos principios o leyes que rigen los distintos fenómenos de forma rigurosa; a partir de aquí, estos métodos permiten determinar los errores introducidos y compensarlos con los márgenes de seguridad que todo ingeniero tiene que contemplar en sus trabajos. Sin duda, el uso de modelos circuitales compactos basados en líneas de transmisión ha sido fundamental para lograr la simplificación de los modelos EM desarrollados en la presente tesis.

Cuando hablamos de **la conectividad** nos referimos a la cualidad que deben tener los modelos electromagnéticos para ser “ensamblados” unos con otros, formando una estructura inspirada en la topología física que el circuito tiene realmente. Esta premisa metodológica nos obliga a crear modelos con una base modular, cuya interfaz de entrada y salida permita la total compatibilidad de unos con otros (independientemente del fenómeno EM que represente) y su conexión directa en el entorno gráfico de trabajo. Para ello ha sido necesario elegir adecuadamente las variables que actuarán como entradas (datos) y las que lo harán como salidas (incógnitas) en cada tipo de modelo implementado.

La clave metodológica anterior asegura la conectividad dentro del mismo nivel de realización física, pero si queremos hacerla posible también entre distintos niveles, como requiere el modelado holístico, es necesario diseñar las máscaras de entrada de parámetros (los cuales definen un determinado elemento con su correspondiente modelo) con capacidad para importar y exportar datos de forma coherente desde y hacia otros niveles jerárquicos. De esta forma es posible

asegurar **la jerarquía** de los modelos electromagnéticos en un número de niveles suficiente, que al menos deberían ser tres (materiales, componentes y circuitos), como para abordar la complicada tarea del modelado y la simulación holística de los circuitos impresos con un mínimo de consistencia.

A tenor del procedimiento seguido, la metodología utilizada durante el desarrollo de este trabajo de investigación está basada en la secuenciación de una serie de fases, que no son muy diferentes de las que caracterizan el desarrollo de un proyecto de ingeniería. Estas fases se describen brevemente a continuación.

1. Estudio y **análisis de los fenómenos electromagnéticos** que tienen lugar en un circuito impreso cuando se encuentra funcionando normalmente, concluyendo con una selección razonada de aquellos fenómenos que, por su importancia o generalización, merecen ser considerados en el modelado y simulación de los circuitos impresos. En esta fase ha sido necesario realizar una importante y compleja revisión bibliográfica, ya que los temas a abordar pertenecían a varias disciplinas y contaban con diversos enfoques posibles. También se ha llevado a cabo una breve toma de contacto con algún *software* comercial específico para el modelado y simulación EM.
2. **Análisis y comparación de los distintos modelos electromagnéticos para campo cercano**, de aplicación a los circuitos impresos, y selección de aquellos que mejor se adaptaban a los objetivos planteados para la tesis y las características previstas para la simulación en el entorno de SIMULINK y/o PSPICE. Durante la toma de decisiones se han tenido en cuenta los criterios de simplificación, conectividad y jerarquía, establecidos como requisitos metodológicos más arriba, así como los beneficios de adoptar determinadas topologías ya estandarizadas de modelos circuitales equivalentes.

En esta fase hubo que realizar un profundo estudio sobre la aplicación de diferentes métodos de análisis y resolución matemática al modelado y la simulación electromagnética, que se han centrado en dos líneas de trabajo:

- El uso de funciones de transferencia para caracterizar el comportamiento EM de los componentes de un circuito y la aplicación del álgebra de bloques para modelizar las interrelaciones derivadas de su conexionado. Este método es el que mejor se adecua a la utilización de SIMULINK como entorno de simulación electromagnética, ya que es relativamente fácil la implementación de bloques con los modelos matemáticos de cada elemento que forma o puede formar parte de un circuito impreso. Sin embargo el modelado de las interconexiones entre componentes resulta bastante más complejo, ya que los sistemas de ecuaciones asociados no se adaptan bien al álgebra de bloques característica de este entorno.

- La resolución mediante métodos de mallas de los sistemas de ecuaciones diferenciales, lineales y no lineales, asociados al interconexión de los circuitos y la caracterización electromagnética de sus componentes a través del modelado paramétrico (modelos de parámetros concentrados). Esta técnica de cálculo es la que se emplea en la mayoría de simuladores comerciales y permite el uso de PSPICE como entorno de simulación electromagnética de los circuitos impresos, aunque originalmente sólo está concebido para los circuitos esquemáticos, usando MATLAB como entorno de modelado EM para los elementos que los componen.
3. Trabajos de campo o **implementación de los modelos EM** seleccionados para simular el comportamiento electromagnético de los circuitos impresos sobre el entorno de MATLAB/SIMULINK y PSPICE. En esta etapa se han incluido también los trabajos de programación en código *m* (lenguaje de programación propio de MATLAB), necesarios para la obtención de los datos característicos de la placa a partir de los archivos gerber, para la creación de los modelos EM que modifican el comportamiento ideal del circuito y finalmente para la generación de los archivos PSPICE que se usan en la simulación. Como es fácil imaginar, durante esta fase se han tenido que realizar un número considerable de pruebas y verificaciones de resultados.
 4. Ensayos y **validación de los modelos electromagnéticos** mediante el montaje de algunos ejemplos sencillos, con los que se han realizado varias simulaciones y obtenido sus correspondientes resultados, comparándolos con los resultados obtenidos a través de algún *software* específico de simulación o a través de pruebas reales en laboratorio, según lo que proceda en cada caso. Cuando se han detectado errores o fallos en los modelos, obviamente, se ha procedido al análisis del problema y la resolución del mismo, corrigiéndolos e implementándolos en una nueva versión.
 5. Diseño e **implementación de una interfaz gráfica** adecuada al usuario final, que permita una interacción sencilla y asistida durante el uso de este entorno de modelado y simulación electromagnética, al que de forma abreviada hemos denominado “Simul-EMI”.

Para la realización de los trabajos de la presente tesis y durante las distintas fases de su desarrollo, se han utilizado un conjunto de medios técnicos, tanto de *hardware* como de *software*, que se detallan a continuación.

- Ordenador PC-Windows XP SP3, con CPU Intel Core2 T7200, con 2.0GB de memoria RAM y 200 GB de disco duro (interno + docking station),

unidad CD-DVD, lector multitarjeta, puerto modem/Ethernet RJ-45, 4 puertos USB, puerto IEEE-1394, pantalla de 17" y gráficos ATI Mobility Radeon X1600, que cumple sobradamente los requisitos mínimos para el correcto funcionamiento de *software* utilizado.

- Entorno de modelado y simulación por bloques SIMULINK, incluido en el *software* comercial MATLAB R-13 de la firma *MathWorks*.
- Paquete de programas para la simulación eléctrica de circuitos PSPICE, incluido en el *software* comercial ORCAD v9 (actualmente CADENCE).
- Aplicación *software* de hoja de cálculo comercial *Microsoft Excel-2003*, incluido en el paquete *Microsoft Office-2003*.
- Diversos componentes y dispositivos eléctricos y electrónicos, así como diferentes elementos y accesorios auxiliares asociados al montaje.
- Sistema CAD/CAM para la realización de prototipos de circuito impreso de la marca LPKF, que consta del *software* CIRCUITCAM para el postproceso, una máquina de “grabado inglés” PROTOMAT C-60, el *software* para su control BOARDMASTER y una máquina para el metalizado electroquímico de los taladros MINICONTAC-II.
- Sistema de montaje PROTOPLACE S para colocación de componentes SMD, compuesto por un *Pick & Place* semiautomático, con pinza de ajuste fino profesional para manipulación de SMD *fine-pitch* QFPs de hasta 0,4mm y *flip-chips* 0201, con accesorios para colocación de componentes y dispensado de pasta de soldadura o adhesivo, incluyendo visualización por microcámara móvil y monitor en color CCTV LCD de 15”.
- Sistema de soldadura por aire caliente JBC AM *Rework station* para conexión de componentes SMD y PTH, con temperatura regulable hasta 400°C, con precisión de $\pm 5^\circ\text{C}$, caudal de aire regulable y juegos de puntas para SO, SOP, QFP, PLCC, PQFP, filtros y conexión anti-ESD.
- Sistema para ensayos de laboratorio compuesto por un generador digital de señal 33120A con salida de baja impedancia hasta 15 MHz y programable en amplitud, frecuencia y *offset*, junto con un osciloscopio digital INFINIUM de dos canales de alta impedancia, capacidad de hasta 1 Gsa/s (gigamuestras por segundo), captura y almacenamiento de pantallas en HD interno; ambos de la marca AGILENT TECHNOLOGY. También se ha utilizado un sistema alternativo compuesto por un generador digital de ondas de la casa TEKTRONIX, modelo AFG 3022B de doble canal y 250 Msa/s, junto con un osciloscopio digital, modelo TDS2002B de dos canales y 1 Gsa/s.

Todos estos medios se encuentran disponibles en las distintas dependencias de los Departamentos de “Física Aplicada”, “Ingeniería Eléctrica” y “Arquitectura de Computadores, Electrónica y Tecnología Electrónica”, todos ellos sitios en el campus universitario de Rabanales de la Universidad de Córdoba.

4.4 MODELADO DE PROPIEDADES ELECTROMAGNÉTICAS

En un circuito electrónico existen numerosos componentes o dispositivos que realizan una gran diversidad de funciones más o menos complejas, lo cual hace que resulte casi imposible modelarlos de forma particularizada. Sin embargo, la mayoría de las funciones eléctricas y electrónicas pueden descomponerse en varias propiedades simples de naturaleza eléctrica o magnética ^[71], que admiten el modelado circuital como componentes ideales.

Los modelos de las propiedades electromagnéticas se han creado a partir de álgebra de bloques y se han implementado mediante bloques presentes en la librería SIMULINK de MATLAB. Para ello, se ha montado el modelo del elemento en cuestión siguiendo su diagrama de bloques ideal y luego se ha introducido dentro de un subsistema, con los puertos de entrada y salida necesarios para su correcto funcionamiento y posterior acoplamiento con otros.

4.4.1 Modelo Cicuital de la Resistencia Eléctrica

Cuando un elemento resistivo se encuentra colocado en serie en un circuito, los datos que nos interesan son la intensidad que atraviesa dicho elemento y la diferencia de potencial que como consecuencia cae en él. Por tanto debemos considerar la corriente que atraviesa a la resistencia como dato de entrada y la tensión que caerá en ella como variable de salida. Si hacemos una simple aplicación de la ley de *Ohm* resulta el diagrama de bloques de la Figura 131.

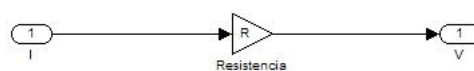


Figura 131. Modelo simple de una resistencia ideal en serie.

Para proporcionar una interfaz consistente ^[73] se añade otra entrada y otra salida que permitan el acoplamiento con otros modelos. La entrada es **VRef** : la tensión de referencia a la que está conectada la resistencia, que será la salida del elemento conectado a continuación; y la salida es **ISal** : una continuación de la intensidad que recorre el circuito serie. Con estos cambios, el modelo de una resistencia ideal colocada en serie quedaría como se muestra en la Figura 132.

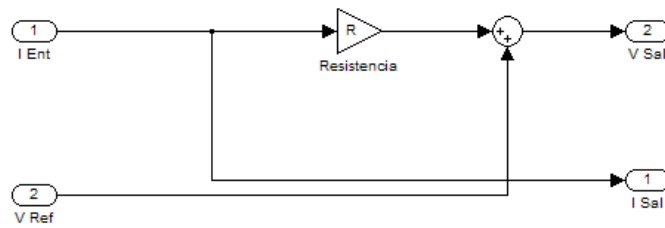


Figura 132. Modelo completo de una resistencia ideal en serie.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación/edición gráfica. El resultado es un bloque SIMULINK ^[62] que simula el comportamiento eléctrico de una resistencia ideal conectada en serie, tal y como se muestra en la Figura 133.

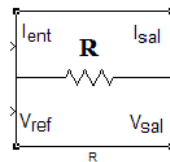


Figura 133. Bloque SIMULINK de una resistencia ideal en serie.

Cuando conectamos un bloque en serie, el parámetro que se mantiene constante en todos los elementos es la intensidad; de igual forma, cuando tenemos varios elementos conectados en paralelo, lo que han de tener en común es la diferencia de potencial. Para crear el modelo volvemos a hacer una simple aplicación de la ley de *Ohm* y resulta el diagrama de bloques de la Figura 134.

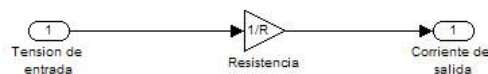


Figura 134. Modelo simple de una resistencia ideal en paralelo.

Habría que tener en cuenta la posibilidad de que existan elementos que vayan en serie dentro de la misma rama en la que está la resistencia, por lo que es necesario disponer también de una entrada para la tensión de referencia **VRef** : que será la salida de dicho elemento, tal y como se muestra en la Figura 135.

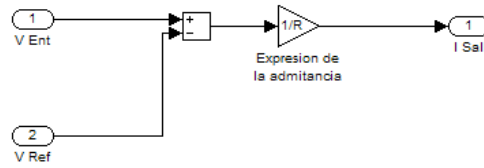


Figura 135. Modelo completo de una resistencia ideal en paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB^[91] o mediante algún *software* de creación/edición gráfica. El resultado es un bloque SIMULINK que simula el comportamiento eléctrico de una resistencia ideal conectada en paralelo, tal y como se muestra en la Figura 136.

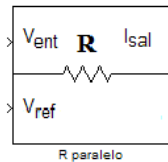


Figura 136. Bloque SIMULINK de una resistencia ideal en paralelo.

4.4.2 Modelo Circuital de la Inductancia

Igual que en el caso de la resistencia, para la inductancia en serie los parámetros conocidos, que actuarán como variables de entrada, son la intensidad y la tensión de referencia que proporciona el elemento colocado en serie colocado a continuación. La caída de tensión a los extremos de la inductancia y la corriente de la malla serán igualmente las variables de salida, Figura 137.

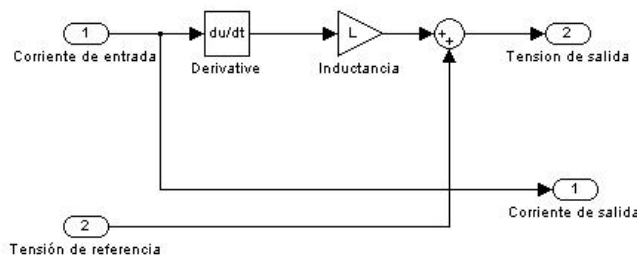


Figura 137. Modelo de una inductancia ideal en serie.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o

mediante algún *software* de creación/edición gráfica. El resultado es un bloque SIMULINK ^[62] como el que se muestra en la Figura 138.

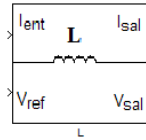


Figura 138. Bloque SIMULINK de una inductancia ideal en serie.

Cuando la inductancia ideal está conectada en paralelo la tensión a sus extremos será un dato de entrada, siendo la intensidad que la atraviesa la variable de salida. Igual que en el caso de la resistencia, debemos considerar una entrada para la tensión de referencia para cuando haya más elementos conectados en serie dentro de la rama donde está la inductancia, Figura 139.

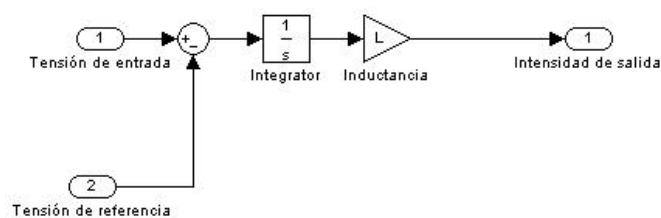


Figura 139. Modelo de una inductancia ideal en paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB ^[91] o mediante algún *software* de creación/edición gráfica. El resultado es un bloque SIMULINK que simula el comportamiento eléctrico de una inductancia ideal conectada en paralelo, tal y como se muestra en la Figura 140.

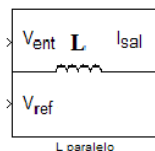


Figura 140. Bloque SIMULINK™ de una inductancia ideal en paralelo.

4.4.3 Modelo Circuital de la Capacidad Eléctrica

Para el modelado de una capacidad ideal seguiremos los mismos pasos que para la resistencia y para la inductancia. Cuando está conectada en serie, la intensidad

que la “atraviesa” será un dato de entrada y ésta provocará una diferencia de potencial en sus extremos, que actuará como variable de salida.

Por lo tanto, los datos con los que tendremos que implementar la interfaz ^[73] de entrada y salida serán la corriente que pasa por la capacidad eléctrica y la tensión que hay entre sus terminales. Para que tenga la propiedad de unirse a los demás bloques de la librería, es necesario añadir una entrada más para la tensión de referencia, suministrada por el elemento conectado a continuación, y una salida para la corriente, como se muestra en la Figura 141.

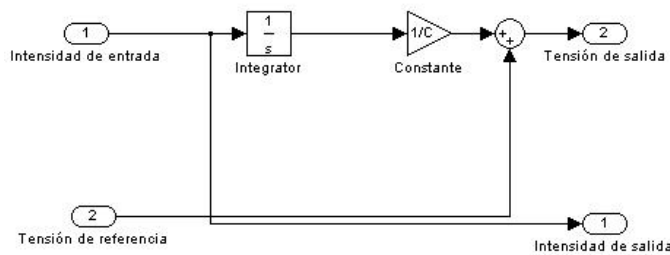


Figura 141. Modelo de una capacidad eléctrica ideal en serie.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación/edición gráfica. El resultado es un bloque SIMULINK ^[62] que simula el comportamiento eléctrico de un elemento capacitivo ideal conectado en serie, tal y como se muestra en la Figura 142.

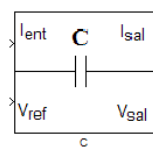


Figura 142. Bloque SIMULINK™ de un condensador ideal en serie.

Cuando la capacidad eléctrica está conectada en paralelo, la tensión en sus extremos adoptará ahora la función de dato de entrada y la corriente la de variable de salida a calcular, tal y como aparece en la Figura 143.

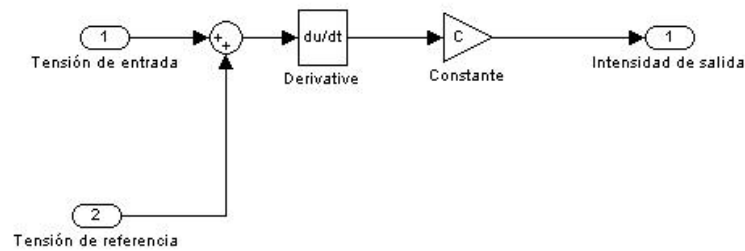


Figura 143. Modelo de una capacidad eléctrica ideal en paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB^[91] o mediante algún *software* de creación/edición gráfica. El resultado es un bloque SIMULINK que simula el comportamiento eléctrico de un elemento capacitivo ideal conectado en paralelo, como se muestra en la Figura 144.

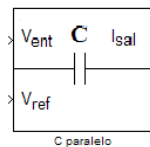


Figura 144. Bloque SIMULINK™ de un condensador ideal en paralelo.

Estos modelos, que representan las propiedades eléctricas y magnéticas ideales de los componentes y elementos que componen un circuito impreso, van a servir de base para un modelado más próximo a la realidad de los mismos.

4.4.4 Modelos Circuitales de los Nudos de Conexión

Los nudos de conexión son elementos imprescindibles a la hora de poder modelar un circuito formado por componentes funcionales que se encuentren conectados en paralelo con otros.

Un nudo se caracteriza por ser un punto del circuito en el cual hay una derivación de corriente, por tanto, tendremos distintos modelos en función del primer elemento que esté conectado al nudo. En la Figura 145 se muestra un circuito como ejemplo de nudo para la resistencia.

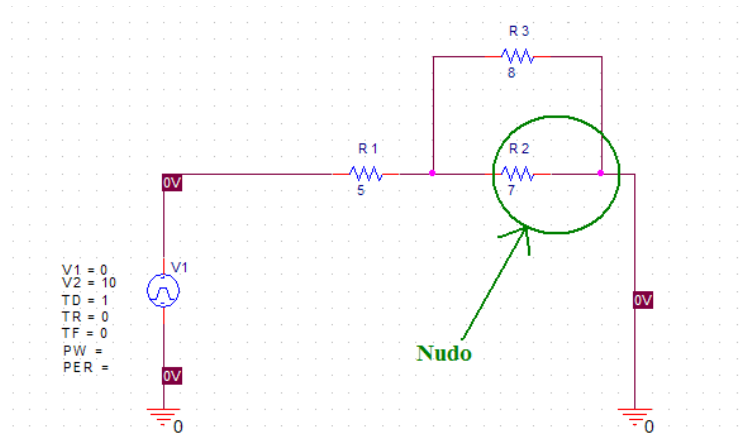


Figura 145. Ejemplo de nudo para resistencia.

El sistema de ecuaciones (364) que se deducen de la teoría de circuitos es la base matemática que permite implementar el modelo de un nudo de conexión, necesario para una resistencia conectada en paralelo con otros componentes.

$$\begin{aligned}
 V_{sal} &= V_{refparalelo} + V_{refserie} \\
 V_{salparalelo} &= V_{refparalelo} + (I - I_{ref}) \cdot R \\
 I_{salparalelo} &= (I - I_{ref}) \\
 I_{sal} &= (I + I_{ref})
 \end{aligned}
 \tag{364}$$

Ahora, con SIMULINK se pueden implementar las ecuaciones anteriores en un esquema de bloques ^[63] como el de la Figura 146.

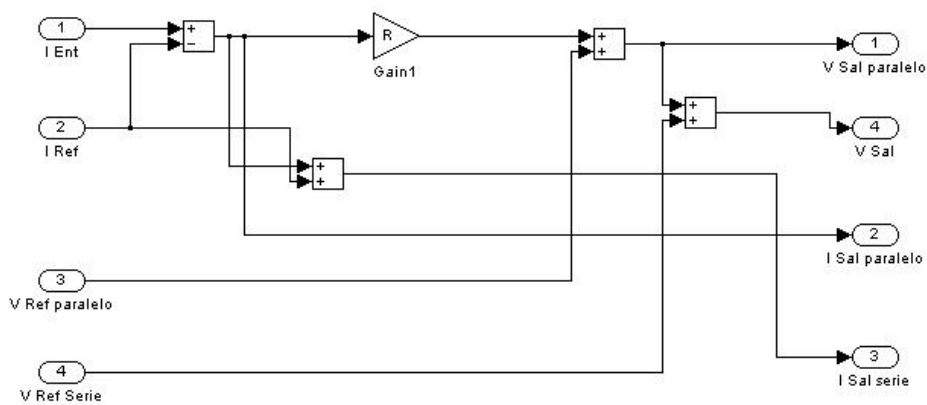


Figura 146. Modelo de un nudo para resistencia ideal.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos, adecuando la interfaz ^[73] de E/S para que sea semejante en todos los bloques, Figura 147.

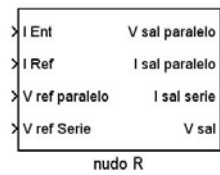


Figura 147. Bloque SIMULINK de un nudo R ideal.

En este bloque podemos distinguir como datos de entrada:

- I_{Ent} : corriente que proviene del bloque anterior, esta entrada es similar a la que tienen todos los modelos.
- I_{Ref} : suma de las intensidades de cada bloque colocado en paralelo, dichos bloques ya tienen preparada una salida para la entrada en este terminal.
- $V_{Ref\ paralelo}$: tensión de salida de cualquier elemento situado en serie con el primer elemento pero en paralelo con los demás.
- $V_{Ref\ serie}$: tensión de salida del elemento que esté en serie con este nudo paralelo, es decir fuera del nudo.

Como variables de salida tenemos:

- $V_{Sal\ paralelo}$: tensión que ha de entrar a todos los bloques colocados en paralelo en este nudo.
- $I_{Sal\ paralelo}$: intensidad que será entrada en un bloque que está en serie con el primer elemento del nudo pero que está en paralelo con el resto.
- $I_{Sal\ serie}$: intensidad que ha de entrar al siguiente bloque en serie.
- V_{Sal} : tensión que el bloque anterior tomará como referencia.

De la misma forma que se ha hecho con la derivación de corriente procedente de una resistencia, es posible modelar el nudo para una capacidad eléctrica, que será aplicable cuando el primer elemento del nudo sea un elemento capacitivo en lugar de una resistencia, tal y como se muestra en la Figura 148.

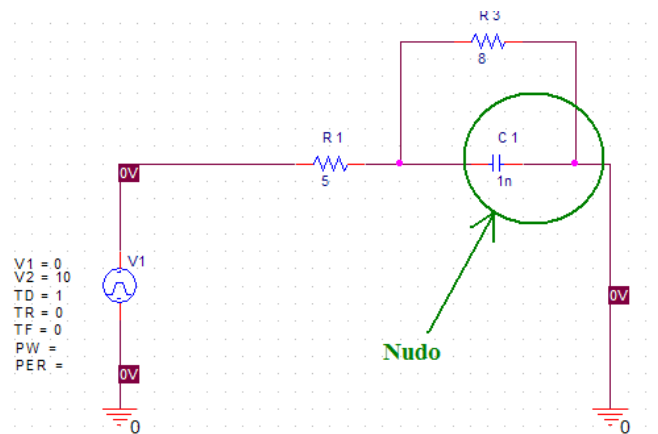


Figura 148. Ejemplo de nudo para condensador.

Las ecuaciones de salida de este bloque serán:

$$V_{sal} = V_{salparalelo} + V_{refserie}$$

$$V_{salparalelo} = V_{refparalelo} + \frac{1}{C} \int (I_{ent} - I_{ref}) \cdot dt \quad (365)$$

$$I_{salparalelo} = (I - I_{ref})$$

$$I_{sal} = (I + I_{ref})$$

Ahora, con SIMULINK podemos implementar las ecuaciones (365) mediante un esquema de bloques ^[63] como el de la Figura 149.

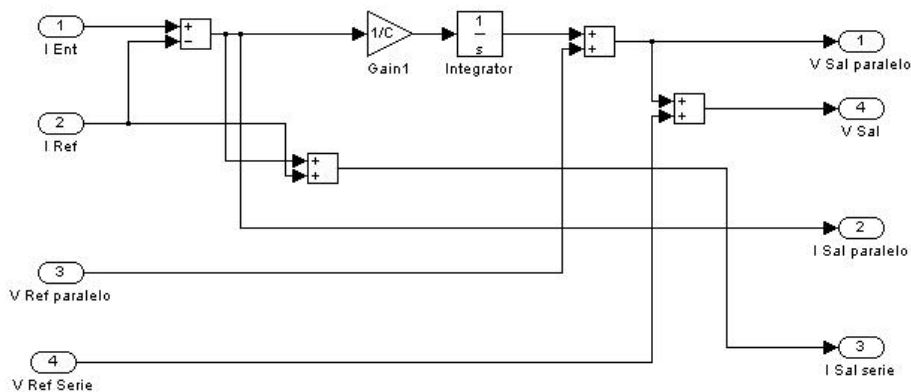


Figura 149. Modelo de un nudo para condensador ideal.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos con la misma interfaz ^[73] de E/S que el anterior, tal y como se puede comprobar en la Figura 150.

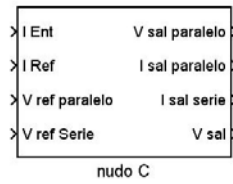


Figura 150. Bloque SIMULINK de un nudo C ideal.

Por último, para modelar un nudo de conexión de una inductancia, como el que se muestra en la Figura 151, el procedimiento es análogo al utilizado anteriormente con la resistencia y la capacidad.

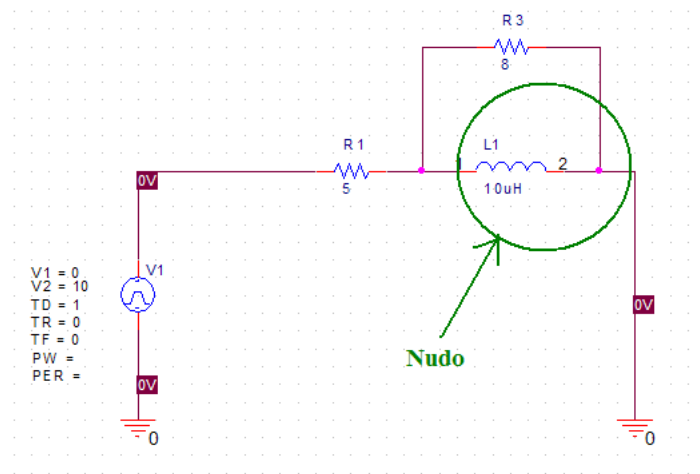


Figura 151. Ejemplo de nudo para inductancia.

Para el nudo L las ecuaciones a implementar serían:

$$\begin{aligned}
 V_{sal} &= V_{salparalelo} + V_{refserie} \\
 V_{salparalelo} &= V_{refparalelo} + L \frac{di}{dt} \\
 I_{salparalelo} &= (I - I_{ref}) \\
 I_{sal} &= (I + I_{ref})
 \end{aligned}
 \tag{366}$$

De forma análoga a como se ha hecho con los nudos resitivos y capacitivos, este sistema de ecuaciones (366) puede ser implementando en SIMULINK con un esquema de bloques ^[63] como el que se muestra en la Figura 152.

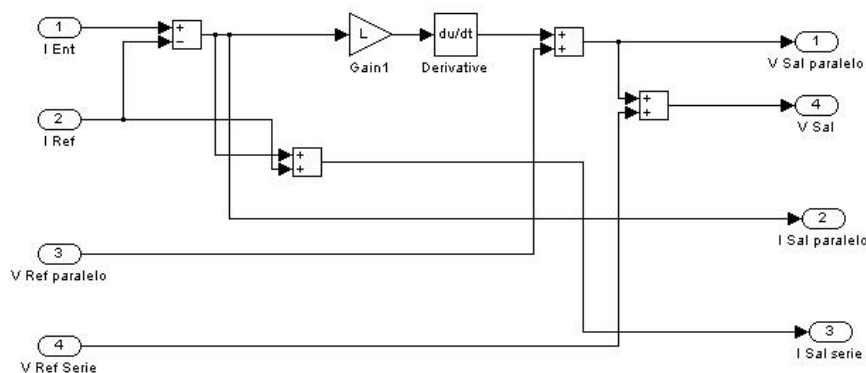


Figura 152. Modelo de un nudo para inductancia ideal.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos, adecuando la interfaz ^[73] de E/S para que sea semejante en todos los bloques anteriores, como se puede ver en la Figura 153.



Figura 153. Bloque SIMULINK de un nudo L ideal.

Aunque desde el punto de vista del usuario pueda parecer algo complejo y poco intuitivo esta forma de modelado de las propiedades electromagnéticas, ha de tenerse en cuenta que éstos modelos sólo van a servir para construir el primer nivel de los fenómenos EM (nivel de materiales), por lo que el usuario en la práctica no va a tener que hacer uso de ellos.

4.5 MODELADO ELECTROMAGNÉTICO DE COMPONENTES

Los componentes de los circuitos impresos, que van montados sobre las placas de circuito impreso (PCI), presentan un comportamiento que en la realidad dista mucho del ideal, por consiguiente es necesario abordar el modelado de éstos en un número suficiente, que al menos represente a los más generalizados.

Los modelos equivalentes de la mayoría de los componentes comerciales suelen estar documentados en las hojas de características técnicas de los fabricantes, en la bibliografía específica o en las librerías de componentes pertenecientes a algún *software* de simulación, como PSPICE o MULTISIM.

4.5.1 Modelos de Componentes Activos

La mayoría de los componentes activos pueden ser caracterizados en su salida como una fuente de señal, los cuales suelen generar una señal en tensión que entregan al circuito conectado a su salida a través de una impedancia de salida propia ^[69]. Esto nos lleva a la necesidad de modelar distintas fuentes de señal dependiendo de la naturaleza de ésta y de su impedancia característica.

4.5.1.1 Modelo de una fuente de señal con impedancia RL

Los elementos más comunes que hacen que la señal de salida de la fuente no sea la que genera idealmente son una resistencia y una inductancia en serie. Esto debe tenerse muy en cuenta cuanto mayores sean los requerimientos del circuito, de lo contrario, estos elementos parásitos puede dar resultados inesperados. El circuito esquemático de una fuente de señal con sus elementos parásitos R y L , así como un posible potencial a la salida, se muestra en la Figura 154.

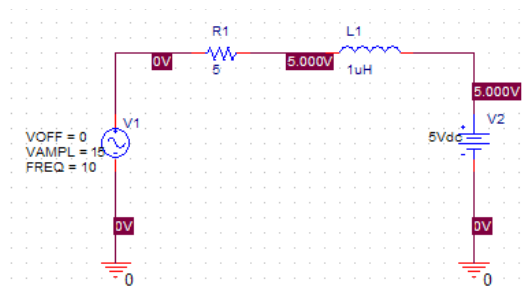


Figura 154. Circuito con una fuente y un potencial de referencia.

La ecuación de la malla que forma este circuito puede expresarse de forma bastante sencilla, como se muestra en la ecuación (367).

$$V_{Ent} - V_{Ref} = i(t) \cdot R + L \frac{di(t)}{dt} \quad (367)$$

Como interesa calcular la intensidad que circulará por la malla en función de los demás parámetros, es necesario resolver esta ecuación diferencial de primer orden utilizando el álgebra de bloques, lo cual resulta bastante sencillo en SIMULINK, como se puede observar en la Figura 155. La posibilidad de introducir externamente las variables **VEnt** y **VRef** hace que el modelo tenga carácter genérico a la vez que permite el acoplamiento con otros.

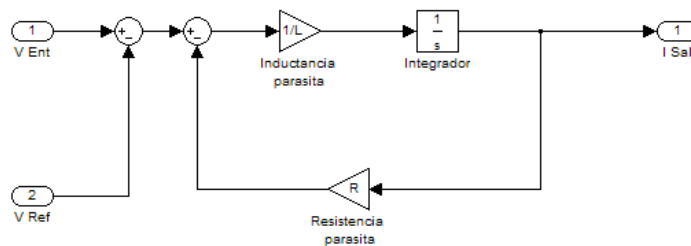


Figura 155. Modelo de una fuente con impedancia RL.

Este diagrama de bloques lo introducimos dentro de un subsistema y se le diseña una máscara para la entrada de datos que haga la interfaz más eficaz. El resultado es un bloque SIMULINK ^[62] que simula el comportamiento eléctrico de una fuente de señal con impedancia RL. Todo ello se muestra en la Figura 156.

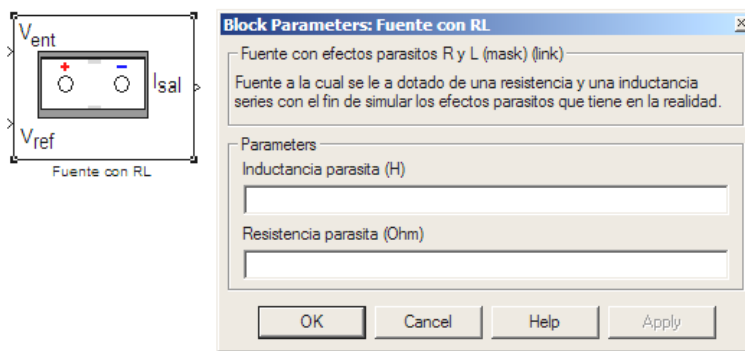


Figura 156. Bloque SIMULINK y máscara para la fuente RL.

4.5.1.2 Modelo de una fuente de señal con impedancia R

Otra de las fuentes de señal más frecuentes es la que consta de un generador de señal y una resistencia de salida. El circuito genérico para este tipo de fuente es similar al de la Figura 154, pero eliminando la inductancia.

Esta configuración de fuente responde a una expresión más simple, como se puede comprobar por la ecuación (368).

$$V_{Ent} - V_{Ref} = i(t) \cdot R \quad (368)$$

El modelo equivalente a esta ecuación mediante diagrama de bloques sería el que se muestra en la Figura 157.

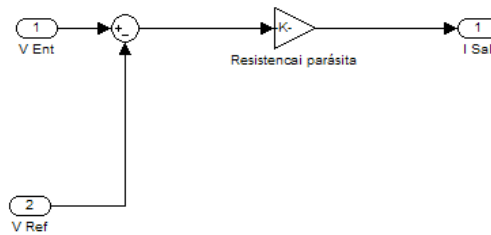


Figura 157. Modelo de una fuente con impedancia R.

Este diagrama de bloques lo introducimos dentro de un subsistema y se le diseña una máscara para la entrada de datos que haga la interfaz más eficaz [84]. El resultado es un bloque SIMULINK que simula el comportamiento eléctrico de una fuente de señal con impedancia R. Todo ello se muestra en la Figura 158.

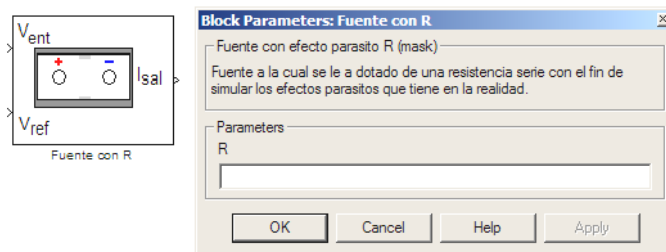


Figura 158. Bloque SIMULINK y máscara para la fuente R.

4.5.2 Modelos de Componentes Pasivos

Las imperfecciones en los componentes pasivos son una de las fuentes de interferencia sin acoplamiento más frecuentes, aunque la ausencia de ganancia en potencia induce a pensar que tienen poco que ver con el problema EMI. Sin embargo, el examen detenido de las especificaciones de los fabricantes muestra claramente que todos estos componentes se pueden comportar, no sólo lejos del ideal, sino incluso de forma opuesta a la deseada [70].

La discrepancia entre el comportamiento real y el ideal se suele poner de manifiesto a altas frecuencias, las cuales pueden estar presentes en los circuitos digitales rápidos y de radiofrecuencia, así como en señales de naturaleza aleatoria y en señales transitorias de corta duración.

A continuación se describen algunos modelos realistas para los componentes pasivos más comunes. Luego se considerarán los fenómenos parásitos (derivadas, ruido, etc.) que repercuten en el comportamiento de algunos componentes, desde el punto de vista de la degradación de las señales.

4.5.2.1 Modelos de Resistencias

En general, la resistencia en continua difiere de la resistencia en alterna, aumentando esta última con la frecuencia debido al efecto pelicular. En cualquier caso, la resistencia eléctrica de un material o componente determina la parte de energía eléctrica que se convierte en energía térmica al circular por él una corriente eléctrica, lo que se conoce como efecto *Joule*.

La resistencia es una propiedad intrínseca a los materiales, pero no es una constante. Por un lado, la resistencia es función de las dimensiones y del estado cristalino o físico del material y de sus impurezas ^[171]. Depende, además, de la frecuencia, intensidad de la corriente y tensión aplicada. Puede variar también con la temperatura, humedad, presión, iluminación y campos externos. Pero el comportamiento en frecuencia, en especial, puede ser una fuente de sorpresas pues, en la práctica, no hay componentes puramente resistivos, sino que las resistencias presentan, además, inductancia y capacidad.

Para caracterizar el comportamiento real de un componente pasivo se suele emplear un circuito equivalente de parámetros concentrados que presente un comportamiento similar al que se obtiene al medir la impedancia del componente en cuestión. El circuito equivalente más adecuado depende de la tecnología, distinguiéndose tres tipos principales: de composición de carbón, de hilo bobinado y de película (metálica o de carbón) ^[172].

Resistencia de composición de carbón

Este tipo de resistencias se suelen obtener por depósito de una capa de carbón y resina líquida sobre un soporte de vidrio (la proporción de carbón, resina y disolvente varía el valor óhmico), luego se cuece en un horno entre 125°C y 150°C y los extremos se metalizan para el contacto con los terminales. También se pueden obtener por pirólisis, depositando una capa de carbón sobre un

núcleo cerámico y descomponiendo el hidrocarburo a unos 900°C, lo cual proporciona una capa muy resistente y de gran dureza; en la capa pirolítica se suele hacer el espiralado y luego se montan los casquillos con los terminales, recubriendo el cuerpo con una capa aislante y esmaltes adecuados.

Para las resistencias de composición de carbón, el modelo más extendido y habitual ^[173] es el que se indica en la Figura 159.

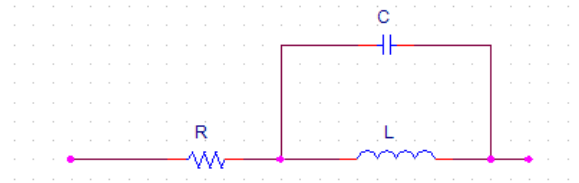


Figura 159. Circuito equivalente de una resistencia de composición de carbón.

Donde R es la resistencia en continua, L representa la inductancia de los dos terminales (del orden de nanohenrios), y C representa la capacidad total equivalente (de 0,1 a 1,5 pF), que suele ser más grande a mayor potencia y resultado de la capacidad distribuida entre los numerosos granos de carbón. El modelo de una resistencia de carbón en serie se muestra en la Figura 160.

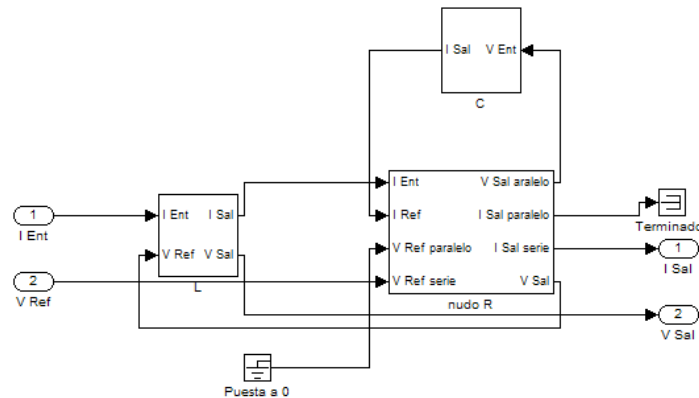


Figura 160. Modelo de resistencia de composición de carbón en serie.

El modelo de la resistencia de composición de carbón en serie se ha implementado utilizando los modelos de propiedades EM, más simples, que se explicaron en epígrafes anteriores, el cual consta de tres bloques simples, uno inductivo serie, uno nudo resistivo y un último bloque capacitivo paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono del bloque creado en SIMULINK se

define con el comando `iconedit` sobre MATLAB ^[91] o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 161.

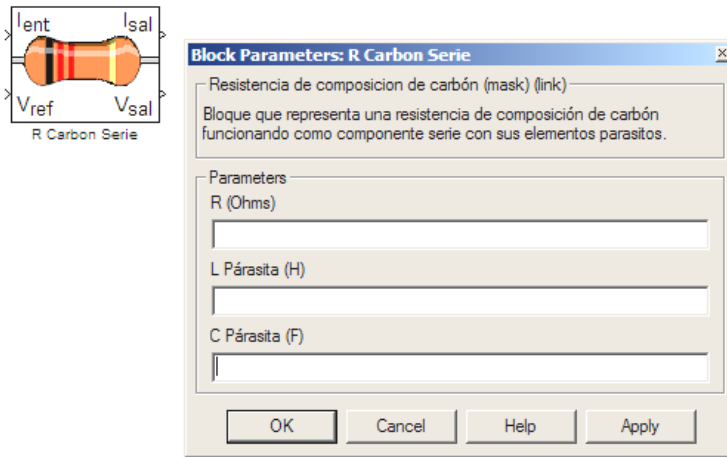


Figura 161. Bloque SIMULINK y máscara para una resistencia de carbón en serie.

En el caso de que la resistencia de carbón tenga que ir en paralelo tendremos que usar otro modelo, que se formará con un bloque inductancia paralelo, un bloque nudo resistivo y un bloque capacitivo paralelo ^[63], Figura 162.

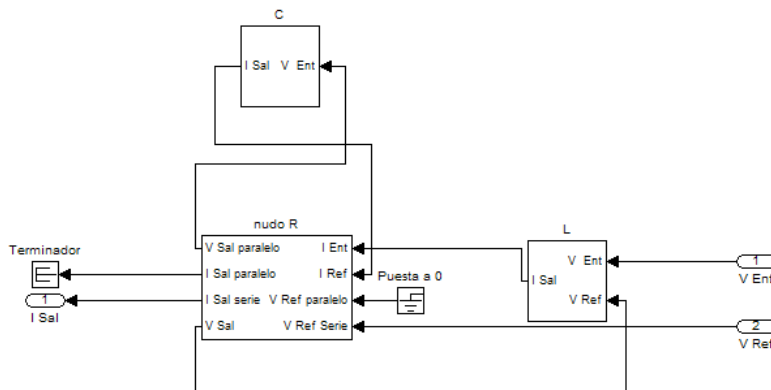


Figura 162. Modelo de una resistencia de composición de carbón en paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono del bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 163.

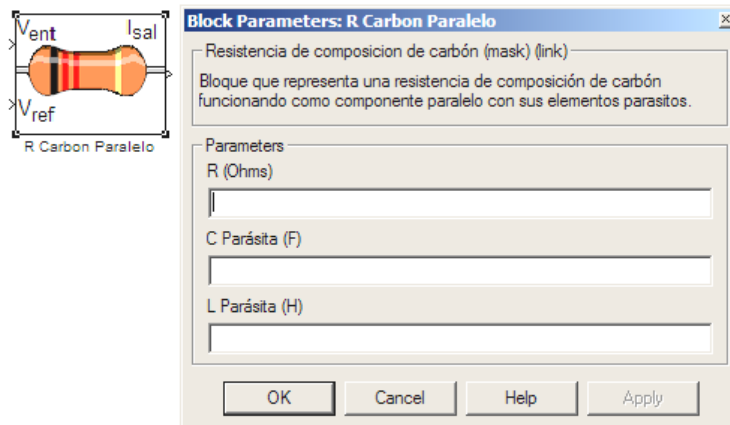


Figura 163. Bloque SIMULINK y máscara para una resistencia de carbón en paralelo.

Resistencia de hilo bobinado

Este tipo de resistencias se construyen a partir de una base de material aislante en forma de cilindro, sobre la cual se arrolla un hilo de alta resistividad (wolframio, manganina, constantán). La longitud y sección del hilo, así como el material de que está compuesto, darán lugar a la resistencia ^[172]. Se utilizan para grandes potencias, pero tienen el principal inconveniente de ser bastante inductivas.

Para una resistencia de hilo bobinado, el modelo de parámetros concentrados habitual ^[173] es el de la Figura 164.

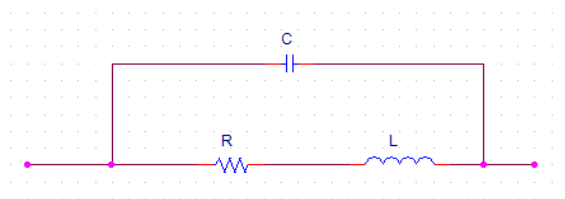


Figura 164. Circuito equivalente de una resistencia de hilo bobinado.

Donde R es la resistencia del hilo, L representa la inductancia del devanado (de 100 nH a 25 mH), y C la capacidad equivalente entre espiras, (de 2 a 14 pF).

El modelo de este componente difiere del anterior, como podemos ver en la Figura 165, debido a que el condensador parásito se encuentra en paralelo con la resistencia y a la inductancia parásita. Por lo tanto, la configuración interna del modelo para la resistencia de hilo bobinado en serie se ha adaptado en función de su circuito equivalente.

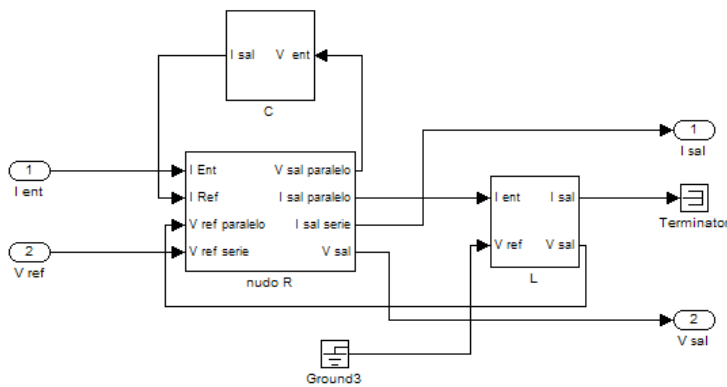


Figura 165. Modelo de una resistencia de hilo bobinado en serie.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK ^[84] se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 166.

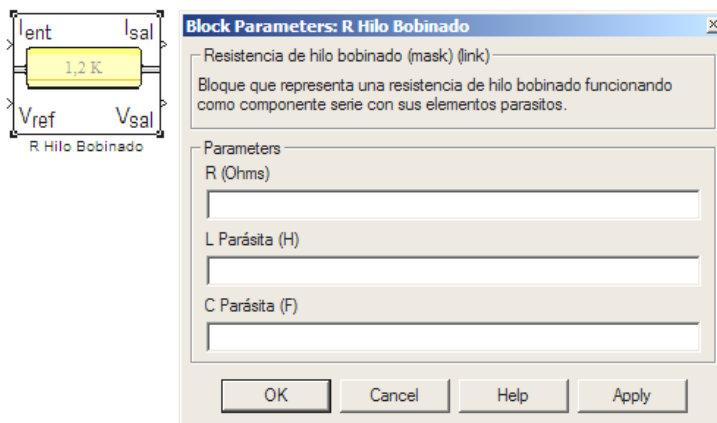


Figura 166. Bloque SIMULINK y máscara para resistencia de hilo bobinado en serie.

Cuando la resistencia de hilo bobinado está trabajando en paralelo, la estructura interna del modelo sería la que se muestra en la Figura 167.

En la Figura 167 vemos que aparece un bloque serie pero con 2 salidas y 3 entradas. En concreto la entrada que se le ha añadido es la **IRef** que se sumará con la corriente de entrada del mismo bloque L.

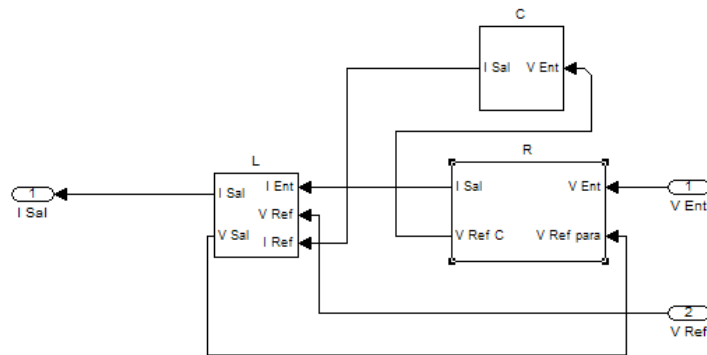


Figura 167. Modelo de una resistencia de hilo bobinado en paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 168.

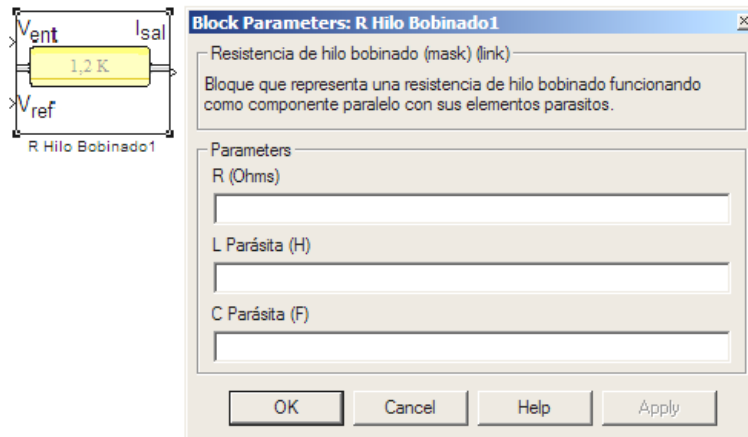


Figura 168. Bloque SIMULINK y máscara para resistencia de hilo bobinado en paralelo.

Resistencias de película metálica

Este tipo de resistencias están constituidas por una finísima capa o película metálica depositada sobre un soporte de vidrio ^[49]. Los metales empleados pueden ser oro, platino, níquel, cromo, etc., o cualquier aleación de ellos, aunque estas resistencias también pueden estar compuestas por óxidos metálicos, con el fin de obtener un coeficiente de temperatura más reducido.

El circuito equivalente de una resistencia de capa metálica es similar al de una resistencia de carbón (Figura 159). El modelo de este elemento funcionando en un circuito como componente serie se muestra en la Figura 169.

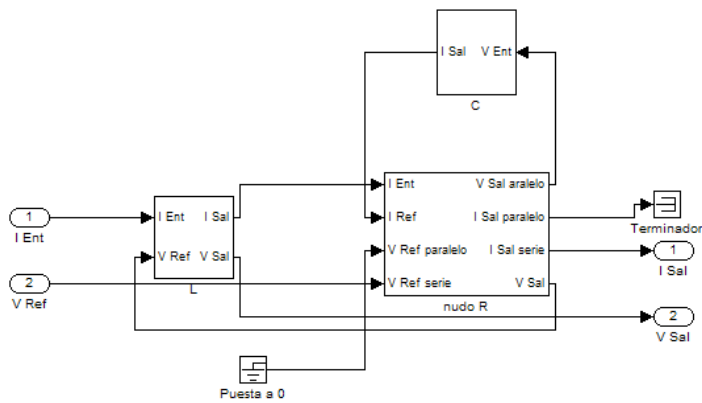


Figura 169. Modelo de resistencia de capa metálica en serie.

Con este modelo se ha creado un subsistema en SIMULINK ^[62] y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos, como se muestra de forma detallada en la Figura 170.

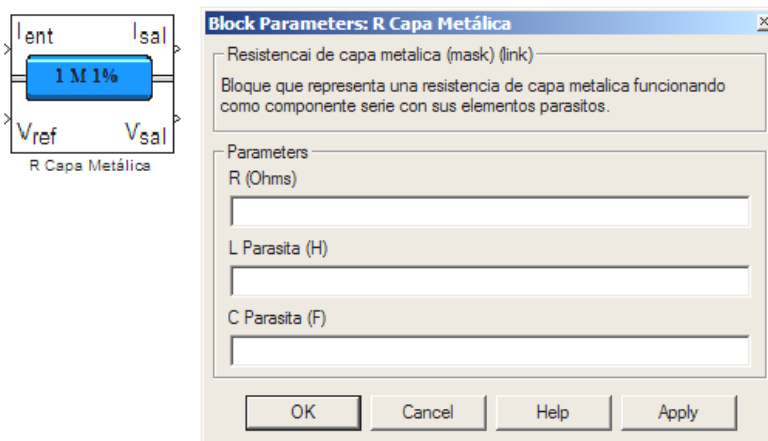


Figura 170. Bloque SIMULINK y máscara para una resistencia de capa metálica en serie.

Cuando la resistencia de capa metálica está funcionando en paralelo dentro de un circuito electrónico, el modelo correspondiente sería el que se muestra en la Figura 171.

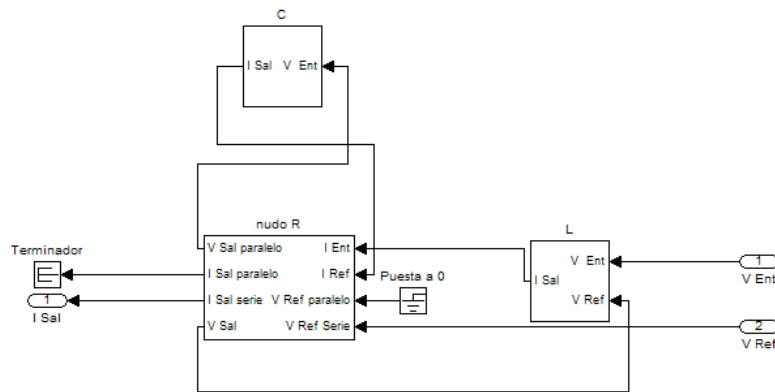


Figura 171. Modelo de una resistencia de capa metálica en paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono del bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 172.

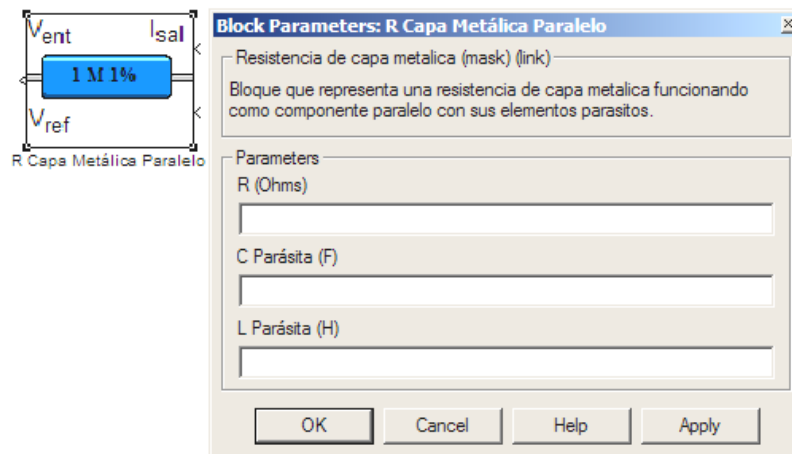


Figura 172. Bloque SIMULINK y máscara para resistencia de capa metálica en paralelo.

4.5.2.2 Modelos de Condensadores

Un condensador es un dispositivo que consta de dos superficies conductoras iguales separadas por un material aislante con propiedades dieléctricas. En el sistema internacional la capacidad se mide en faradios y es función de las características del dieléctrico, de la forma que adopte respecto a las placas y de las dimensiones geométricas del componente. Suelen presentar dependencias con la humedad, la temperatura, las vibraciones, la presión barométrica y, en determinados casos, con la tensión eléctrica aplicada.

Un condensador real no presenta sólo una capacidad sino que tiene asociadas una resistencia y una inductancia ^[171], debidas a los terminales y a la estructura del componente. El circuito equivalente de parámetros concentrados se muestra en la Figura 173, donde R_s es la resistencia de los terminales, placas y contactos, L es la inductancia de los terminales y placas, R_p es la resistencia de fugas del dieléctrico y del encapsulado y C la capacidad nominal del condensador.

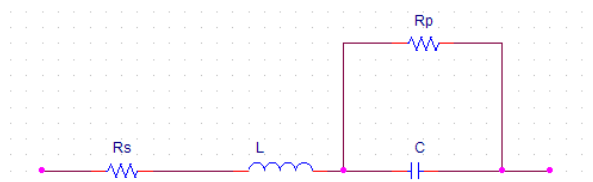


Figura 173. Circuito equivalente para un condensador.

El dieléctrico determina la resistencia de fugas R_p , que disminuye al aumentar la temperatura, y cuyos valores van desde $5 \cdot 10^4 \Omega$, en algunos condensadores cerámicos (X5- y Z5-), hasta $10^{12} \Omega$, en algunos condensadores con dieléctrico de plástico o teflón. En los condensadores electrolíticos (aluminio y tantalio), las fugas se especifican dando la corriente de fuga; lo usual es de 0,01 a 10 (mA/mF) para los de aluminio y de 0,01 a 1 (mA/mF) para los de tantalio.

Una característica muy importante a tener en cuenta desde el punto de vista de las señales, en particular en circuitos con conmutaciones (muestreo y retención, corrección de cero, etc.), es la absorción dieléctrica, por la cual el dieléctrico no restituye todas las cargas creadas por el campo eléctrico. Debido a la absorción dieléctrica, un condensador no se descarga completamente de forma inmediata cuando es cortocircuitado. En la práctica, esta propiedad se evalúa dando el tanto por ciento de tensión que aparece en bornes del condensador después de cortocircuitarlo. Para considerar la absorción dieléctrica en el circuito equivalente de la Figura 173 habría que añadir una red serie R_a-C_a en paralelo con la resistencia R_p . La absorción dieléctrica es de hasta un 10% en algunos condensadores de aluminio y del 2 % en condensadores de papel y de tantalio, mientras que en los de poliestireno, polipropileno y teflón, no llega al 0,02 %.

Los condensadores también se han modelado, igual que las resistencias, en función de la tecnología empleada para su fabricación, siguiendo la misma estructura de bloques simples que permita la conexión estandarizada entre ellos y con la misma interfaz de entrada y salida ^[61]. En la Figura 174 se muestra, a modo de ejemplo, el modelo SIMULINK que se ha creado para un condensador cerámico que se encuentre conectado en serie dentro del circuito.

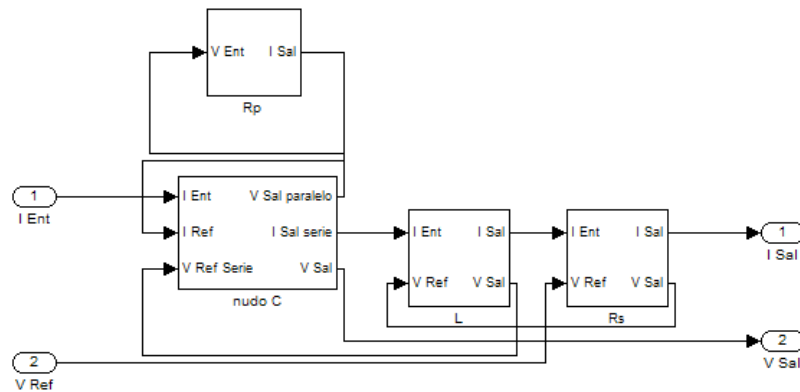


Figura 174. Modelo de un condensador cerámico real en serie.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono del bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 175.

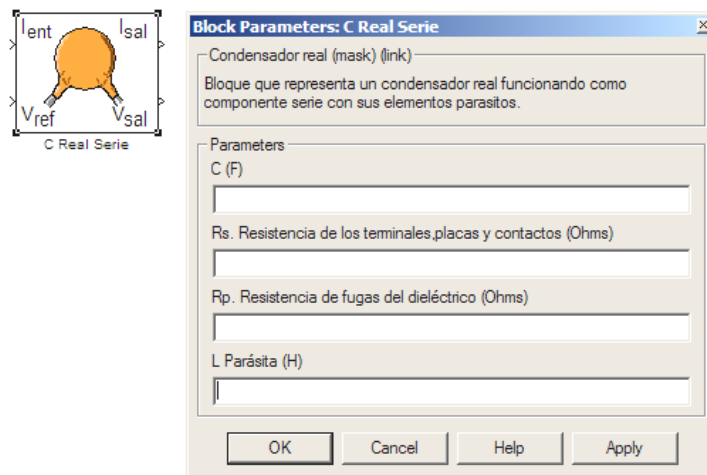


Figura 175. Bloque SIMULINK y máscara para un condensador cerámico real en serie.

El modelo de este mismo condensador, pero funcionando en paralelo, presentaría la composición y enlace entre bloques simples ^[77] como la que se muestra en la Figura 176.

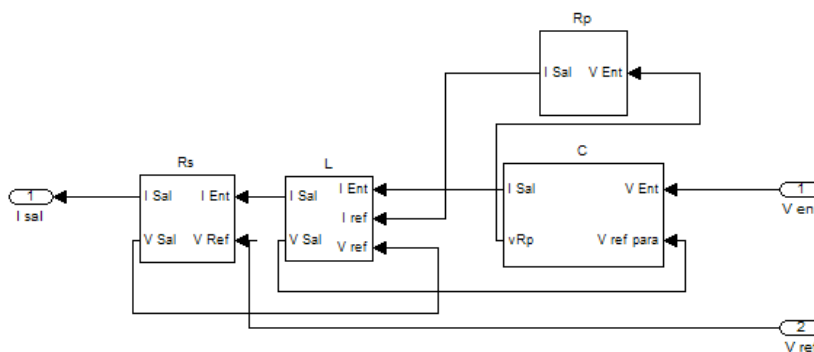


Figura 176. Modelo de un condensador cerámico real en paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono que se va a visualizar en el bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 177.

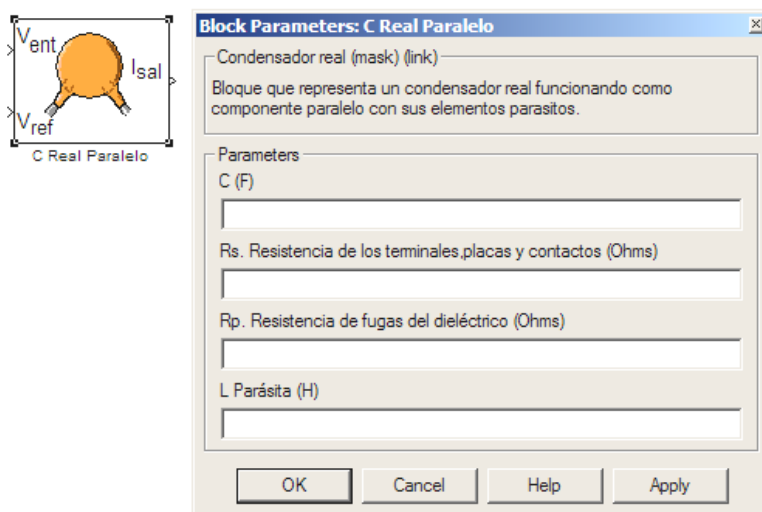


Figura 177. Bloque SIMULINK y máscara para condensador cerámico real en paralelo.

4.5.2.3 Modelos de Inductancias

Los componentes diseñados para operar fundamentalmente con un determinado valor de inducción magnética se denominan inductancias o bobinas. Básicamente están constituidas por un conductor arrollado y su coeficiente de inducción L depende de sus dimensiones, del número de vueltas del hilo (espiras) y de la permeabilidad magnética del núcleo ^[101]. De todos los componentes pasivos, es el que más dependencia presenta con la frecuencia.

Los inductores se clasifican según el tipo de núcleo sobre el que están devanados. Los dos tipos más generales son los de núcleo de aire y los de núcleo magnético (hierro o ferrita). En cualquier caso, un inductor real presenta, además de la inductancia, una resistencia en serie y una capacidad distribuida en el bobinado, la cual se representa por un condensador en paralelo en el modelo equivalente de parámetros concentrados.

Inductancia con núcleo de aire

Para una inductancia con núcleo de aire y con un aislamiento perfecto entre espiras ^[173], el modelo más aceptado es el que se muestra en la Figura 178.

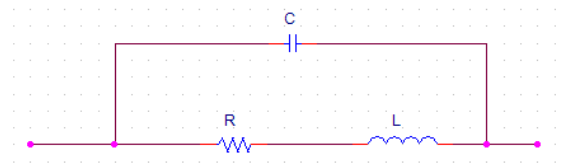


Figura 178. Circuito equivalente para una inductancia con núcleo de aire.

Los modelos implementados en SIMULINK para la inductancia con núcleo de aire son idénticos a los de la resistencia de hilo bobinado, tanto para el funcionamiento en serie (Figura 166) como en paralelo (Figura 167).

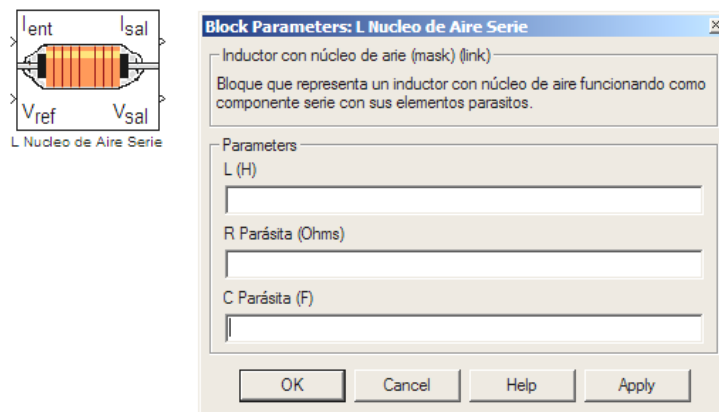


Figura 179. Bloque SIMULINK y máscara para bobina con núcleo de aire en serie.

Con estos modelos se han creado sendos subsistemas y se han diseñado las correspondientes máscaras para la entrada de datos. Los iconos que se va a visualizar en los bloques creados en SIMULINK se definen con el comando `iconedit` sobre MATLAB ^[91] o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 179 y en la Figura 180.

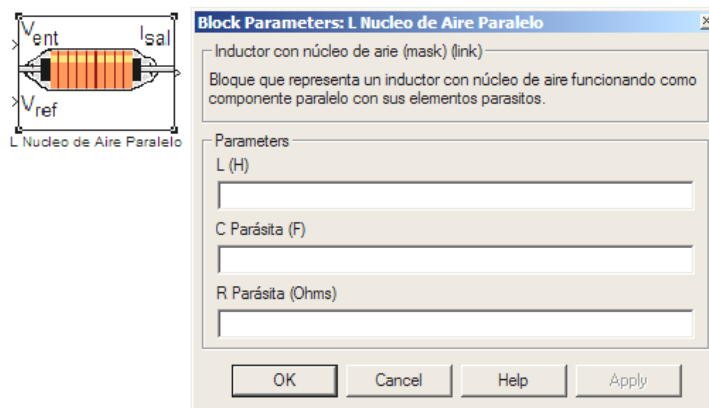


Figura 180. Bloque SIMULINK y máscara para bobina con núcleo de aire en paralelo.

La principal ventaja de las inductancias con núcleo no magnético es su estabilidad, ya que los efectos de la intensidad de corriente, de la temperatura y de la frecuencia son menores que en las inductancias con núcleo magnético [8]. Los inconvenientes son su bajo factor de calidad, el efecto de la presencia de materiales conductores en sus proximidades y el mayor flujo de dispersión que crean, pues carecen de núcleo que concentre el flujo magnético.

Inductancia con núcleo magnético

Para bobinas con núcleo magnético el circuito equivalente de parámetros concentrados es el que se muestra en la Figura 181. En este caso se incluyen las pérdidas por histéresis R_h y por corrientes de Foucault R_o en el núcleo.

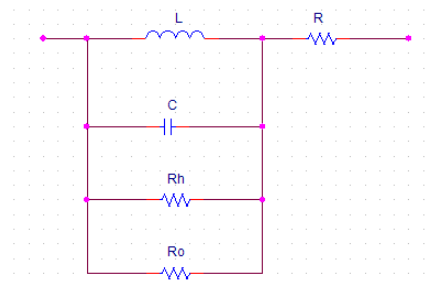


Figura 181. Circuito equivalente para una bobina con núcleo magnético.

Dado que las pérdidas resistivas reducen en las inductancias el factor de calidad y provocan desfases adicionales en los circuitos que los incorporan, se pueden considerar varias formas de incrementar dicho factor. Una posibilidad es emplear un hilo de mayor diámetro, disminuyendo así la resistencia del bobinado tanto en alterna como en continua; el inconveniente está en el aumento de volumen, peso y coste. Otra posibilidad es separar las espiras para disminuir así la capacidad

distribuida del devanado, debido a que el aire tiene una constante dieléctrica menor que la mayoría de aislantes; aunque con el inconveniente del mayor flujo de dispersión ^[101], lo cual se puede subsanar mediante blindajes individuales (conductores a alta frecuencia, ferromagnéticos a baja frecuencia).

También se puede incrementar la permeabilidad del camino de las líneas de flujo (núcleo de material magnético, en polvo compactado o de ferrita para evitar las corrientes de *Foucault*) ^[71] porque así hacen falta menos espiras para una inducción dada; los inconvenientes ya se han señalado.

El comportamiento de una inductancia con núcleo magnético conectada en serie se puede simular a través del modelo que se muestra en la Figura 182, formado por bloques simples que representan los componentes ideales de su circuito equivalente de parámetros concentrados.

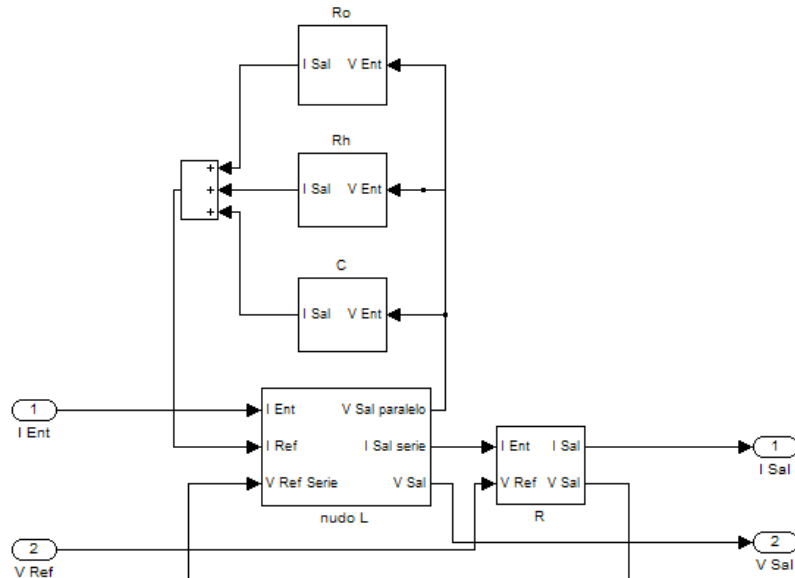


Figura 182. Modelo de una bobina con núcleo magnético en serie.

Con este modelo se ha creado un subsistema ^[63] y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono del bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 183.

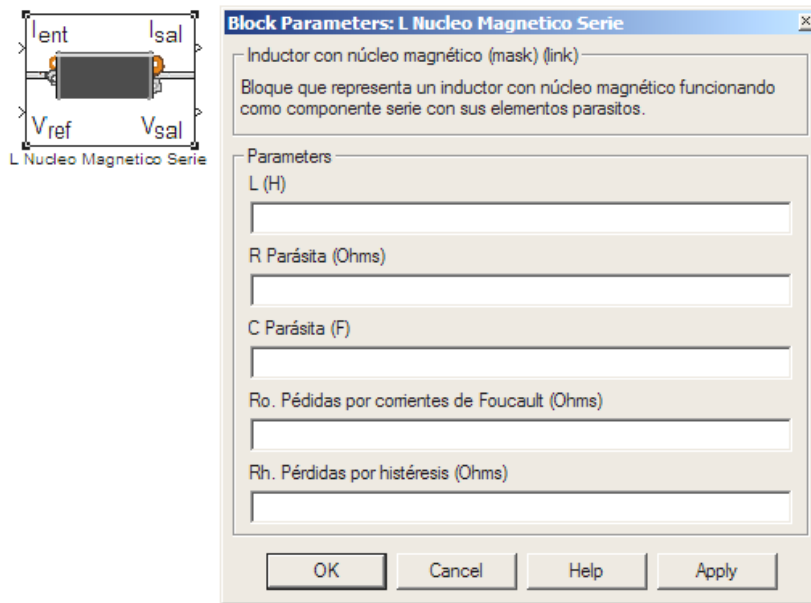


Figura 183. Bloque SIMULINK y máscara para bobina con núcleo magnético en serie.

Cuando la inductancia con núcleo magnético está funcionando en paralelo su modelo equivalente en paralelo sería el que se muestra en la Figura 184.

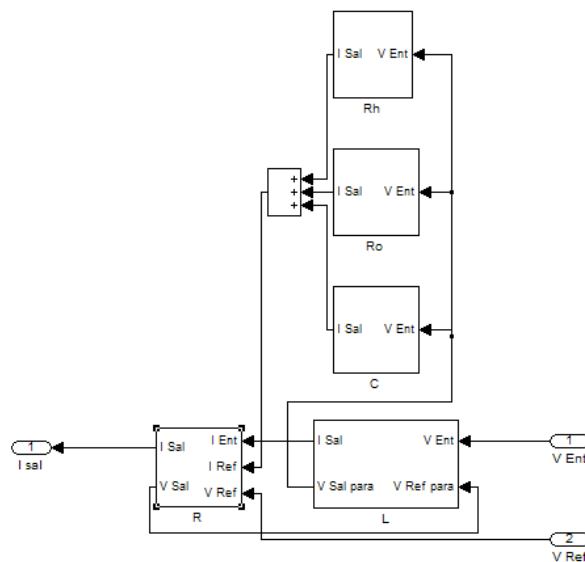


Figura 184. Modelo de una bobina con núcleo magnético en paralelo.

Con este modelo se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos. El icono del bloque creado en SIMULINK se define con el comando `iconedit` sobre MATLAB o mediante algún *software* de creación gráfica, como se muestra en la Figura 185. [14]

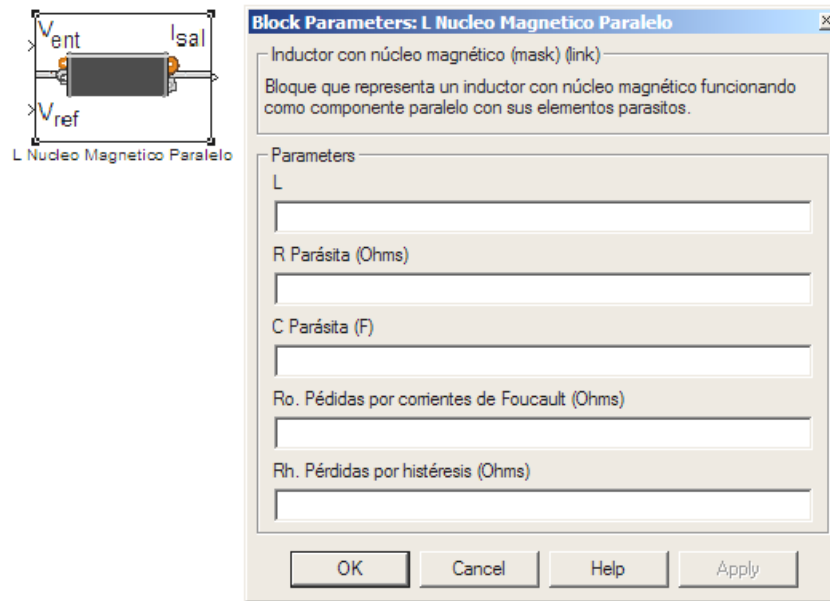


Figura 185. Bloque SIMULINK y máscara para bobina con núcleo magnético en paralelo.

4.5.3 Modelos de los Nudos de Conexión Reales

En los modelos circuitales de los nudos de conexión anteriormente descritos hemos usado componentes ideales; no obstante, aprovechando la estructura con la que hemos modelado todos los componentes que normaliza la interfaz de entrada y salida, con un simple cambio podemos hacer que los modelos de nudos sean reales.

Para ello sólo tenemos que sustituir la resistencia, inductancia y condensador, ideales, por los modelos reales que hemos implementado y descrito en los últimos epígrafes, los cuales pueden ser utilizados como bloques de una librería SIMULINK de propósito general.

En la Figura 186 se puede observar el modelo de un nudo de conexión para cuando el primer elemento es una resistencia de carbón. En este nudo hemos sustituido la resistencia ideal por una resistencia real de carbón, por lo que el usuario deberá definir los parámetros de dicha resistencia. Como hemos hecho hasta ahora, la interfaz de entrada y salida, así como el aspecto del bloque asociado al subsistema creado con SIMULINK, son similares a los demás bloques del tipo “nudo”, por lo que no repetiremos ninguna imagen suya.

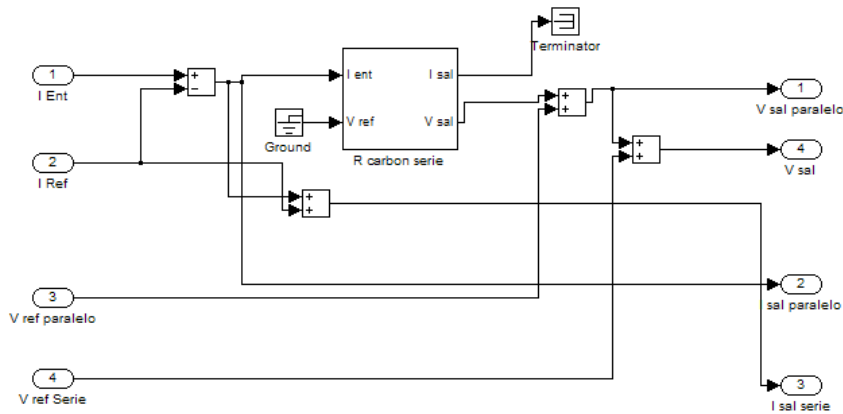


Figura 186. Modelo de un nudo para resistencia de carbón.

En la Figura 187 se puede observar el modelo de un nudo de conexión para cuando el primer elemento es una resistencia de hilo bobinado. En este nudo hemos sustituido la resistencia ideal por una resistencia real de hilo bobinado, por lo que el usuario deberá definir los parámetros de dicha resistencia.

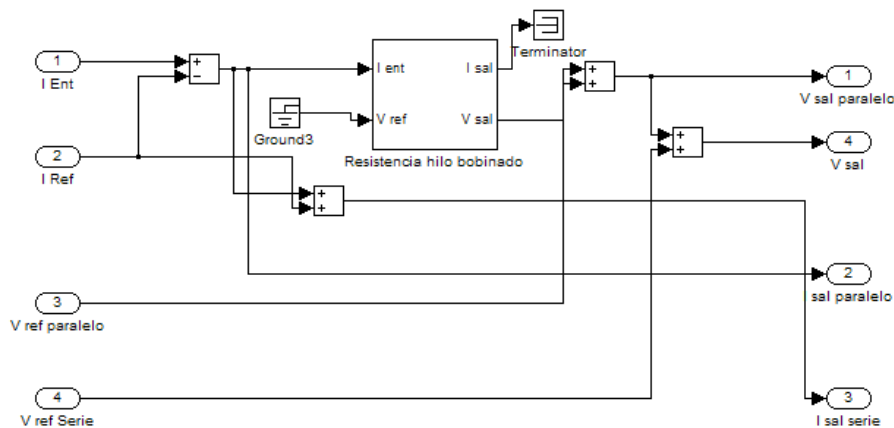


Figura 187. Modelo de un nudo para resistencia de hilo bobinado

En la Figura 188 se puede observar el modelo de un nudo de conexión para cuando el primer elemento es un condensador. En este nudo hemos sustituido el condensador ideal por un condensador real, por lo que el usuario deberá definir los parámetros de dicho condensador.

Igualmente que con el nudo para la resistencia, la interfaz de entrada y salida, así como el aspecto del bloque asociado al subsistema creado con SIMULINK, son similares a los demás bloques del tipo “nudo”, por lo que tampoco mostraremos ninguna figura del mismo.

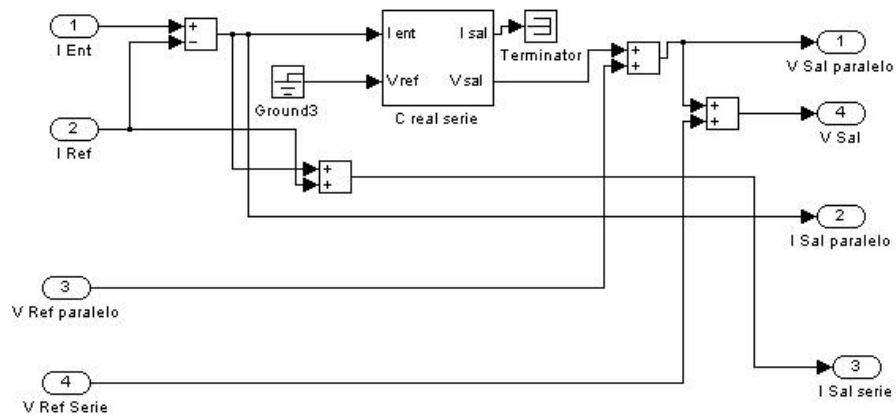


Figura 188. Modelo de un nudo para Condensador

En la Figura 189 se puede observar el modelo de un nudo de conexión para cuando el primer elemento es una inductancia con núcleo de aire. En este nudo hemos sustituido la inductancia ideal por una inductancia real con núcleo de aire, por lo que el usuario deberá definir los parámetros de dicha inductancia.

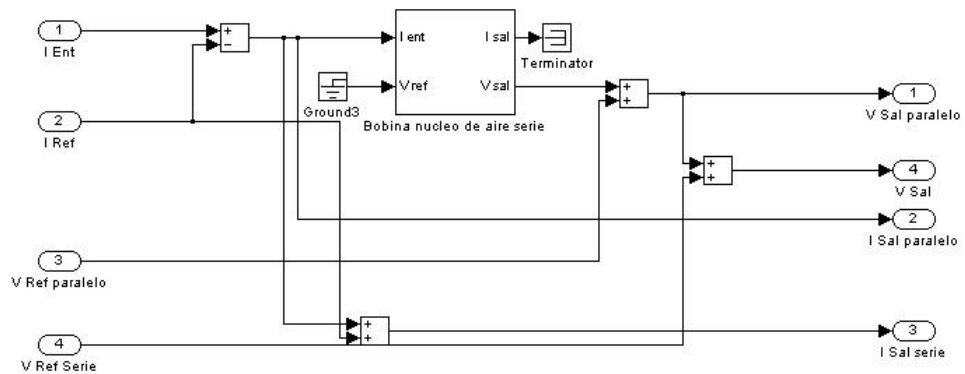


Figura 189. Modelo de un nudo para bobina con núcleo de aire.

En la Figura 190 se puede observar el modelo de un nudo de conexión para cuando el primer elemento es una inductancia con núcleo magnético. En este nudo hemos sustituido la inductancia ideal por una inductancia real con núcleo magnético, por lo que el usuario deberá definir los parámetros de dicha inductancia.

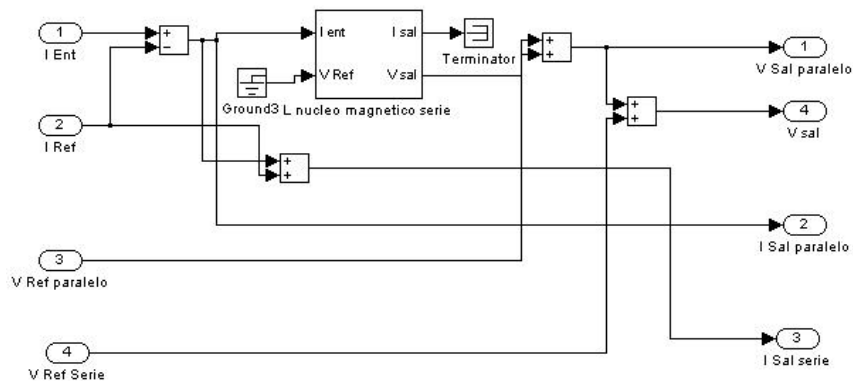


Figura 190. Modelo de un nudo para bobina con núcleo magnético.

Igual que en los casos anteriores, la interfaz de entrada y salida, así como el aspecto del bloque asociado al subsistema creado con SIMULINK™, son similares a los demás bloques del tipo “nudo”, por lo que tampoco se muestra ninguna figura del mismo.

4.6 MODELADO ELECTROMAGNÉTICO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

Para poder modelar el comportamiento electromagnético de un circuito impreso es necesario implementar, además de los modelos de los componentes que van montados sobre la PCI, los modelos de los elementos que forman la propia placa del circuito impreso y que hacen posible la conexión real entre los componentes del circuito ^[132].

Cuando las frecuencias de conmutación de los circuitos digitales llegan a ser muy altas la integridad de las señales se convierte en un problema muy importante para el diseñador. Una placa de circuito impreso en un sistema de altas prestaciones y a altas frecuencias se transforma en algo más que líneas de cobre conectando un componente con otro.

Las PCI multicapa se han convertido en un subconjunto electrónico crítico y necesario de los equipos que requieren características controladas ^[127]. Cuando se aumenta la frecuencia y el tiempo de crecimiento de la señal disminuye, las reflexiones de la señal y la longitud de pista llegan a ser críticas y la placa debe diseñarse teniendo en cuenta estos efectos.

4.6.1 Modelos de las Pistas de Conexión

Para obtener un correcto funcionamiento eléctrico del circuito hay que tener en cuenta una serie de cuestiones, relativas a las pistas de cobre que conectan los distintos terminales de los componentes. En la Figura 191 podemos ver un ejemplo bastante ilustrativo de las pistas de un circuito impreso.

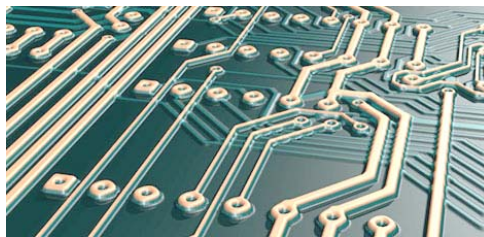


Figura 191. Pistas en un circuito impreso.

- La anchura de las pistas y su separación limita la intensidad de corriente y la diferencia de tensión máxima permisible.
- Es preciso realizar un análisis de las señales en los circuitos que trabajan a alta frecuencia ^[111], basado en la teoría de las líneas de transmisión, y de su

propagación por las pistas, ya que el retardo que éstas pueden introducir, el acoplo entre sus señales, etc., pueden producir efectos nocivos apreciables.

Las características que deben especificarse en el trazado y que afectan a estos requerimientos eléctricos son las siguientes: la constante dieléctrica del laminado y del *prepeg*, anchura del conductor, espacio entre conductores de una capa, espesor dieléctrico entre capas y espesor de los conductores multicapas. El circuito equivalente de una pista se muestra en la Figura 192.



Figura 192. Circuito equivalente de una pista.

Cuando conocemos la corriente que circula por la pista, la tensión que cae en ella viene dada por la ecuación (369) de la malla asociada a ella.

$$v_{Sal}(t) = i_{Ent}(t) \cdot R + L \cdot \frac{di_{Ent}(t)}{dt} \quad (369)$$

Con esta expresión es posible modelar el circuito equivalente de la pista en serie empleando los modelos de los componentes ideales, resistencia e inductancia en este caso, creados anteriormente y manteniendo la misma interfaz de entrada y salida que asegure su conectividad. Con el modelo resultante se crea un subsistema ^[174] y se diseña la correspondiente máscara para la entrada de datos junto con el icono que se va a visualizar, como se muestra en la Figura 193.

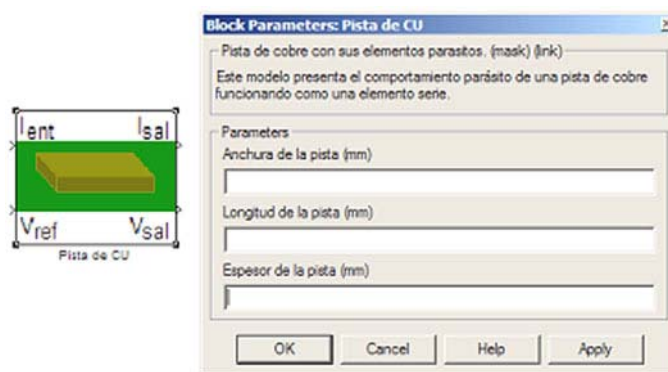


Figura 193. Bloque SIMULINK y máscara para una pista en serie.

En el caso de que la pista este funcionando en paralelo, es decir, cuando es conocida la tensión que cae en sus extremos y se quiere calcular la corriente que

pasa por ella, la expresión a emplear (370) se deduce directamente de la ecuación del nudo de corrientes asociado a dicha conexión.

$$i_{Sal}(t) = \frac{v_{Ent}(t)}{R} + \frac{1}{L} \cdot \int v_{Ent}(t) \cdot dt \quad (370)$$

Ahora podemos modelar el circuito equivalente de la pista en paralelo empleando los modelos de los componentes ideales, resistencia e inductancia en este caso, creados anteriormente y manteniendo la misma interfaz de entrada y salida que asegure su conectividad [94]. Con el modelo resultante se crea un subsistema y se diseña la correspondiente máscara para la entrada de datos junto con el icono que se va a visualizar, como se muestra en la Figura 194.

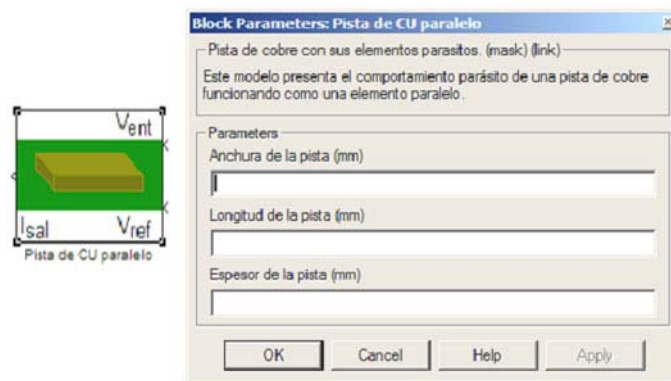


Figura 194. Bloque SIMULINK y máscara para una pista en paralelo.

Como se puede observar en las figuras anteriores, los modelos implementados para las pistas parten de los parámetros físicos de las mismas; por lo que se puede deducir que ha sido necesario utilizar dos niveles jerárquicos de subsistema, uno para calcular la R y L equivalentes a partir de la geometría de la pista y otro para implementar su modelo de parámetros concentrados.

4.6.1.1 Cálculo de la Resistencia

La resistencia del cobre es el origen principal de las pérdidas en las pistas de PCI por debajo de 1 GHz, para la mayoría de los laminados, incluyendo el FR4 [111]. El ancho de pista, el grosor, la temperatura ambiental, la frecuencia de señal y las proximidades con otros conductores, así como los retornos, juegan un papel determinante en la resistencia eléctrica y, por lo tanto, en las pérdidas del conductor. El aumento en la resistencia a altas frecuencias se debe al efecto *Skin*. Determinar la resistencia en corriente continua (c.c.) de una pista es importante cuándo se trabaja con esquemas de terminación diseñados para c.c. (como las

terminaciones de *Thevenin*) porque si no se diseñan apropiadamente, la caída de tensión en c.c. podría modificar los niveles de polarización.

Resistencia a Baja Frecuencia

La resistencia eléctrica es una propiedad que poseen todos los materiales, incluyendo a los conductores, aunque para éstos el valor óhmico asociado es pequeño. La resistencia eléctrica se puede calcular por la expresión general (371).

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad [\Omega] \quad (371)$$

Donde ρ es la resistividad del material en $\Omega \cdot m$, l es la longitud del conductor en metros y A es la sección del conductor en m^2 .

Para las pistas de cobre de un circuito impreso se puede determinar su resistencia en corriente continua o a baja frecuencia con la expresión (372) [101], que es válida tanto para PCI de una y de dos caras, como para circuitos multicapa.

$$R_{cc} = \frac{17,2 \cdot l}{w \cdot t} \quad [\mu\Omega] \quad (372)$$

Donde, l es la longitud de la pista, w es la anchura de la pista y t es el espesor de la pista, todos en milímetros. En la Figura 195 se muestran estos parámetros dimensionales sobre una pista de cobre en forma de lámina conductora, situada encima del sustrato aislante de un circuito impreso.

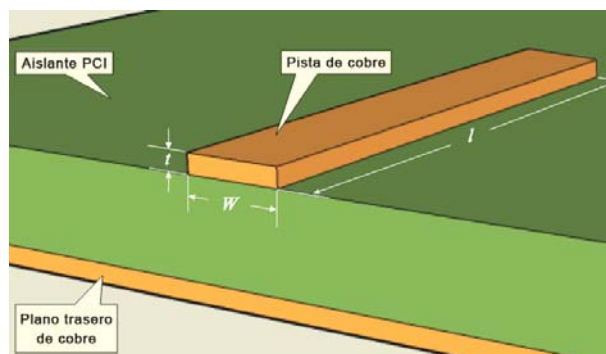


Figura 195. Parámetros dimensionales de una pista de una PCI.

A bajas frecuencias, la corriente eléctrica transcurre por toda el área de la sección transversal de una pista, que en la mayoría de los casos es rectangular. Por tanto, para corriente continua el área (A) efectiva coincide con la geométrica, el producto de la altura del conductor (t) por su anchura (w). En el caso de

conductores con sección trapezoidal, que se obtiene a menudo tras el ataque ácido de la PCI, y de cables circulares, este cálculo será obviamente diferente.

La resistencia eléctrica varía en función de la temperatura, de tal forma que la proporción de cambio viene determinada por el coeficiente de temperatura (α). La diferencia entre la temperatura de referencia (normalmente 25°C) y la temperatura de interés se expresa por ΔT . Para calcular la resistencia a una temperatura distinta (R_1) a la de referencia (R_0) se usa la ecuación (372).

$$R_1 = R_0 + \alpha \cdot \Delta T \equiv R_0 + \alpha \cdot (T_1 - T_0) \quad [\Omega] \quad (373)$$

Esta expresión es válida por encima del rango de temperaturas comprobado en las PCIs industriales y comerciales, y permite definir un factor corrector para el cálculo de la resistencia eléctrica en función de la temperatura ^[111], Figura 196.

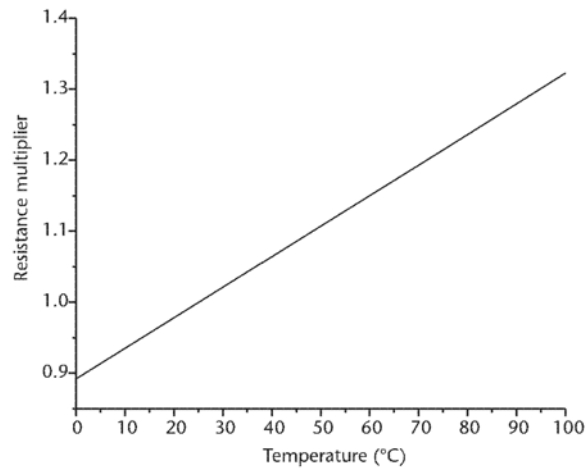


Figura 196. Factor de multiplicación para la resistencia en función de la temperatura.

En la traza que representa el factor multiplicador para la resistencia con respecto a la temperatura de la Figura 196, se han tenido en cuenta las condiciones más desfavorables, tanto para las altas como para las bajas temperaturas.

Tabla 9. Resistividad y coeficiente de temperatura de algunos metales comunes.

Metal	ρ ($\Omega \cdot m$ a 25°C)	α ($^{\circ}C^{-1}$)
Plata	$1.59 - 1.62 \times 10^{-8}$	0.0038
Cobre	1.76×10^{-8}	0.0043
Oro	2.40×10^{-8}	0.0034
Aluminio	2.83×10^{-8}	0.0039 - 00.42
Estaño	11.5×10^{-8}	0.0042

En la Tabla 9 se dan los coeficientes de resistividad y temperatura para varios metales ^[49], aunque la pureza de los metales y el procesado afectan enormemente a la resistividad y al coeficiente de temperatura, por lo que los valores que se muestran en la Tabla 9 deben ser considerados como valores aproximados.

Resistencia de Bucle y Efecto de Proximidad

La resistencia entre los extremos de una pista de cobre se puede calcular por (371) o por (372) fácilmente, sin embargo la resistencia del camino de retorno de la señal también debe incluirse para calcular la pérdida total en el conductor. En el caso general de una sola pista y su retorno, la resistencia total de la pista viene dada por (374), dónde R_T es la resistencia total (la resistencia propia), R_e es la resistencia de extremo a extremo de la pista y R_r es la del camino de retorno.

$$R_T = R_e + R_r \quad [\Omega] \tag{374}$$

Calcular la resistencia de retorno puede llegar a ser bastante más complicado cuando el camino de retorno es el mismo que el que usan el resto de señales para cerrar sus bucles. Para ilustrar esto con un ejemplo, se han representado tres pistas idénticas de 0,254 mm (10 milésimas de pulgada) de largo, 0,127 mm (5 mil) de ancho y 35 μm (1.4 mil) de espesor, en la Figura 197, con todos sus extremos puestos a masa en un punto común del plano de retorno. Analizando como se ha indicado anteriormente la R_T es de 1,25 Ω a temperatura ambiente.

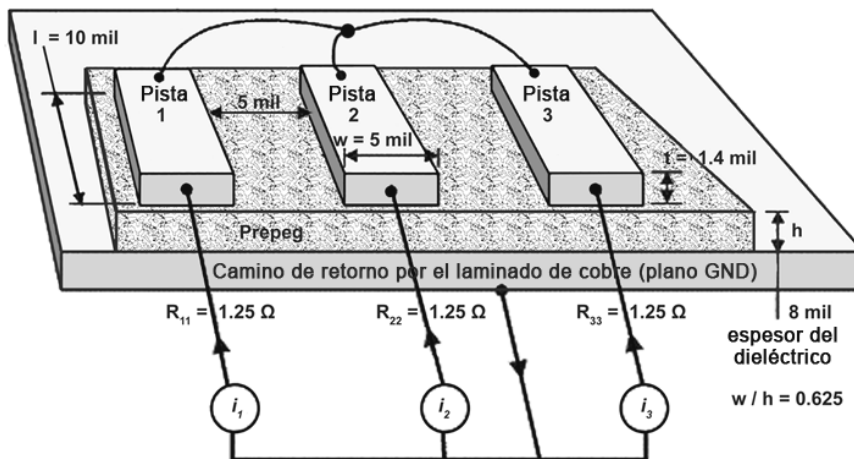


Figura 197. Tres pistas de cobre con retorno común.

En el caso de que fluyera una corriente de 1 mA por una de las pistas, la caída de tensión sería de 1,25 mV, correspondiente a 1 mV en la pista y 0,25 mV en el retorno. Sin embargo, si las otras pistas también condujeran 1 mA, la caída de tensión a través de cada pista se mantendría en 1 mV, mientras que la caída de

tensión en el camino de retorno aumentaría hasta los 0,75 mV. En consecuencia, la caída de tensión total que experimentaría cualquiera de las pistas sería de 1,75 mV. Comparando esta situación con la de una sola pista conduciendo, parece como si su resistencia hubiera aumentado un 40%, estrictamente como resultado de la corriente aportada por los conductores vecinos.

Como consecuencia de esta vía de retorno común, se dice que las conexiones, y las señales que por ellas se transmiten, comparten resistencias mutuas. Teniendo en cuenta este hecho, se puede formar una matriz de resistencia como en (375) para mostrar la interacción entre los conductores y los caminos de retorno.

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{pmatrix} \quad (375)$$

Donde, los valores que aparecen en la diagonal principal (R_{11} , R_{22} , R_{33}) representan respectivamente la resistencia de las pistas 1, 2, y 3 en bucle libre, incluyendo la resistencia de su camino de retorno, calculada por (374) cuando los demás conductores presentan una corriente nula. Los términos fuera de la diagonal principal representan la resistencia mutua que aparece entre cada pista; por ejemplo, la R_{12} es la resistencia mutua entre los conductores 1 y 2. Naturalmente, R_{12} es idéntica a la resistencia mutua entre 2 y 1, por lo que la matriz de resistencia (375) siempre es simétrica.

Las caídas de tensión en las pistas, incluyendo los efectos de la resistencia mutua, se pueden obtener fácilmente mediante la multiplicación de la matriz de resistencia, por una matriz (vector en realidad) que represente las corrientes en cada conductor, generándose así la matriz (vector) de voltaje (376).

$$\mathbf{V} \equiv \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} \quad (376)$$

Si, como ejemplo, se sustituye la matriz de resistencia por los valores calculados para el caso de la Figura 197 y manteniendo el supuesto de que por cada pista fluye una corriente de 1mA, entonces la matriz de voltaje quedaría:

$$\mathbf{V} \equiv \begin{pmatrix} 1,25 & 0,25 & 0,25 \\ 0,25 & 1,25 & 0,25 \\ 0,25 & 0,25 & 1,25 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,75 \\ 1,75 \\ 1,75 \end{pmatrix} \quad [mV] \quad (377)$$

A bajas frecuencias la corriente se distribuye de manera uniforme por todo el volumen del conductor, pero a altas frecuencias ésta tiende a migrar a la superficie de la pista que se encuentra enfrentada con el plano de masa o vía de retorno, tal y como se muestra en la Figura 198. Este fenómeno, que suele denominarse efecto de proximidad ^[175], es el responsable de la concentración de corrientes en los planos de masa, que actúan como caminos de retorno para señales de alta frecuencia, en configuración *stripline* o *microstrip*.

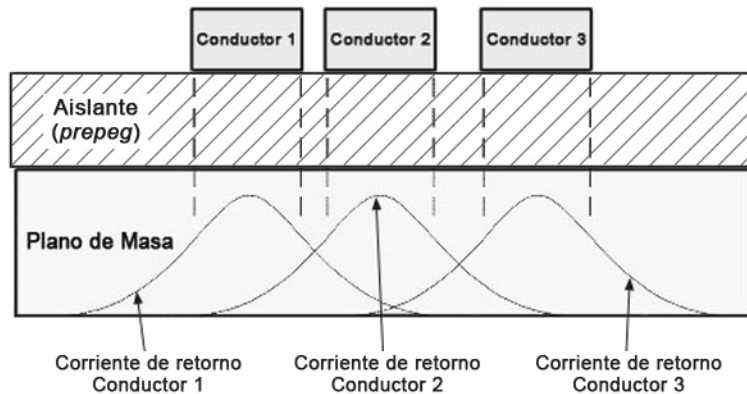


Figura 198. Densidad de corriente en el camino de retorno de tres pistas próximas.

La proximidad aumenta la resistencia del bucle y, en consecuencia, las pérdidas en el conductor, aunque también minimiza su inductancia, al ser un camino de área menor. Por ejemplo, el voltaje que se calculó en (377) para el caso de la Figura 197, con una nueva matriz de resistencia medida a 1GHz quedaría:

$$\mathbf{V} \equiv \begin{pmatrix} 12,82 & 1,04 & 0,285 \\ 1,04 & 12,82 & 1,04 \\ 0,285 & 1,04 & 12,82 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 14,15 \\ 14,90 \\ 14,15 \end{pmatrix} \quad [mV] \quad (378)$$

La concentración de corrientes de retorno a alta frecuencia bajo pistas de señal provoca términos desiguales fuera de la diagonal en la matriz de resistencia. De hecho, la resistencia mutua disminuye en función de la distancia porque los conductores alejados presentan menor capacidad que los más cercanos. Por contra, los términos de la resistencia mutua en (377) son iguales porque la corriente continua fluye uniformemente a través de todo el plano de masa y cada pista tiene la misma influencia con cualquiera de las demás.

En (377) y en (378), las resistencias libres (en la diagonal) son idénticas en sus respectivas matrices porque las pistas son todas del mismo tamaño y espesor sobre el camino de retorno. Sin embargo, el efecto de proximidad y el efecto *Skin* hacen que la resistencia libre (378) sea superior a la de (377).

Efecto *Skin*

Se llama efecto *Skin* al desplazamiento que sufren los portadores de carga, responsables de la corriente eléctrica, desde el interior de un conductor hasta su superficie, cuando aumenta la frecuencia de las señales que transporta [111]. Esto es como si la corriente se produjera por una capa delgada, cerca de la superficie del conductor. El espesor de esta capa se denomina *skin depth* (profundidad *skin*) o profundidad de penetración, la cual para metales no férricos viene dada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0}} \tag{379}$$

Donde ρ es la resistividad del material, f la frecuencia de la señal y μ_0 la permeabilidad magnética del vacío (igual a $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2$ o H/m). La Figura 199 muestra la profundidad *Skin* del cobre en función de la frecuencia.

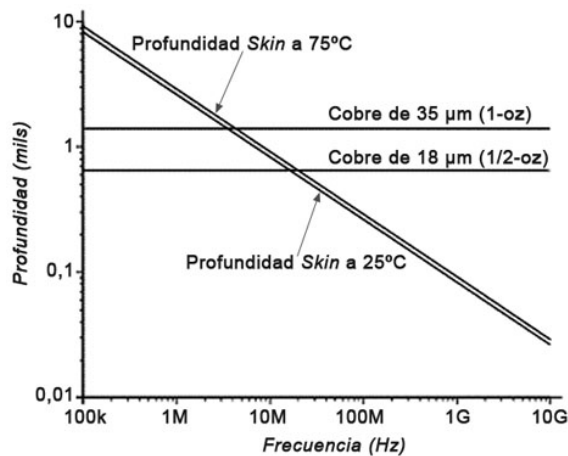


Figura 199. Profundidad *Skin* para una pista de cobre a 25 °C y 75 °C.

Como a altas frecuencias no se utiliza toda la sección del conductor, la resistencia eléctrica es mayor que cuando circulan señales de baja frecuencia o de c.c. De hecho, como se puede comprobar en (379), la resistencia aumenta con \sqrt{f} para frecuencias incluso por encima de la frecuencia a la que aparece el efecto *Skin*.

En la Figura 200 se muestra la resistencia de bucle, tal y como se define en (374), de una pista *microstrip* rectangular (línea discontinua) y una *stripline* (línea sólida). El espesor del aislante (h) es uno de los factores principales en la determinación de la impedancia de una pista [104]; de hecho, para el FR4, las *microstrips* que se representan en esta gráfica tendrían una impedancia de poco más de 50Ω, mientras que la impedancia de las *striplines* sería de sólo 30Ω.

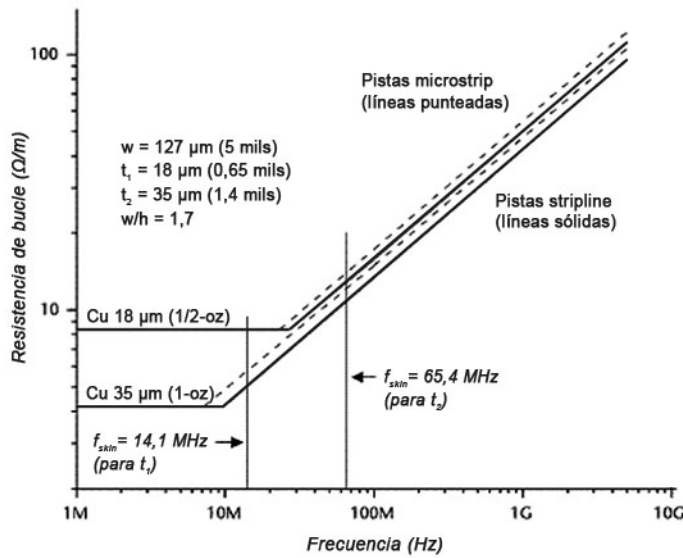


Figura 200. Resistencia de bucle para pistas stripline y microstrip.

Como puede observarse, en las pistas de 18 μm de espesor se conserva el valor de la resistencia de bucle para c.c. hasta los 20MHz aproximadamente. Sin embargo, las pistas de 35 μm de espesor sólo pueden ser plenamente penetradas cuando la profundidad *Skin* es grande y, al ser el conductor más grueso, esto se produce a una frecuencia menor, entorno a los 7 MHz.

Los valores de f_{skin} para los dos espesores más comunes (18 μm y 35 μm) en el laminado de cobre se muestran en la Figura 200. En ambos casos, la intersección de la línea horizontal representa la resistencia de bucle para c.c. y el tramo con pendiente representa la componente para c.a. de dicha resistencia a bajas frecuencias. De forma general, la frecuencia *Skin* se puede determinar para una pista de cobre rectangular a temperatura ambiente mediante la expresión (380).

$$f_{skin} = \frac{s}{t^2} \tag{380}$$

Donde s es una constante que vale $17,83 \cdot 10^{-3} (m^2/s)$ cuando el espesor del cobre (t) está expresado en metros y $27,64 (mil^2/s)$ cuando t está expresado en milésimas de pulgada (mils). La frecuencia *Skin* siempre se localiza entorno a la frecuencia donde la resistencia de bucle empieza a aumentar a razón de \sqrt{f} .

Resistencia Total del Bucle

Para el cálculo de la resistencia total del bucle formado por una pista de señal y su camino de retorno, es necesario poder cuantificar el valor de la resistencia del plano de masa (GND) por el que se lleva a cabo dicho retorno. En (381) se

reproduce una de las fórmulas aproximadas más utilizadas para la determinación de la resistencia de planos GND en pistas del tipo *microstrip* ^[176].

$$R_{gnd} = 0,55 \cdot R_{cc} \cdot \left(\frac{t}{\delta} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{w'}{1,2 \cdot \pi}} \right) \quad (381)$$

Donde w' es el ratio entre el ancho de la pista y su separación del plano de masa ($w' = w/h$), δ es la profundidad *Skin* dada en (379) y t es el espesor de la pista.

La resistencia eléctrica correspondiente al conductor que conforma una línea *stripline* aislada o *microstrip*, para frecuencias cercanas a f_{skin} , puede expresarse también de forma aproximada por la ecuación (382).

$$R_{ca} = R_{cc} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_{skin}}} \quad (382)$$

Este cálculo proporciona un método sencillo, pero eficaz, para estimar la resistencia de una pista en corriente alterna y es más preciso conforme la frecuencia de la señal sobrepasa a la frecuencia *Skin*.

Ahora, para calcular la resistencia total del bucle, y por lo tanto poder determinar adecuadamente las pérdidas totales, es necesario incluir la contribución de la resistencia de la vía de retorno, recogida en (381), a la expresión de la resistencia de la pista, incluyendo el efecto *Skin*, recogida en la fórmula (382).

$$R_{bucle} = R_{ca} + R_{gnd} \quad (383)$$

Finalmente, puede resultar oportuno considerar que la resistencia eléctrica tiene también una dependencia con la rugosidad de la superficie conductora ^[111]. De hecho el granulado del material y la rugosidad superficial de la pista de cobre pueden llegar a ser importantes en la determinación de la resistencia, ya que a altas frecuencias la corriente migra a la superficie del conductor. Los entrantes y salientes amplían el trayecto superficial de la pista y en consecuencia los electrones deben recorrer más distancia que la teórica, por lo que aumenta la resistencia de dicha pista en mayor proporción que \sqrt{f} .

4.6.1.2 Cálculo de la Inductancia

Las leyes del electromagnetismo establecen que en cualquier conductor por el que circula una corriente eléctrica se genera un campo magnético ^[88]. De forma

general se denomina autoinductancia, L , a la relación entre el flujo magnético, Φ , y la intensidad, I , de dicha corriente eléctrica, tal y como se expresa en (384).

$$L \equiv \frac{\Phi}{I} \quad (384)$$

El flujo que aparece en esta definición es el flujo producido por la corriente I exclusivamente y por consiguiente se descartan los flujos producidos por otras corrientes, ni por imanes situados cerca, ni por ondas electromagnéticas. En la práctica es difícil medir el flujo que “abrazo” un conductor, sin embargo sí que se pueden medir el voltaje V inducido en él por la variación de dicho flujo. Así se puede dar una definición de inductancia, (385), a base de magnitudes fácilmente medibles, esto es, la corriente, el tiempo y la tensión o diferencia de potencial.

$$L = \frac{V}{\Delta I / \Delta t} \quad (385)$$

El signo de la tensión y el sentido de la corriente están relacionados, de tal forma que la corriente entra al conductor por el extremo de mayor potencial eléctrico. La inductancia siempre es positiva, salvo en ciertos circuitos electrónicos especialmente concebidos para simular inductancias negativas.

Consideraciones Prácticas sobre la Inducción Magnética

En la Figura 201 se muestran las líneas de campo magnético creadas por dos pistas del tipo *stripline*, donde las cruces representan que la corriente entra y los círculos que la corriente sale. La separación de las pistas se ha supuesto que es suficiente como para impedir la interacción entre las líneas de campo y aunque éstas aparecen solamente como externas al conductor, hay que tener en cuenta que a baja frecuencia los campos también existen dentro de las pistas. Estos campos dan lugar a una **inductancia interna**, mientras que los campos que rodean al conductor son los responsables de la **inductancia externa** ^[11]. De hecho, la inductancia total de una pista es la suma de estas dos inductancias.

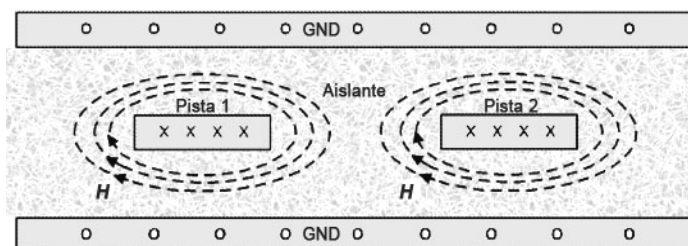


Figura 201. Líneas de campo magnético en stripline.

A altas frecuencias el efecto *Skin* está bastante bien desarrollado y la inductancia interna se acerca a cero debido a la migración de la corriente lejos del interior del conductor. Por lo tanto, en la práctica, a altas frecuencias la inductancia en un conductor circular será sólo externa. La inductancia externa es una característica de la geometría del conductor y la relación de la trayectoria de retorno.

En una línea de señal, la corriente fluye desde la fuente hasta la carga, pasando por la masa u otra vía de retorno. El área que ocupa el bucle o lazo cerrado en el recorrido de la señal es el que determina la inductancia de la línea. El cálculo del área del lazo cuando existen elementos de conexión con formas complejas, p. ej. las patillas de un conector, puede ser difícil, mientras que el cómputo del bucle asociado a las pistas resulta sencillo, pues cada segmento es dimensionalmente idéntico y contribuye evidentemente en igual cantidad a la inductancia total.

Para el cálculo de la inductancia, la estrategia sería que una geometría compleja se puede dividir en muchas partes regulares más pequeñas, cada una con su propia inductancia; entonces, la inductancia total será la suma de estas **inductancias parciales**. Para que un modelo basado en inductancias parciales represente de forma apropiada la inductancia total del conexionado, se debe asumir un punto de referencia común para todos los segmentos. Esto es importante para predecir adecuadamente el comportamiento inductivo real de un circuito mediante el uso de estos modelos en simuladores de redes o mallas, como es el caso de PSPICE.

Las líneas de conexión rodeadas por el mismo dieléctrico, como es el caso de las *stripline*, y que no tienen demasiadas pérdidas resistivas, siempre generan campos magnéticos transversales a la dirección del flujo de energía ^[103]. Esta situación se conoce como modo de *propagación Electro-Magnética Transversal* (TEM). En este modelo de conexionado de circuitos, la componente del campo magnético es representada por un inductor, lo cual permite realizar cálculos simples de la propagación, la impedancia y las pérdidas. Lo deseable es que la propagación TEM sea el modo dominante en las pistas de las PCIs, para lo cual las pérdidas resistivas deben ser suficientemente bajas y la frecuencia debe ser bastante alta, de tal modo que la inductancia interna sea lo más cercana a cero.

Matriz de Inductancia

Igual que con la resistencia, se puede utilizar una matriz de inductancia para establecer la relación de la inductancia propia y la mutua dentro de la inductancia total de la pista. La matriz de inductancia (386) muestra, para el caso de la Figura 197, la inductancia de cada una de las pistas respecto a su referencia de señal (autoinductancia) en la diagonal principal, sin corriente en el resto de los conductores. Mientras que los términos fuera de la diagonal representan las

inductancias de los acoplamientos magnéticos que aparecen entre las pistas adyacentes (inductancia mutua) y que serán analizadas en el epígrafe siguiente.

$$L = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{pmatrix} \quad (386)$$

Por ejemplo, la inductancia propia de la pista 1 de la Figura 197 correspondería a L_{11} y la inductancia mutua entre las pistas 1 y 2 correspondería a L_{12} . Resulta bastante obvio que esta matriz siempre será simétrica, pues la inductancia mutua entre dos conductores es la misma en cualquiera de las dos direcciones.

La inductancia distribuida a lo largo de un tramo de pista aislado, en una placa de circuito impreso, se puede calcular de forma aproximada mediante ecuaciones semi-empíricas^[101], como la que se detalla en (387):

$$L = 0,0002 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot l}{w+t}\right) + \frac{0.5}{l} + 0,2235 \cdot \left(\frac{w+t}{2 \cdot l^2}\right) \quad [\mu H/mm] \quad (387)$$

Donde l es la longitud, w es la anchura, y t es el espesor, todos en milímetros. Esta fórmula se puede utilizar para determinar la inductancia total de una pista a partir de las inductancias parciales de sus diferentes tramos, para lo que resulta aconsejable el empleo de *software* de cálculo por ordenador.

Para el cálculo de la inductancia en planos de masa que actúan como retorno de las señales, se pueden utilizar expresiones como la que se muestra en (388), que representa la inductancia externa (L_{ext}) de una lámina conductora en disposición paralela con el plano que contiene el resto de conductores^[111].

$$L_{ext} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \left(\frac{d}{w}\right) \cdot l \quad (388)$$

Donde d es el espacio entre los dos planos, el de transmisión de señales (plano de pistas) y el de retorno (plano de masa), w representa la anchura de la lámina conductora, l simboliza la longitud de dicha lámina y μ_r corresponde a la permeabilidad magnética del conductor, que para el cobre es $\mu_r = 1$.

La inductancia de una pista *microstrip* se puede calcular mediante la ecuación (389) y puede ser utilizada convenientemente para las conexiones *microstrip* en solitario o múltiples en forma de buses de señales^[107].

$$L_{microstrip} = K_{ms} \cdot \ln\left(2\pi \cdot \frac{h}{w}\right) \quad (389)$$

Donde K_{ms} es una constante que vale $K_{ms} = 200 \text{ nH/m}$ o $K_{ms} = 5,08 \text{ nH/inch}$ aproximadamente y h es la altura (grosor) del dieléctrico o separación entre capas conductoras. Debido a que no hay factores de corrección para el efecto de proximidad, lo correcto es usar la fórmula para el cálculo de la autoinductancia parcial de una sola pista. En este caso, el error está sobre el 5% respecto a otros modelos, aunque con una separación mayor da lugar a errores menores ^[106].

Desde diversas fuentes ^{[104] [177]} se pueden obtener ecuaciones para el cálculo de la inductancia mutua entre dos *microstrips*, como la que se muestra en (390).

$$L_{mms} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{4\pi} \cdot \ln\left(1 + \left(\frac{2 \cdot h}{d}\right)^2\right) \quad (390)$$

En general, esta fórmula permite determinar correctamente el acoplamiento de dos *microstrips* dentro de un 10% de error, si la separación de centro a centro (d) es lo relativamente grande (tres veces la anchura de la pista o más), sin embargo el error puede alcanzar hasta el 15% para separaciones menores.

La inductancia de líneas *stripline* puede calcularse a través de la ecuación (391), que da la autoinductancia parcial para *striplines* adyacentes, tanto en solitario como múltiples. Debido al efecto de proximidad, esta ecuación es la más exacta para las líneas solas o cuando las líneas adyacentes se separan extensamente.

$$L_{sst} = K_{sl} \cdot \frac{h}{w + 1,043 \cdot h} \quad (391)$$

Donde K_{sl} es una constante que vale $K_{ms} = 2\pi \cdot 10^{-7} \text{ nH/m}$ o $K_{ms} = 15,96 \text{ nH/inch}$ aproximadamente.

La inductancia mutua entre dos líneas de transmisión *striplines* adyacentes ^[135] se puede determinar de forma aproximada mediante la expresión (392).

$$L_{msl} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{4\pi} \cdot l \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^2 \quad (392)$$

Esta ecuación es válida para calcular la inductancia mutua entre pistas *striplines*, pero la exactitud es pobre, generalmente con un error superior al 20% para las

pistas muy espaciadas y más del 50% cuando las pistas son cercanas ^[111], por lo que habrá de tenerse en cuenta esta limitación a la hora de aplicar (392).

Efectos de la Inductancia sobre el Circuito

En la sección anterior se han utilizado conceptos electromagnéticos de la teoría de campos para definir y describir la inductancia de las pistas, sin tener en cuenta sus efectos sobre el funcionamiento del circuito, por ello ahora hay que analizarla como elemento de la PCI. Para ilustrar los efectos de la naturaleza inductiva de las conexiones se considerará una pista *microstrip* de 5 mil de ancho, 1” de largo y 50Ω de carga como terminación, Figura 202. Para aislar el fenómeno se puede considerar que la pista no presenta ninguna capacidad, ni resistencia.

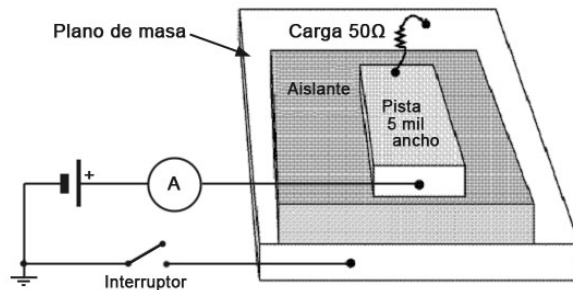


Figura 202. Microstrip conectada a una fuente y una carga.

El sencillo circuito de la Figura 202 se puede sustituir por el diagrama esquemático equivalente que aparece en la Figura 203. Una simple aplicación de la teoría de circuitos a esta malla indica que el amperímetro debería mostrar una corriente de paso de 20mA por cada voltio, cuando el interruptor está cerrado.

Sin embargo, si este amperímetro tuviera posibilidades gráficas mostraría como la corriente se eleva exponencialmente, en régimen transitorio, requiriendo casi 1ns para alcanzar completamente los 20mA, como se muestra en la Figura 204.

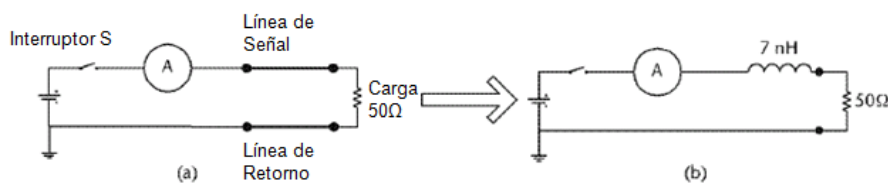


Figura 203. Esquema equivalente de una línea microstrip.

Esta oposición que la corriente presenta al cambio repentino, al conectar S con la carga, es debida a la inductancia existente en la trayectoria de la señal. Hasta no hace mucho se asumía que esta inductancia parásita estaba asociada a las pistas o

conductores que transmiten la señal desde la fuente hasta la carga, cuando en realidad también interviene la línea o vía de retorno de dicha señal ^[99].

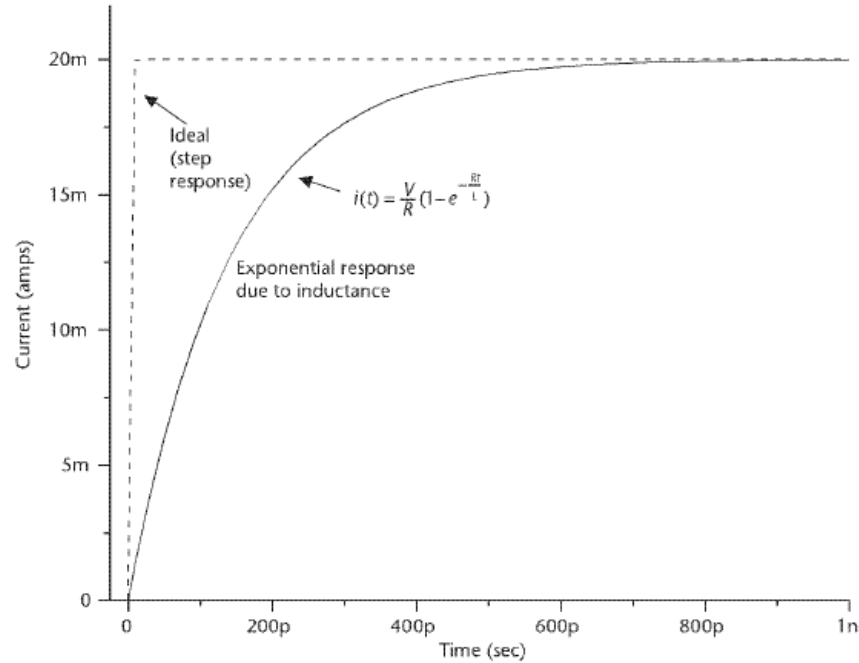


Figura 204. Respuesta ideal y real de la corriente en una línea microstrip.

Por consiguiente no es posible determinar la inductancia que sufre una señal a menos que se sepa la trayectoria de retorno. De hecho, la forma de onda en la Figura 204 sólo es correcta con respecto a la conexión de la referencia mostrada en al Figura 203. La inductancia es por lo tanto una característica que nace de la relación física entre una señal y su retorno.

El efecto de las inductancias asociadas a las conexiones sobre el circuito, cuando son atravesadas por una corriente variable, es la aparición de un voltaje o fuerza electromotriz de oposición a lo largo del conductor, proporcional a la velocidad de variación de dicha corriente. La de tensión inductiva puede expresarse por la ecuación (393), clásica en la teoría de circuitos, para el dominio temporal.

$$v_L = -L \cdot \frac{di}{dt} \tag{393}$$

Sin embargo, cuando se requiere el cálculo de los potenciales inductivos en el dominio de la frecuencia, muy frecuente en los estudios de c.a., se utiliza más la expresión (394), que puede ser obtenida fácilmente a partir de (393).

$$V_L = I \cdot \omega \cdot L = I \cdot X_L \tag{394}$$

Donde ω es la frecuencia en radianes por segundo, también llamada pulsación, y X_L (el producto de ω por L) se conoce como reactancia inductiva. La caída de tensión inductiva al paso de la corriente alterna es proporcional a este parámetro, por lo que la reactancia (X_L) se mide en ohmios, como la resistencia.

4.6.2 Modelos de Acoplamiento entre Pistas

El acoplamiento electromagnético entre pistas, más conocido como diafonía, es un fenómeno mediante el cual la señal de una pista se acopla a otra pista cercana, perturbándola. En la diafonía tienen influencia los parámetros geométricos, la constante dieléctrica del sustrato de la placa, los tiempos de subida y bajada de la señal y las impedancias de las fuentes de señal y de las cargas ^[137].

Como se explicó en el epígrafe 4.1.1 *Fundamentos de la Diafonía*, se pueden distinguir dos clases de diafonías, la capacitiva y la inductiva. La diafonía capacitiva es una interacción por campo eléctrico, que provoca un acoplamiento por tensión con una perturbación de la corriente, la cual es relativamente fácil de evitar. La diafonía inductiva es una interacción por campo magnético, que provoca un acoplamiento por corriente con una perturbación de la tensión, el cual por contra resulta bastante más difícil de evitar.

La frontera entre los dos tipos de diafonías está situada en el punto en que las impedancias de carga son iguales a la impedancia característica del circuito. La diafonía inductiva está causada por el acoplamiento magnético entre bucles de corriente, que actúan como pequeños transformadores; generalmente estos bucles son complejos y puede ser difícil aislarlos. Si el bucle secundario puede eliminarse, ésta es la mejor solución, pero si está formado por la conexión de señal y su retorno, entonces no se puede eliminar y es inevitable sufrir la aparición de una tensión inducida en él.

4.6.2.1 Acoplamiento Capacitivo

La capacidad es una propiedad que, como su propio nombre indica, expresa la capacidad que un conductor tiene para almacenar carga en él cuando se le aplica una diferencia de potencial. Normalmente, el fenómeno capacitivo es una característica asociada a dos conductores separados por un medio aislante (dieléctrico), el cual se define como la carga almacenada entre ellos por cada voltio de potencial aplicado ^[70]. La capacidad, que se representa mediante la letra C y se mide en faradios (F), depende única y exclusivamente de las propiedades intrínsecas del dieléctrico y de la disposición geométrica de los conductores. En

el caso de que los conductores estén dispuestos en planos paralelos, la capacidad de una estructura metal-dieléctrico-metal viene dada por:

$$C \equiv \frac{Q}{V} \Rightarrow C = \varepsilon \cdot \frac{A}{d} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (395)$$

Donde ε es la permitividad dieléctrica del medio aislante que separa a los conductores, A es la superficie o área metálica enfrentada y d es el espesor del dieléctrico o distancia de separación entre conductores. La permitividad del dieléctrico se suele expresar mediante la permitividad relativa (ε_r), referida a la del vacío ($\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$), de forma que $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$.

Durante el funcionamiento de un circuito impreso, esta propiedad se manifiesta prácticamente en todos los elementos que componen la PCI (pistas, *pads*, *vias*, etc.) y en cualquier situación, pues todos los conductores que estén sometidos a una diferencia de potencial distinta de cero experimentarán una acumulación de carga eléctrica, la cual, dependiendo de la capacidad de polarización del medio que los separa, creará un campo eléctrico perturbador.

Por la cantidad y extensión sobre la superficie de la PCI, las pistas son los elementos que más y mayores capacidades parásitas introducen en el modelo eléctrico de un circuito impreso, especialmente a alta frecuencia. Las situaciones de acoplamiento capacitivo ^[101] que se pueden dar en cuanto a la disposición geométrica son muy variadas, siendo las más frecuentes aquellas que se producen entre las pistas de una misma capa, entre las pistas de capas contiguas y entre los planos de alimentación y masa con las pistas de las capas adyacentes.

La capacidad distribuida entre conductores situados en capas contiguas (uno encima de otro) suele ser del orden de $0,03 \text{ pF/cm}$, aunque este valor puede variar según el tipo de aislante (*prepeg*) empleado en la PCI. La ecuación (396) permite calcular de forma general y bastante aproximada esta capacidad, conociendo la anchura de pista (w), el tipo y el espesor (e) del aislante.

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot w}{113 \cdot e} \quad [\text{pF/mm}] \quad (396)$$

La capacidad eléctrica que existe entre dos pistas paralelas ubicadas en la misma capa es la más difícil de calcular, pues su capacidad total está compuesta por dos términos: una capacidad directa (casi despreciable), que es proporcional al espesor de cobre t , y una capacidad periférica, que depende de la anchura de pista w y de la distancia entre conductores d . Esto se puede comprobar en la Figura 205 y en la fórmula (397) ^[178] que la acompaña (dimensiones en mm).

$$C = 0,31 \cdot \frac{t}{w} + 0,23 \cdot (1 + \epsilon_r) \cdot \log \left(1 + \frac{2 \cdot w}{d} + 50,8 \cdot w + \frac{w^2}{d^2} \right) \quad (397)$$

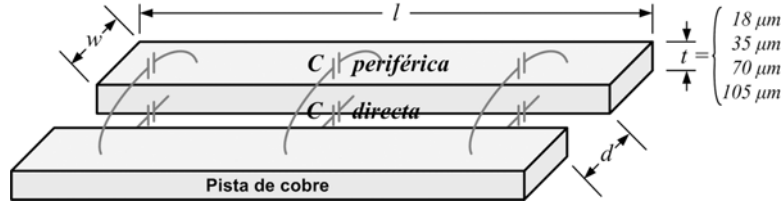


Figura 205. Acoplamiento capacitivo entre dos pistas paralelas de una misma capa.

El cálculo de las diferentes capacidades que pueden aparecer entre los conductores de un circuito impreso, tradicionalmente se ha venido realizando mediante gráficas, como las de la Figura 206, que permiten calcular gráficamente la capacidad distribuida entre dos pistas paralelas de una misma capa.

En general, la incorporación de conductores de masa al lado de las pistas de señal, actuando como apantallamiento, puede llegar a disminuir la capacidad parásita hasta un 20%. Si el trazado de la masa se introduce entre las pistas de señal contiguas, la reducción de las capacidades puede llegar hasta el 85%.

Como hemos mencionado antes, el acoplamiento capacitivo tiene lugar en una placa de circuito impreso entre dos pistas paralelas. El circuito equivalente de la pista también hemos comentado anteriormente que correspondía a un modelo RL en serie, por lo que el circuito equivalente de dos pistas con acoplamiento capacitivo responde a la estructura que se muestra en la Figura 207.

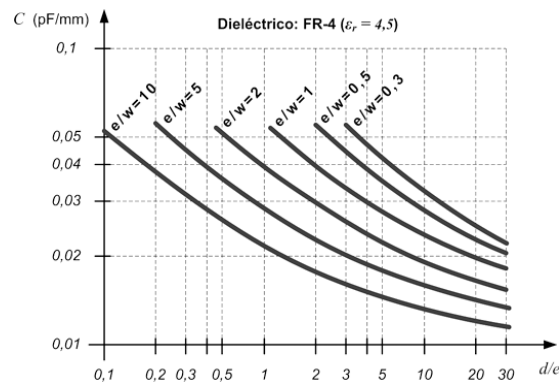


Figura 206. Cálculo gráfico de la capacidad entre pistas paralelas de la misma capa.

El condensador representa el acoplamiento capacitivo distribuido a lo largo de las pistas en un solo parámetro concentrado. La corriente que circularía por la rama del acoplamiento vendría dada por la ecuación (398), donde $v_c(t) = v_1 - v_2$.

$$i_c(t) = C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (398)$$

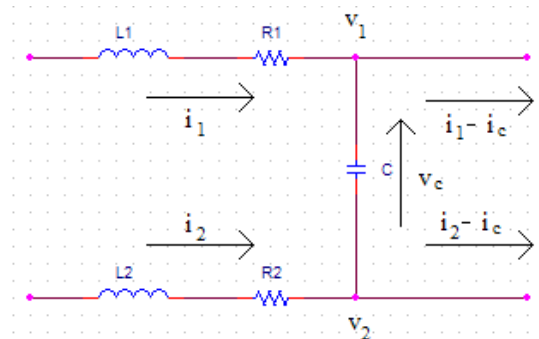


Figura 207. Circuito equivalente para el acoplo capacitivo entre pistas.

Si sustituimos el valor de C obtenido de la ecuación (397) en la expresión (398), obtendríamos la base matemática para montar el modelo del acoplamiento capacitivo entre pistas. Ahora podemos modelar el circuito equivalente de dos pistas paralelas acopladas capacitivamente a partir de los modelos creados en epígrafes anteriores, manteniendo la misma interfaz de entrada y salida que asegure su conectividad. Con el modelo resultante se ha creado un subsistema ^[62] y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos, junto con el icono que se va a visualizar, como se muestra en la Figura 208.

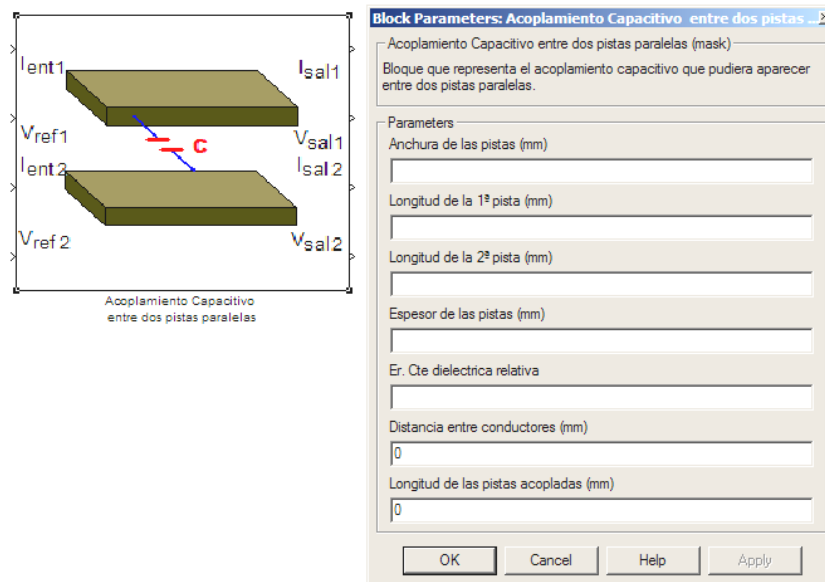


Figura 208. Bloque SIMULINK y máscara para el acoplo capacitivo.

Como se puede observar en la figura anterior, el modelo implementado para las pistas paralelas acopladas capacitivamente parten de los parámetros físicos de las mismas; por lo que ha sido necesario utilizar dos niveles jerárquicos de subsistema, uno para calcular R , C y L a partir de la geometría de las pistas y otro para implementar su modelo de parámetros concentrados.

La capacidad está presente entre dos superficies metálicas con carga a diferentes potenciales, por lo tanto, la capacidad de las líneas *stripline* o *microstrip* estará presente entre ellas y también entre ellas y el plano de referencia ^[111]. Esto queda ilustrado en la Figura 209, para tres conductores *microstrip*, donde la capacidad mutua C_{12} y C_{21} expresa el acoplamiento capacitivo entre los conductores 1 y 2. En el acoplamiento capacitivo desempeña un papel fundamental la capacidad de cada pista con el plano de referencia C_{x0} , que se define como capacidad propia. Para una determinada pista, la capacidad total es la suma de las capacidades al plano de referencia y cualquier otro conductor con un potencial diferente.

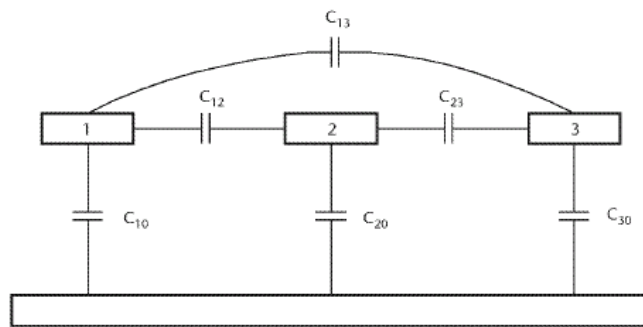


Figura 209. Capacidad mutua entre tres conductores paralelos.

La relación entre la capacidad propia y la mutua de una pista puede concretarse en una matriz de capacidad, de forma similar a la matriz de resistencia presentada en el epígrafe anterior, pero en este caso la capacidad propia (en la diagonal principal) representaría la corriente de desplazamiento que fluye desde cada conductor a masa. La capacidad mutua aparece fuera de la diagonal de (399) y representa la carga presente entre un determinado conjunto de conductores.

$$C = \begin{pmatrix} C_{10} & -C_{12} & -C_{13} \\ -C_{21} & C_{20} & -C_{23} \\ -C_{31} & -C_{32} & C_{30} \end{pmatrix} \quad (399)$$

En términos de circuito, la capacidad mutua se considera como la capacidad de acoplamiento principal y en la matriz aparecerá con signo negativo, ya que si hay

una diferencia de potencial positiva entre dos conductores i y j , entonces el conductor j debe tener una carga negativa con respecto al conductor i .

4.6.2.2 Acoplamiento Inductivo.

En epígrafes anteriores hemos estudiado la inductancia distribuida a lo largo de un conductor (y su retorno) o autoinductancia. Sin embargo, para modelar el acoplamiento inductivo que se establece entre pistas es necesario estudiar y modelar la inductancia mutua entre conductores paralelos, como la que podría aparecer entre dos pistas colocadas en las caras opuestas de una placa de circuito impreso ^[132]. En la Figura 210 se describe gráficamente la inductancia mutua entre una pista de cobre y otro conductor similar situado en paralelo con ella.

$$M = 0,0002 \cdot l \cdot \left[\ln \left(\frac{d}{t + w} \right) + 1,5 \right] \quad [\mu H] \quad (400)$$

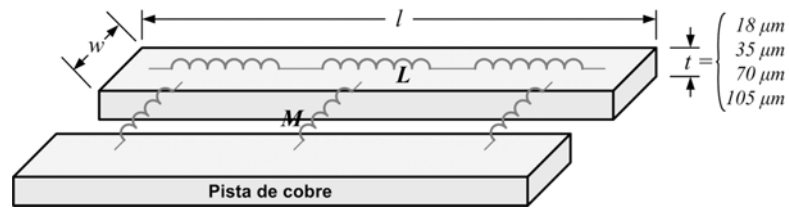


Figura 210. Inducción mutua de las pistas de un circuito impreso.

La ecuación (400) permite calcular el coeficiente de inducción mutua M en función de la geometría, donde l corresponde a la longitud de las pistas, d representa la distancia de separación entre los dos conductores, t es el espesor de la capa de cobre y w es la anchura de las pistas (se suponen iguales), teniendo en cuenta que todas estas magnitudes están expresadas en milímetros.

Tanto la ecuación de la inductancia mutua como la de la autoinductancia (387) son aplicables siempre y cuando la longitud de las pistas l cumpla la relación $l < \lambda/2\pi$, donde λ es la longitud de onda, que está relacionada con la frecuencia de la señal f mediante la ecuación $\lambda = c/f$, siendo c la velocidad de la luz en el vacío ($3 \cdot 10^8$ m/s). Si esta condición no se cumple se debería realizar un análisis eléctrico de las conexiones como líneas de transmisión y de esta forma poder ejercer un control sobre su impedancia.

En la Figura 211 se muestra el circuito equivalente en parámetros concentrados correspondiente al acoplo inductivo entre dos conductores, los cuales actúan sobre la malla del circuito como un pequeño transformador.

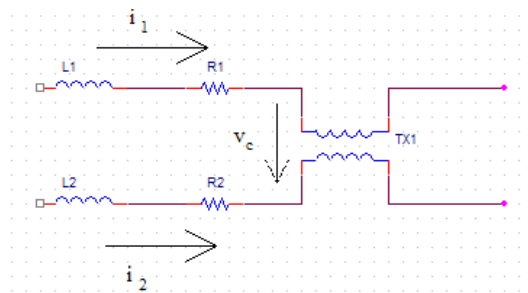


Figura 211. Circuito equivalente para el acoplo inductivo entre pistas.

En la ecuación (401) se describe la relación existente entre las corrientes que circulan por cada conductor y la diferencia de potencial inducida que aparecerá entre ellos, como consecuencia de la inducción mutua.

$$v_c = M \cdot \frac{d(i_1 - i_2)}{dt} \quad (401)$$

Ahora se puede modelar el circuito equivalente de dos pistas paralelas acopladas inductivamente a partir de los modelos ideales y reales creados en epígrafes anteriores, manteniendo la misma interfaz de entrada y salida que asegure su conectividad [73]. Con el modelo resultante se ha creado un subsistema y se ha diseñado la correspondiente máscara para la entrada de datos, junto con el icono que se va a visualizar, como se muestra en la Figura 212.

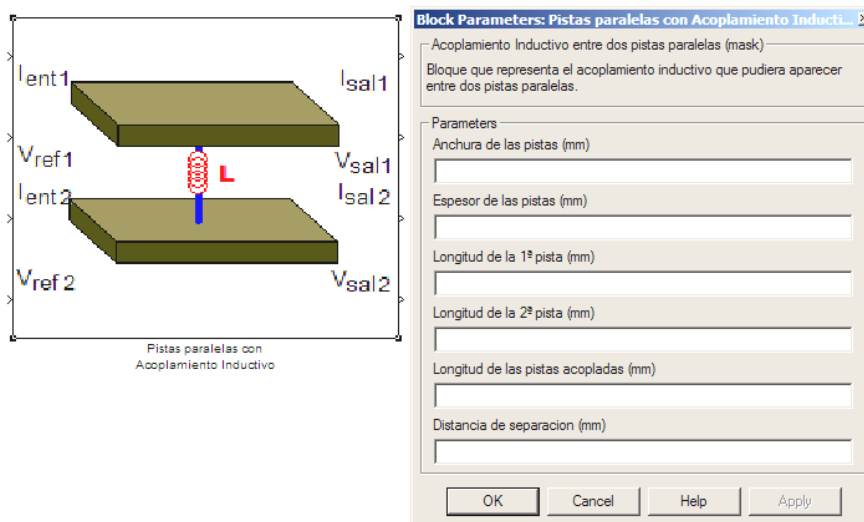


Figura 212. Bloque SIMULINK y máscara para el acoplo inductivo.

Como se puede observar en la figura anterior, el modelo implementado para las pistas paralelas acopladas inductivamente parten de los parámetros físicos de las

mismas; por lo que ha sido necesario utilizar dos niveles jerárquicos de subsistema, uno para calcular R , M y L a partir de la geometría de las pistas y otro para implementar su modelo de parámetros concentrados.

En la matriz de inductancia de la ecuación (386) se incluyó, además de la inductancia propia de las pistas (L_{11} , L_{22} , ...), la inductancia mutua entre los conductores (L_{12} , L_{23} , ...). La autoinductancia es siempre positiva, pero a la inductancia mutua se le puede asignar un valor positivo o negativo, dependiendo del efecto que tenga sobre el circuito, el cual será reflejado en la matriz de inductancia [11]. Esta particularidad se puede utilizar para reducir la inductancia del bucle de una señal, forzando el acoplamiento mutuo entre toda la línea de transmisión y su correspondiente retorno. Las inductancias mutuas serán entonces recíprocas y de idéntico valor, aunque de signo contrario debido a que las corrientes también lo son. Haciendo esto, la inductancia mutua reducirá beneficiosamente la inductancia total del lazo en el caso de que las inductancias estén en serie, sin embargo, las inductancias en paralelo (bucles de señal diferentes) no se benefician de la misma manera.

Una alternativa para indicar el acoplamiento inductivo entre líneas de señal es usar la relación llamada factor de acoplamiento o coeficiente de acoplamiento, cuyo símbolo es k y cuya expresión se muestra en (402).

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (402)$$

Donde L_{12} es la inductancia mutua entre los conductores 1 y 2, la cual puede ser representada también por los símbolos M o L_m . Como puede deducirse, el coeficiente de acoplamiento siempre está comprendido entre +1 y -1.

4.6.3 Modelos de las Áreas de Soldadura

Cuando una pista tiene que unirse al terminal de un componente insertado en un taladro metalizado, deberá existir un *pad* de soldadura de mayor tamaño que el diámetro del taladro [1]; esto es un requisito obligatorio en las normas militares y ANSI-IPC. Aunque existen diversos tipos de *pad*, la conexión de la pista con el taladro se realiza la mayoría de las veces con un *pad* circular.

4.6.3.1 Cálculo de la Resistencia y la Inductancia

A pesar de ser un magnífico método de conexión entre las pistas y los terminales de un componente, el *pad* introduce una pequeña resistencia parásita por el

hecho de estar compuesto de un conductor no ideal, el cobre. Esta resistencia eléctrica, que puede considerarse despreciable respecto a la de la propia pista, se puede calcular según la geometría del *pad*, que se muestra en la Figura 213, y el material del que está compuesto, mediante la ecuación (403).

$$R_{pad} = \frac{\rho_{Cu}}{t \cdot 2\pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \quad (403)$$

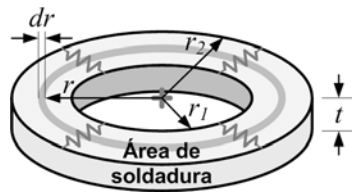


Figura 213. Resistencia eléctrica de un área de soldadura o *pad*.

Donde, ρ_{Cu} es a la resistividad del cobre, que vale $17,2 \mu\Omega \cdot mm$, t es el espesor del *pad* medido en mm , r_1 y r_2 son respectivamente los diámetros interior y exterior del *pad*, también medidos en mm . Con estas unidades, el resultado final al aplicar la fórmula lo obtendremos en $\mu\Omega$.

Los *pads* de soldadura de un circuito impreso también presentan una inductancia parásita, que a pesar de ser de escaso valor, puede llegar a tener una importancia relativamente considerable, cuando la frecuencia de las señales supera los 10MHz^[3]. Teniendo en cuenta la geometría circular del *pad* y la existencia de taladro metalizado entre capas, como se muestra en la Figura 214, su inductancia se puede calcular mediante la ecuación (404).

$$L = 0,2032 \cdot e \cdot \ln\left(\frac{4 \cdot e}{r_1}\right) \quad [mH] \quad (404)$$

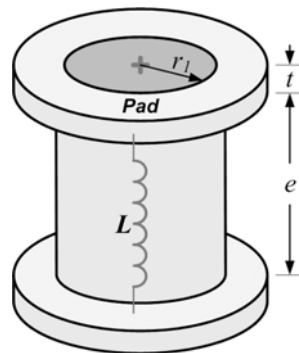


Figura 214. Inductancia de un *pad* con taladro metalizado.

Ahora podemos modelar un área de soldadura o *pad* conectado en serie empleando el modelo de resistencia e inductancia ideales creados anteriormente y manteniendo la misma interfaz de entrada y salida que asegure su conectividad. Con el modelo resultante se crea un subsistema y se diseña la correspondiente máscara para la entrada de datos junto con el icono que se va a visualizar ^[63], como se muestra en la Figura 215.

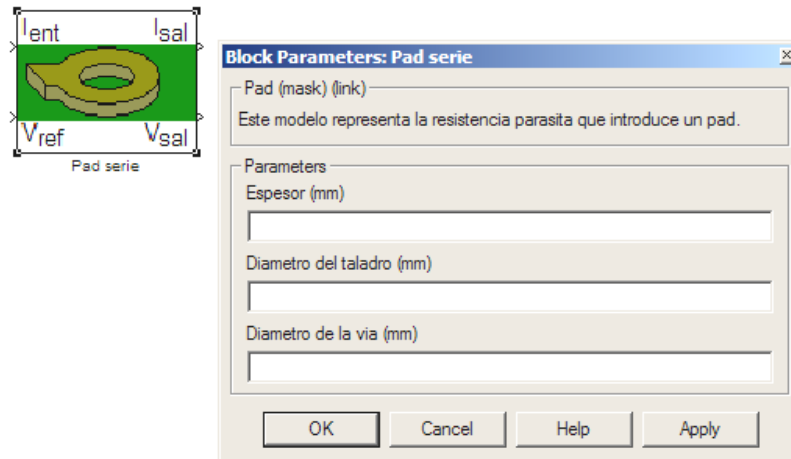


Figura 215. Bloque SIMULINK y máscara para un pad en serie.

En el caso en el que debamos utilizar el *pad* como primer elemento de una rama paralelo y obtener la corriente de salida para esa línea debemos utilizar su valor de conductancia G. La máscara para la entrada de datos junto con el icono que se va a visualizar se muestra en la Figura 216.

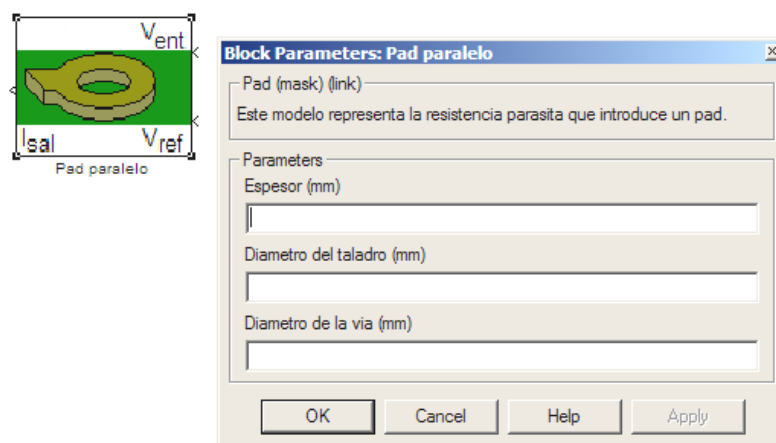


Figura 216. Bloque SIMULINK y máscara para un pad en paralelo.

Como se puede observar en las figuras anteriores, los modelos implementados para los *pad* parten de los parámetros físicos de los mismos; por lo que se puede deducir que ha sido necesario utilizar dos niveles jerárquicos de subsistema, uno para calcular la *R* equivalente a partir de la geometría del *pad* y otro para implementar su modelo de parámetros concentrados.

4.6.3.2 Consideraciones Geométricas sobre las Áreas de Soldadura

El tamaño del *pad* depende sobre todo de los requerimientos de diseño, de las tolerancias del fabricante y de la función fiabilidad. Los diseñadores de circuitos impresos intentan mantenerlo lo más pequeño posible para disponer del máximo espacio entre pistas y taladros. Por el contrario, los fabricantes prefieren áreas de soldadura grandes, de modo que el taladro permita una mayor tolerancia y facilite la producción. Desde el punto de vista de la fiabilidad, un *pad* grande también es lo más deseable, pues asegura un “área de anillo” mínima que mantiene mejor la integridad de la señal bajo diferentes condiciones de esfuerzo.

Para determinar el tamaño de los *pads* deben considerarse varios factores ^[178]: el diámetro del taladro, los requerimientos de las dimensiones del anillo mínimo, tolerancias del ataque ácido y otras propias del proceso de fabricación.

El tamaño del taladro se calcula a partir del tamaño requerido para el taladro metalizado de un componente determinado. Para determinar el tamaño del taladro hay que añadir de 0,15 mm a 0,2 mm (0,006” a 0,008”) al tamaño final calculado, esto facilita el metalizado, la soldadura y otros procesos.

Los *pad* circulares son los que se usan más frecuentemente en el diseño de un circuito impreso y en ellos la línea de señal comienza en el centro del círculo. Hay otras formas de los *pad*, ovales, cuadrados, etc., pero dan mayores errores durante el ataque ácido y el taladrado con el mismo grado de fiabilidad que los circulares. Cuando se produce el aislamiento entre una pista de señal y su área de soldadura, la fiabilidad es la característica que más se resiente, siendo secundario el problema relativo a que el taladro sea tangente a dicho *pad*.

De forma general se puede considerar un *pad* redondo de 1,4mm (0,055”) para una pista de 0,25mm (0,01”) y un taladro de 0,9mm (0,035”). En el caso de áreas de soldadura cuadradas, éstas serían de 1,4mm (0,055”) de lado para una pista de 0,25mm (0,01”) unida a una de las esquinas y un taladro de 0,9mm (0,035”) ^[3].

Al menos que se haga un testeado eléctrico de las capas internas y externas de señal, se necesita una inspección visual de las mismas para detectar defectos en la

unión de las pistas con las áreas de soldadura. Cuando el espacio entre la pista y el *pad* es pequeño, es difícil determinar visualmente si la línea está unida al área de soldadura por el diseño o por un defecto del grabado del cobre. Si la pista entra y abandona el *pad* no existirá duda de cómo se diseñó; además de que esta técnica es muy fácil de implementar, se mejora la transmisión de la señal y puede incrementar la eficacia de la inspección visual de la placa.

4.6.4 Modelos de Taladros Metalizados

Las *vias* o taladros metalizados (en inglés *Plated Through Hole*, PTH) se usan en las placas de circuito impreso para interconectar las capas conductoras entre sí, facilitando el interconexión de los componentes y su ensamblado en el circuito. Los taladros que se realizan para obtener las *vias* deben metalizarse cuando se trata de placas multicapa y en las placas de dos caras, mientras que en las placas de una cara no se usan, obviamente.

Desde el punto de vista del diseñador lo ideal sería que los taladros de las *vias* fueran lo más pequeños posible, con *pads* también pequeños, lo cual dejaría más superficie libre disponible para el trazado de las pistas de señal. Sin embargo los fabricantes de placas de circuito impreso prefieren taladros lo suficientemente grandes, para favorecer las tolerancias de fabricación y facilitar la producción.

De forma general los taladros próximos al borde de la placa deben estar distanciados 10mm (0.4") para los componentes axiales y 12,7mm (0.5") para los circuitos integrados. Para los taladros de componentes, la norma militar requiere que el diámetro de los taladros metalizados no sea superior a los 0,7mm (0.028") ni menor de 0,25mm (0.01") que es el diámetro o diagonal de la patilla del componente ^[1]. Esto fija un volumen entre la patilla y el taladro que es suficiente para asegurar una buena soldadura. Trabajando en este rango se puede mantener el tamaño del taladro al mínimo. Esto proporciona una máxima eficacia de la producción y disminuye la posibilidad de error durante la preparación de ésta.

4.6.4.1 Cálculo de la Resistencia, Capacidad e Inductancia

Desde luego, una *via* no es una conexión perfecta e introduce múltiples efectos parásitos en las señales. El modelo equivalente de parámetros concentrados suele variar según los autores, sin embargo, en la bibliografía consultada parece prevalecer el circuito RLC paralelo como equivalente ^{[125] [126]}.

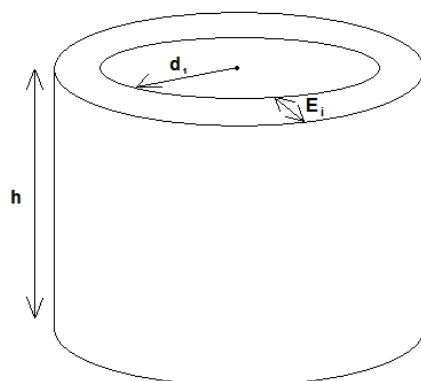


Figura 217. Estructura física de un taladro metalizado.

La expresión que define la resistencia parásita se deduce a partir de la estructura física del taladro metalizado (Figura 217) y del material, igual que se hizo con el *pad*. La ecuación (405) define su comportamiento resistivo.

$$R_{PTH} = \frac{\rho}{2\pi \cdot h} \cdot \ln\left(\frac{d_1 + E_i}{d_1}\right) \quad (405)$$

Donde, ρ es a la resistividad del material, que para el cobre vale $17,2 \mu\Omega \cdot mm$; h es la altura del taladro en mm , d_1 es el diámetro interno o de taladrado en mm ; E_i es el espesor de la metalización, normalmente de $0,018 mm$, también medido en mm . Con estas unidades el resultado final lo obtendremos en $\mu\Omega$.

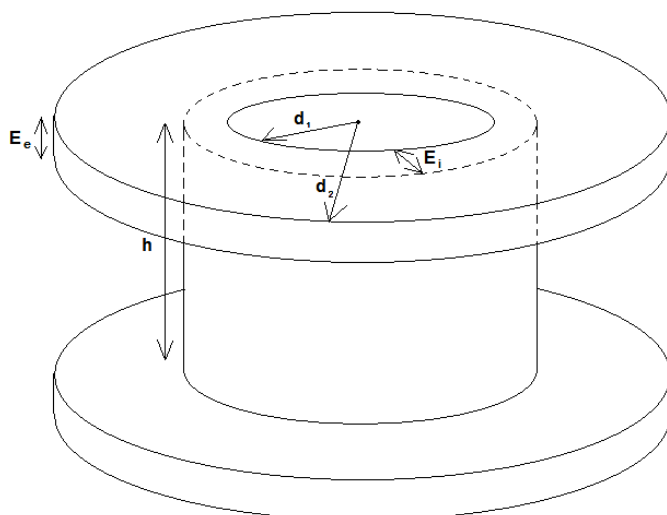


Figura 218. Estructura física de una VIA o paso de cara.

La estructura física de una *via* completa que se muestra en la Figura 218, incluido el taladro metalizado y el anillo de cobre o área de soldadura, nos permite definir su capacidad parásita mediante la ecuación (406) ^[129] y su inductancia parásita mediante la ecuación (405) ^[128]. Donde ϵ_r es la permitividad dieléctrica del material aislante de la PCI y el resto de parámetros están expresados en *mm*.

$$C = \frac{0,0564 \cdot \epsilon_r \cdot d_1 \cdot h}{d_2 - d_1} \text{ pF} \quad (406)$$

$$L = 0,2032 \cdot h \cdot \ln\left(\frac{4 \cdot h}{d_1}\right) \text{ } \mu\text{H} \quad (407)$$

Ahora es posible modelar el circuito equivalente de una *via*, que por razones obvias siempre irá montada en serie, empleando los modelos de los componentes ideales, resistencia, condensador e inductancia en este caso, creados anteriormente y manteniendo la misma interfaz de entrada y salida que asegure su conectividad. Con el modelo resultante se crea un subsistema ^[61] y se diseña la correspondiente máscara para la entrada de datos junto con el icono que se va a visualizar, como se muestra en la Figura 219.

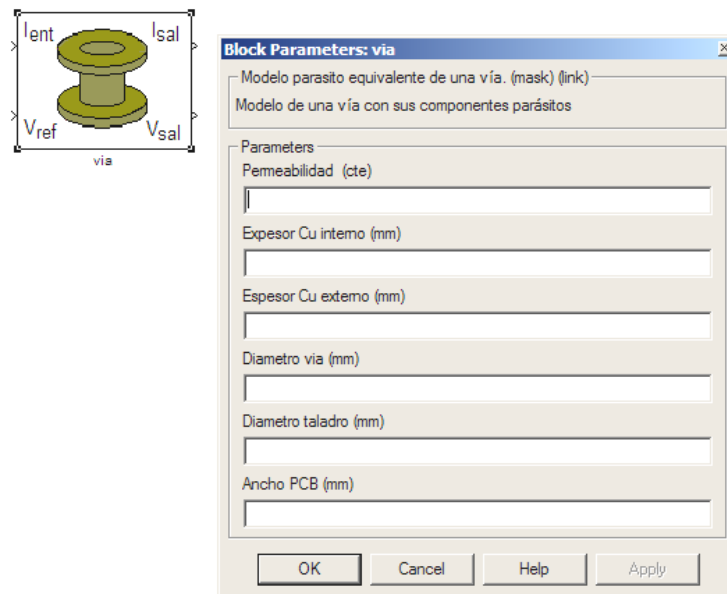


Figura 219. Bloque SIMULINK y máscara para una *via*.

Igual que en las pistas y los *pads*, el modelo implementado para la *via* parte de los parámetros físicos de la misma; por lo que se puede deducir que ha sido necesario utilizar dos niveles jerárquicos de subsistema, uno para calcular la R , C

y L equivalentes a partir de la geometría de la *via* y otro para implementar su modelo de parámetros concentrados.

En los circuitos multicapa, la *via* o “paso de cara” constituye la mejor forma de conectar dos conductores (pistas) de capas distintas, igual que ocurre en los circuitos de doble cara. Como se ha explicado anteriormente, las *vias* utilizan el taladro metalizado para lograr la conexión eléctrica entre capas ^[3]. En las PCIs de una cara resulta obvio que su uso está completamente descartado, en las de dos capas puede ser una opción y en los circuitos impresos multicapa resulta completamente necesaria su utilización.

El modelo de *via* que se ha implementado sobre SIMULINK para circuitos con dos capas de pistas también es válido para circuitos multicapa ^[127], siempre y cuando la conexión que realice sea sólo entre dos capas cualesquiera y no existan conexiones derivativas a terceras capas.

4.6.4.2 Consideraciones Prácticas sobre las Vías Multicapa.

Para poder establecer las reglas del diseño multicapa es necesario hacer algunas consideraciones que permitan establecer los principios básicos del diseño de las PCIs con múltiples capas de conexionado. Las placas de circuito impreso con más de dos capas se usan y diseñan en base a dos requisitos fundamentales.

1. La alta densidad de componentes electrónicos que da lugar a la necesidad de varias capas de interconexiones.
2. La necesidad de disponer de características eléctricas de la PCI que no se obtendrían con una o dos caras.

Aunque hay otros métodos de interconexión de altas prestaciones, las placas multicapa con la tecnología de taladros metalizados son las más usadas en la industria electrónica, ya que su fiabilidad se ha probado sobradamente, existen muchos fabricantes con capacidad tecnológica para producirlas y pueden diseñarse para conseguir los requisitos de coste y prestaciones de la mayoría de los equipos y sistemas electrónicos actuales.

El diseño de estas placas ha llegado a ser complicado como consecuencia de la gran cantidad de requerimientos ^[69] que, en la mayoría de los casos, son contrapuestos, es decir favoreciendo a unos perjudicamos a otros. De estos requerimientos se pueden destacar los siguientes:

- La circuitería funcional se ha hecho más compleja.
- Los equipos electrónicos tienen más entradas y salidas en menor espacio.
- Las frecuencias de funcionamiento de los circuitos se han incrementado drásticamente, demandando menos distancia entre componentes.
- Las pérdidas de potencia han experimentado un incremento significativo, demandando un estudio térmico más concienzudo dentro de la placa.
- La competencia ha llegado a ser muy fuerte, con lo que la relación entre el coste y las prestaciones se hace más ambiciosa.

Estos requerimientos han hecho disminuir las dimensiones de las pistas de la PCI, los espacios entre conductores y las de taladros para componentes y *vias*. Al mismo tiempo el tamaño de la placa se ha hecho menor y la demanda de potencia y prestaciones eléctricas han llegado a ser elevadas ^[130], requiriéndose más espesor en el cobre, áreas de tierra y niveles de tensión.

La placa multicapa debe diseñarse como parte de todo el sistema, bajo un enfoque finalista. El coste de la placa no debería considerarse aisladamente, pues éste debe ser complementado con el coste de los componentes, conectores y otros elementos del sistema, siendo el coste de un sistema total con sus prestaciones el que debe evaluarse ^[3]. Una PCI multicapa podría parecer compleja y cara pero, si puede contribuir a disminuir la cantidad de dispositivos y subconjuntos a la vez que proporciona mayores prestaciones al sistema, su elección podría contribuir a un diseño óptimo. Todos los elementos que aumentan el coste de la placa, número y tamaño de los taladros, *pads*, anchura y separación entre pistas, número de capas, espesor del cobre, material dieléctrico, tamaño de la placa y tecnología usada, deben considerarse.

4.7 MODELIZACIÓN AUTOMATIZADA DE CIRCUITOS IMPRESOS

En los entornos de simulación de circuitos eléctricos y electrónicos esquemáticos sólo se atiende al comportamiento eléctrico casi ideal de los mismos, el cual actualmente se suele alejar bastante del funcionamiento real que el circuito tiene una vez implementado. El motivo de que el *software* comercial sólo permita la simulación eléctrica de los circuitos radica en que, para ello, sólo utiliza las leyes de la teoría de circuitos y algunos modelos de componentes relativamente aproximados, sin incluir los efectos de las imperfecciones de los dispositivos, ni las del interconexión de la placa, así como de los diferentes fenómenos electromagnéticos (EM) que se han explicado anteriormente.

Aunque existe *software* específico para simulación electromagnética, éste tiene un coste muy elevado y un ciclo de aprendizaje bastante prolongado, pues son bastante complejos de manejar. Por ello, resulta de especial interés el desarrollo de métodos alternativos a éstos costosos programas, que permitan obtener simulaciones próximas a la realidad EM. Lo que se pretende es la **simulación multifísica** de un circuito impreso, incluyendo los efectos producidos por las características propias de la placa, como la resistencia de las pistas, la inductancia de los *pads*, la capacidad de las *vias*, los acoplamientos entre conductores, etc.

Con este fin se ha desarrollado una herramienta *software* (Simul-EMI II) que posibilita la simulación EM de circuitos, sin renunciar a la sencillez de manejo de los simuladores sobre esquema (del tipo PSPICE o MULTISIM), y que sirve de apoyo al diseño de placas de circuito impreso (PCI). Esta aplicación es capaz de “leer” la distribución geométrica o *layout* de la PCI y extraer los datos exactos del diseño de la placa (ubicación de componentes, longitud y anchura de pistas, espesor de capas conductoras, etc.). Una vez manipulada, esta información se usa para la creación de modelos electromagnéticos de todas las conexiones, tal que puedan ser utilizados en entornos de simulación de circuitos esquemáticos.

El proceso de desarrollo clásico de un nuevo circuito impreso se podría describir resumidamente en los cuatro pasos siguientes:

1. Diseño funcional que proporciona un esquema de un circuito electrónico que da solución al problema.
2. Simulación eléctrica del esquema.
3. Diseño asistido por ordenador (CAD) de la placa de circuito impreso.
4. Prototipado y fabricación del circuito impreso final.

En la Figura 220 se ilustra esta secuencia de etapas, de manera gráfica, con un sencillo ejemplo de amplificador lineal.

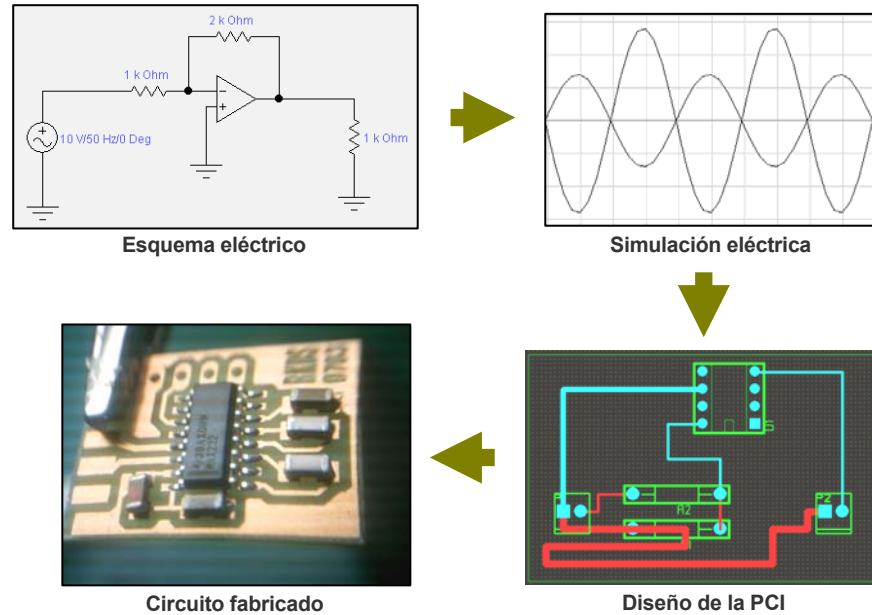


Figura 220. Etapas en el proceso de desarrollo de un circuito electrónico.

En la Figura 221 se ilustra la nueva secuencia de las etapas de desarrollo de un circuito impreso, una vez incorporado la herramienta de modelado EM.

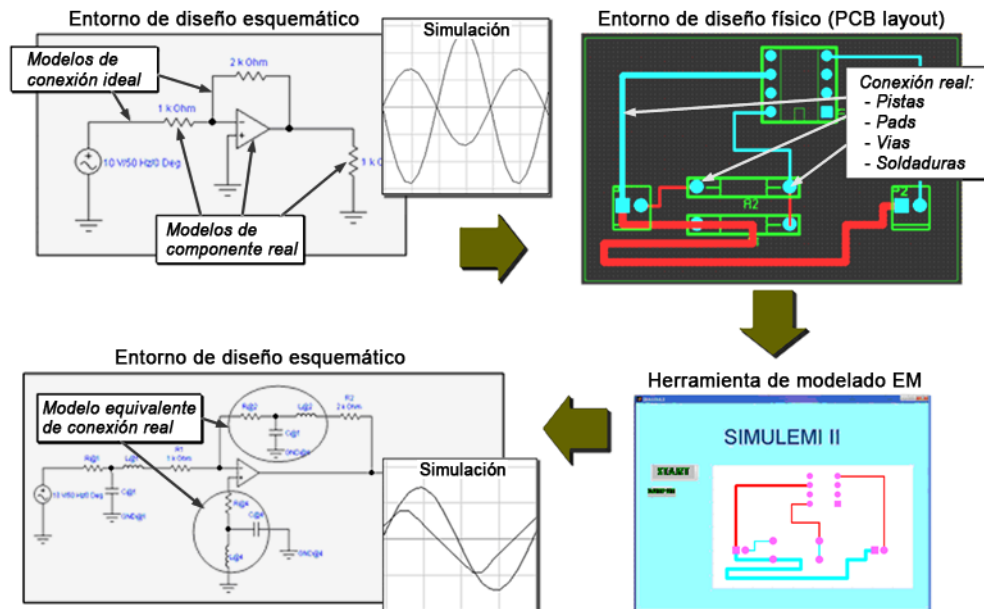


Figura 221. Etapas en el desarrollo de un circuito con herramienta de modelado EM.

La herramienta de modelización automática de circuitos impresos Simul-EMI II se ha implementado en MATLAB (en código *m*) y el entorno de simulación de circuitos electrónicos esquemáticos elegido para interactuar con él ha sido PSPICE, mientras que el *software* CAD de diseño de placas utilizado para las pruebas ha sido CADSTAR, aunque en este caso sería posible usar otro. Con el fin de que el manejo de Simul-EMI II sea lo más simple posible, también se ha creado una interfaz gráfica sencilla e intuitiva para el usuario final.

4.7.1 Obtención de los Datos Geométricos del Conexionado

La forma más generalizada, casi universal y por ello más portable, de transferir el diseño de un circuito impreso a los responsables de su fabricación, es mediante un conjunto de archivos informáticos, denominados Gerber⁷, de cada una de sus capas de conexionado, así como de otras capas con funciones de protección, marcado, mecanizado, etc. Estos archivos contienen una descripción gráfica del trazado (*layout*) o dibujo del cobre conductor, en un formato compatible con los dispositivos específicos para la impresión de fotolitos o *artworks* (fototrazadores o *photoplotters*) que se necesitan durante el proceso de fabricación de la PCI.

En la columna izquierda de la Tabla 10 se ha reproducido un ejemplo de archivo Gerber. Éstos son archivos de texto (ASCII) con una serie de coordenadas y comandos simples, que permiten interpretar y reproducir las conexiones (de cobre) del circuito impreso independientemente del *software* de diseño utilizado.

Tabla 10. Ejemplo de archivo Gerber y explicación de los parámetros más importantes.

<pre>G70* %FSLAX55Y55*% %ADD11C, 0. 01000*% %ADD12R, 0. 06000X0. 05000*% D11* X72750Y425250D02* X72750Y342750D01* X112750Y342750* X81750Y425250D02* X120250Y425250D01* X120250Y450250* X160250Y450250* X160250Y427750* X157750Y427750*</pre>	<p>- G70 indica que los datos están en pulgadas.</p> <p>- La segunda línea especifica el formato de los datos:</p> $\% \text{ FS } \begin{Bmatrix} L \\ T \\ D \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} A \\ I \end{Bmatrix} (\text{Nn}) (\text{Gn}) (\text{Xa}) (\text{Yb}) (\text{Zc}) (\text{Dn}) (\text{Mn}) * \%$ <p>Donde: L = ceros a la izquierda omitidos T = ceros a la derecha omitidos D = punto decimal explícito (sin ceros omitida) A = Modo de coordenadas absoluta I = Modo de coordenadas incremental Xa = n° dígitos enteros y decimales en X (5,5 max) Yb = n° dígitos enteros y decimales en Y (5,5 max) Dn = proyecto de código Mn = código M</p>
--	---

⁷ El formato Gerber fue creado por *Gerber Systems Corporation*, que durante la década de los 70 se convirtió en el mayor fabricante de impresoras fotográficas utilizadas en la fabricación de PCIs. El formato se estandarizó en 1980 por la *Electronic Industries Association*, de la que recibió la descripción técnica RS-274-D.

<pre> X159250Y425250* X121750Y342750D02* X121750Y382750D01* X165250Y382750* X165250Y407750* X150250Y407750* X150250Y425250* D12* X72750Y425250D03* X81750Y425250D03* X150250Y425250D03* X159250Y425250D03* X112750Y342750D03* X121750Y342750D03* M02* </pre>	<p>- La 3ª y 4ª línea definen las aperturas (AD viene de Apertura Definition), así ADD11C indica una apertura circular de diámetro 0.01" y ADD12R una apertura rectangular de 0.06" por 0.05". Los 10 primeros números están reservados.</p> <p>- La 5ª línea indica que todo lo que viene a partir de ahí se hará con la apertura D11 definida anteriormente.</p> <p>- Lo que indican los códigos D al final de cada línea es:</p> <ul style="list-style-type: none"> · D01 (D1): trasladar al lugar especificado XY con el obturador abierto (se mueve dibujando). · D02 (D2): trasladar al lugar especificado XY con el obturador cerrado (punto inicial de cada nueva pista). · D03 (D3): trasladar al lugar especificado XY con el obturador cerrado, entonces, abrir y cerrar el obturador (modo flash). <p>NOTA: Cuando no aparece nada más que las coordenadas es porque se supone que se mantiene el último D-code.</p> <p>- M02 indica fin de código, es decir, "stop".</p>
--	---

Para reproducir gráficamente (dibujar) las capas de conexionado de una placa de circuito impreso, el *photoplotter* necesita disponer de diferentes formas en su cabezal óptico (círculos, rectángulos, etc.), a modo de plumillas de dibujo, así como con diferentes tamaños. Estos patrones de trazado se definen mediante los denominados **Códigos D** o *D-codes* (D11, D12, ...). Los parámetros más importantes para la interpretación de archivos Gerber se explican en la columna derecha de la Tabla 10 y para hacer más comprensible su estructura interna de comandos, en la Figura 222 se muestra el resultado gráfico que se obtendría en un fototrazador con el archivo Gerber descrito en dicha tabla.

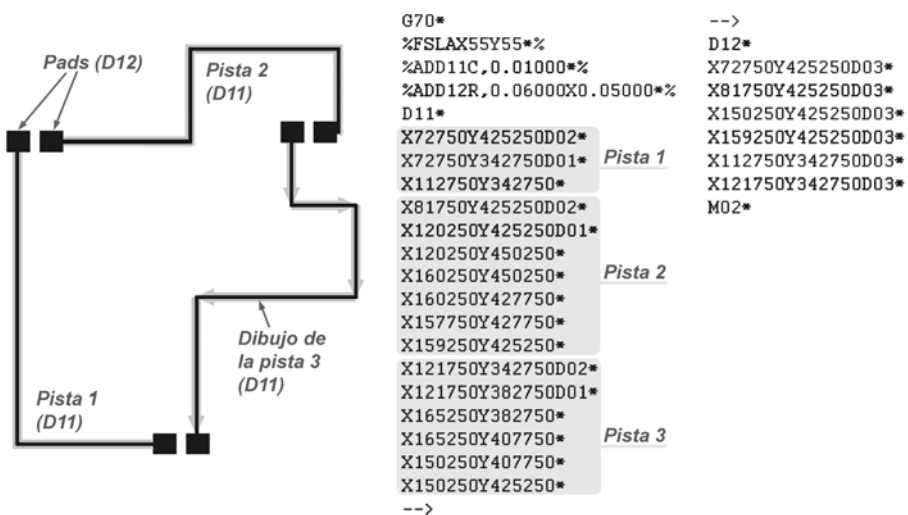


Figura 222. Imagen del circuito definido por el archivo Gerber de la Tabla 10.

Como se observa en la Figura 222, este ejemplo de archivo Gerber describe un trazado de sólo 3 pistas, cuyos comandos representativos se pueden identificar

porque las tres secuencias empiezan con el *D-code* D02, que activa el modo *dibujo*. Las seis líneas finales con el *D-code* D03, que activa el modo *flash*, representan los 6 *pads* de montaje superficial incluidos en esta capa de conexionado.

Todos los programas informáticos dedicados al diseño de circuitos impresos son capaces de generar los archivos Gerber de las diferentes capas que componen una PCI. Esta característica de universalidad ha sido el motivo principal en la elección del formato Gerber como medio para tomar los datos geométricos del conexionado de placas de circuito impreso.

En consecuencia, la herramienta de modelización automática de circuitos impresos, Simul-EMI II, dispone de un módulo para la lectura y visualización de archivos Gerber, con capacidad de identificación y parametrización de los elementos de conexión contenidos en las capas conductoras de las PCIs. Este módulo se ha implementado como una función MATLAB, cuyo código se detalla en la sección de Anexos, que lleva a cabo dos tareas fundamentalmente: obtención de la matriz de coordenadas de todos los conductores que forman cada capa de conexionado y la representación gráfica de los mismos a modo de visualizador o visor Gerber.

4.7.1.1 *Matriz de Coordenadas*

El primer paso para la extracción de los datos físicos de las pistas (longitud, anchura, separación, etc.) a partir del contenido de un fichero Gerber, tal que permitan construir un modelo eléctrico de ella, es la creación de sus respectivas matrices de coordenadas de forma automatizada. La definición de esta matriz se muestra en la expresión (408), en la cual se puede observar que la información correspondiente a cada tramo de pista se ha organizado por columnas, dedicando la 1ª y 2ª fila a las coordenadas X e Y de su punto de comienzo, mientras que la 3ª fila se ha reservado para los códigos D, que identifican el encendido y el apagado del cabezal óptico del fototrazador, y la 4ª fila se utiliza para la apertura utilizada en el dibujo de cada tramo.

$$\begin{pmatrix} X_1 & X_2 & \cdots & X_n \\ Y_1 & Y_2 & \cdots & Y_n \\ Dc_1 & Dc_2 & \cdots & Dc_n \\ Ap_1 & Ap_2 & \cdots & Ap_n \end{pmatrix} \quad (408)$$

Como puede observarse, esta matriz contiene información tanto numérica como alfanumérica (caracteres ASCII). Dado que MATLAB no permite definir este

tipo de matrices en formato nativo, se ha optado por implementar la matriz de coordenadas en formato de hoja de cálculo, que sí admite datos numéricos y de texto en la misma tabla. Esto se ha podido llevar a cabo gracias a que MATLAB soporta el formato no nativo *csv* (genérico separado por comas) y *xls* (EXCEL) en su motor de cálculo matricial. En la Tabla 11 se muestra la matriz de coordenadas de la pista 3 del ejemplo expuesto en la Figura 222.

Tabla 11. Ejemplo de matriz de coordenadas de una pista.

	Tramo 1	Tramo 2	Tramo 3	Tramo 4	Tramo 5	Tramo 6
X	121750	121750	165250	165250	150250	150250
Y	342750	382750	382750	407750	407750	425250
D-code	D02	D01	D01	D01	D01	D01
Apertura	D11	D11	D11	D11	D11	D11

Dado que el número de matrices para un plano de conexionado puede ser elevado, una por cada pista conductora, se ha implementado una función en MATLAB-EXCEL que construye este conjunto de matrices de coordenadas leyendo secuencialmente el archivo Gerber correspondiente, identificando los operadores clave (p. ej. los *D-codes*), transformando la información cuando es necesario y ordenando finalmente los datos en las tablas con formato de hoja de cálculo. Además, esta función crea dos vectores independientes con las coordenadas X e Y en el mismo orden que la matriz, para cálculos posteriores.

4.7.1.2 Visor Gerber

Utilizando las funciones gráficas disponibles en MATLAB, se ha creado un programa en código *m* que permite visualizar el archivo Gerber de la capa de conexionado que se pretende modelar. Con ello se ha conseguido implementar un visor que muestra gráficamente cómo el *photoplotter* dibujaría las pistas, las áreas de soldadura (*pads*) y las *vias*, en el mismo orden en que éste lo haría.

Esta aplicación empieza realizando una búsqueda selectiva entre el texto del archivo Gerber, para identificar los códigos de definición de aperturas y extraer sus datos geométricos, esto es, su forma (circular, cuadrada, etc.) y dimensiones, hasta un máximo de 20 aperturas, que resulta más que suficiente. Con esta información y con la de las matrices de coordenadas se reproducen todos los elementos de conexionado, en el mismo orden y modo (*dibujo* o *flash*) que describe el archivo Gerber, dentro de una ventana gráfica programada al efecto.

Con el fin de que la representación gráfica se haga de forma ágil y dinámica, cada pista se ha dividido en tantos tramos como cambios de dirección tenga (en X o en Y), tal y como se ilustra en el ejemplo de la Figura 223. Esta descomposición permite además que la parametrización final de las pistas esté adecuada a los modelos de conexiones que se han previsto utilizar, los basados en líneas de transmisión distribuidas con parámetros concentrados.

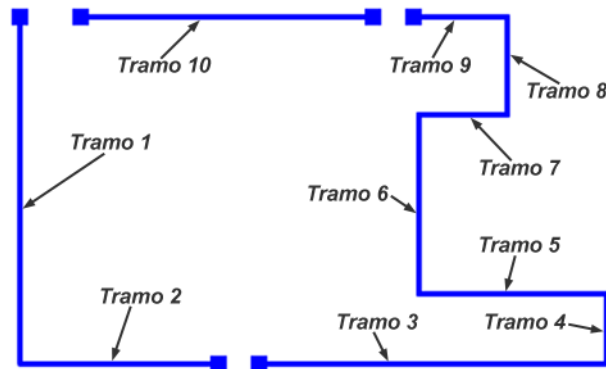


Figura 223. Descomposición y visualización por tramos de un archivo Gerber.

En este nuevo ejemplo (Figura 223) se observa que la capa de conexión consta de un total de 3 pistas conductoras y 6 *pads* de montaje superficial. No obstante, las pistas se han descompuesto en 10 tramos, de tal modo que la pista 1 estaría formada por los tramos 1 y 2, la pista 2 estaría formada por los tramos 3, 4, 5, 6, 7, 8 y 9, y la pista 3 estaría formada por un único tramo, el 10.

Una de las ventajas de realizar esta división radica en que es posible modelar pistas con diferentes anchuras de cobre a lo largo de su recorrido, lo cual no es frecuente pero sí probable. Además, el cálculo de los parámetros característicos (resistencia, inductancia, capacidad, etc.) de cada fragmento de pista se simplifica, al poderse hacer de forma totalmente independiente.

4.7.2 Cálculo de Separaciones entre Conductores

Para poder modelar los múltiples acoplamientos electromagnéticos que se producen entre los conductores de un circuito impreso, es necesario disponer de los valores de separación entre ellos, los cuales no están contenidos de forma explícita en los ficheros Gerber. No obstante, es posible calcular las distancias entre tramos de pistas a partir de los datos de la matriz de coordenadas.

La función encargada de calcular los valores de separación entre conductores, dentro de Simul-EMI II, lleva a cabo una comparación sistemática de todos los tramos verticales con los demás verticales y de los horizontales con las demás

horizontales, analizando primero su paralelismo por la existencia de rangos de valores compartidos. Esto se hace con el fin de evitar cálculos de distancias innecesarios entre tramos que, aun siendo paralelos, no están enfrentados, ni total, ni parcialmente, y en consecuencia no pueden tener ningún acoplamiento.

En el ejemplo de la Figura 223 se pueden observar varios casos de tramos que no comparten ningún rango de valores, como los tramos horizontales 2 y 9 o los tramos 7 y 10. Sin embargo, los tramos verticales 1 y 6, por ejemplo, sí que tienen un rango de valores en común en el eje Y, hecho que se determina mediante una simple función de intersección de los conjuntos de coordenadas. Una vez verificado que ambos tramos están enfrentados, se puede calcular la distancia que los separa (D_{ij}) por la diferencia de sus coordenadas:

$$D_{ij} = |x_i - x_j| \quad \text{ó} \quad D_{ij} = |y_i - y_j| \quad (409)$$

Los datos de separaciones relevantes entre conductores se almacenan de forma ordenada en una matriz, donde cada tramo de pista, previamente numerado, se asigna al mismo número de fila y de columna. De esta forma, cada elemento $i-j$ de la matriz representa la distancia de separación entre el tramo i y el tramo j . Para el ejemplo de la Figura 223, la matriz resultante sería la siguiente:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1.325 & 0 & 0.9 & 0 & 1.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.125 & 0 & 0.45 & 0 & 0.625 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.325 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.175 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (410)$$

Como se puede ver en (410), la matriz de separaciones entre conductores de este ejemplo es una matriz de 10x10, puesto que la capa de conexionado consta de 10 tramos de pista. Resulta obvio que la diagonal de esta matriz sea siempre 0, ya que esa es la separación de cualquier conductor consigo mismo, sin embargo puede parecer extraño que no sea simétrica, pues la distancia que separa a dos conductores debe ser la misma en uno y en otro sentido. En realidad los datos de la triangular inferior se han eliminado intencionadamente con el fin de simplificar el cálculo, ya que éstos serían exactamente los mismos que los de la triangular superior y su inclusión en la matriz de separaciones entre conductores sólo serviría para obtener resultados redundantes e innecesarios.

Con el fin de mejorar la eficiencia del modelado EM y el proceso de simulación, se ha tenido en cuenta el hecho de que hay algunas pistas que, por su elevada distancia con las demás, no llegan a experimentar fenómenos de acoplamiento considerables. Por ejemplo, en el caso que ilustra la Figura 223 resulta evidente que el tramo 1 sufrirá pocas perturbaciones originadas por el tramo 4, por lo que el elemento D_{14} podría eliminarse de la matriz de separaciones, con el consiguiente ahorro de cálculos y mejora del rendimiento durante la simulación.

Para determinar la distancia a partir de la cual los efectos de los acoplamientos electromagnéticos dejan de ser relevantes, y por consiguiente despreciables, se ha realizado un estudio de la capacidad de las pistas conductoras en función de su distancia de separación, teniendo en cuenta el espesor del laminado de cobre (t) y de la anchura de las pistas (w). En la Figura 224 se muestra la familia de curvas obtenidas para pistas de 10 milésimas de pulgada (0,254 mm) de ancho.

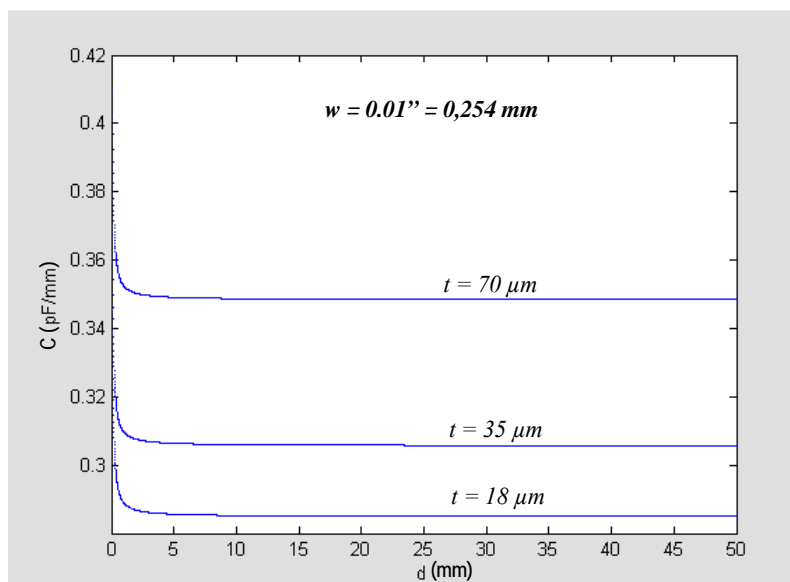


Figura 224. Estudio de la Capacidad mutua vs. distancia entre pistas ($w = 0.01''$).

Como se puede observar, la capacidad parásita disminuye a medida que las pistas se separan y tiende a un valor constante, para todos los espesores de cobre, que por lógica corresponde al valor de la capacidad propia de la pista con respecto al plano de masa. Las tres gráficas de la Figura 224 muestran claramente que el valor de capacidad por unidad de longitud cambia poco a partir de unos 2 mm de separación entre pistas, mientras que, a partir de los 10 mm de distancia, el valor de la capacidad parásita no cambia prácticamente nada. En consecuencia, la función MATLAB encargada de llevar a cabo el cálculo de las separaciones entre conductores descarta automáticamente todas aquellas que superen los 10 mm de distancia, dado que el acoplamiento mutuo será casi nulo.

4.7.3 Cálculo Paramétrico de Impedancias

Una vez obtenidos y/o calculados todos los parámetros dimensionales que intervienen en las impedancias características de las líneas de conexión de una PCI, la herramienta de modelización automatizada Simul-EMI II se encarga de aplicar el modelo matemático más adecuado para cada caso, teniendo en cuenta la disposición del apilado o *stack-up* de las capas conductoras, los materiales de aislamiento y las tecnologías de producción previstos en el diseño.

Todas las ecuaciones necesarias para el cálculo de las impedancias de línea, que se relacionan con las conexiones del circuito impreso, así como para el cálculo de los efectos de los diferentes acoplamientos electromagnéticos, han sido expuestas y descritas a lo largo de este capítulo. No obstante y con el fin de facilitar la comprensión del proceso de cálculo de las impedancias características, se han recopilado en la Tabla 12 las expresiones más importantes de R , L y C implicadas en el cálculo paramétrico de impedancias.

Tabla 12. Modelos matemáticos para el cálculo de los parámetros de impedancias.

MODELO	ECUACIÓN	APLICACIÓN
R_{pista}	$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad [\Omega] \quad (371)$	General
	$R_{cc} = \frac{17,2 \cdot l}{w \cdot t} \quad [\mu\Omega] \quad (372)$	c.c. / Baja frec.
	$R_{ca} = R_{cc} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_{skin}}} \quad (382)$	Microstrips
R_{pad}	$R_{pad} = \frac{\rho_{Cu}}{t \cdot 2\pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \quad (403)$	General
R_{PTH}	$R_{PTH} = \frac{\rho}{2\pi \cdot h} \cdot \ln\left(\frac{d_1 + E_i}{d_1}\right) \quad (405)$	General

L_{pista}	$L = 0,0002 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot l}{w+t}\right) + \frac{0,5}{l} + 0,2235 \cdot \left(\frac{w+t}{2 \cdot l^2}\right) \quad [\mu H/mm] \quad (ref.ec)$	General (pista aislada)
	$L_{microstrip} = K_{ms} \cdot \ln\left(2\pi \cdot \frac{h}{w}\right) \quad (ref.ec)$	Microstrip
	$L_{sst} = K_{sl} \cdot \frac{h}{w+1,043 \cdot h} \quad (ref.ec)$	Stripline
M	$M = 0,0002 \cdot l \cdot \left[\ln\left(\frac{d}{t+w}\right) + 1,5 \right] \quad [\mu H] \quad (ref.ec)$	General
	$L_{mms} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{4\pi} \cdot \ln\left(1 + \left(\frac{2 \cdot h}{d}\right)^2\right) \quad (ref.ec)$	Microstrip
	$L_{msl} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{4\pi} \cdot l \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^2 \quad (ref.ec)$	Stripline
L_{pad}	$L = 0,2032 \cdot e \cdot \ln\left(\frac{4 \cdot e}{r_1}\right) \quad [mH] \quad (404)$	General
C_{pista}	$C = \frac{\epsilon_r \cdot w}{113 \cdot e} \quad [pF/mm] \quad (396)$	General (entre capas)
	$C = 0,31 \cdot \frac{t}{w} + 0,23 \cdot (1 + \epsilon_r) \cdot \log\left(1 + \frac{2 \cdot w}{d} + 50,8 \cdot w + \frac{w^2}{d^2}\right) \quad (397)$	General (misma capa)
C_{pad}	$C = \frac{0,0564 \cdot \epsilon_r \cdot d_1 \cdot h}{d_2 - d_1} \quad [pF] \quad (406)$	General

Aunque en esta fase del proceso es posible calcular la impedancia Z total de cada fragmento de pista, incluyendo sus acoplamientos, en realidad ésta se deja de forma parametrizada con todas sus componentes R , L y C , pues de esta manera

resulta más fácil reconstruir el esquema original (con conexiones ideales) y añadir los modelos equivalentes de las conexiones del circuito impreso.

4.7.4 Obtención del Circuito Esquemático Equivalente

Puesto que cada pista de la placa se ha dividido en fragmentos o tramos más pequeños y cada uno de estos tramos tiene asociado una resistencia R , una inductancia L , una capacidad propia C y, si es el caso, una capacidad mutua C_m y una inductancia mutua M , para obtener un circuito esquemático que incluya el comportamiento EM de todas estas conexiones, es necesario crear nuevos nudos donde conectar los modelos equivalentes de todos los conductores.

Como se puede apreciar en la Figura 225, a cada tramo de pista se le ha asignado tres nudos, uno en cada extremo y otro en su punto medio geométrico. La ubicación de los puntos sobre los que se sitúan los nudos se toma de la matriz de coordenadas creada con anterioridad, la cual se ha obtenido a partir del archivo Gerber que describe la capa de conexionado; por lo que los nudos se crean en el orden que se especifica dicho archivo.

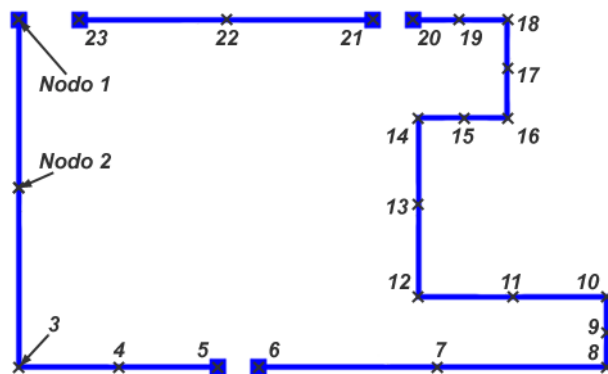


Figura 225. Asignación de nudos por cada tramo de un archivo Gerber.

Los tramos de pistas pueden tener en sus extremos un nudo compartido con otro tramo o con un *pad/via* de final de pista. Para diferenciar esta situación el programa comprueba automáticamente los *D-codes* en cada línea Gerber y se identifican los tipo *flash*, que siempre aparecen al principio y al final de una pista: si no se detecta uno de estos códigos, se asigna al inicio del tramo el mismo nudo que se asignó al final del tramo anterior (es el caso de los nudos 3, 8, 10, 12, 14, 16 y 18) y en caso contrario, es decir si se detecta un código *flash*, entonces se incrementa la numeración en una unidad (es el caso de los nudos 6 y 21). En el caso de bifurcaciones de pistas, se hace coincidir la numeración del nudo.

Para llevar a cabo esta tarea computacionalmente en Simul-EMI II se ha previsto la creación de una matriz de nudos de dimensiones $n \times 3$, siendo n el número de tramos de toda la capa de conexión, de tal modo que cada fila representa uno de los segmentos en que se han dividido las pistas y cada columna contiene la asignación de los nudos inicial, medio y final de cada tramo. En (411) se muestra la matriz de nudos que correspondería al circuito del ejemplo de la Figura 225.

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 4 & 5 \\ 6 & 7 & 8 \\ 8 & 9 & 10 \\ 10 & 11 & 12 \\ 12 & 13 & 14 \\ 14 & 15 & 16 \\ 16 & 17 & 18 \\ 18 & 19 & 20 \\ 21 & 22 & 23 \end{pmatrix} \quad (411)$$

Llegado a este punto ya están disponibles y calculados todos los datos necesarios para el modelado EM de la placa, por lo que ahora sólo queda imbricarlos con el esquema que contiene los componentes funcionales del circuito. Para lograr esto primero se necesita conocer la lista completa de componentes y su posición prevista en el diseño de la placa de circuito impreso, de esta forma es posible asociar cada una de las pistas modeladas a los nudos originales del esquema.

Por desgracia los archivos Gerber no contienen ninguna información relativa a los componentes del circuito que representan, sólo de la PCI, por ello se ha recurrido a la capacidad que todo *software* de CAD electrónico posee para generar diferentes tipos de informes (*reports*) con información relativa al circuito impreso diseñado. En la Figura 226 se muestra el pequeño *script* que se ha programado para el generador de informes de CADSTAR, el cual básicamente genera un listado de todos los componentes y las coordenadas de todas sus patillas.

```
Text "Componente Valor Posicion X Posicion Y"
New Line
For Each Component (Component, Testpoint)
  If Component.Comp Side = All on Top Side
    For Each Pin
      Component.Name
      Component.Value.Text
      Text " "
      Pin.Position X
      Text ""
      Pin.Position Y
    Next
  End If
Next
```

Figura 226. Programa contenido en el fichero generador de informes "posicionpines.rgf".

Cuando el programa contenido en el fichero generador de informes, al que se le ha llamado *posicionpines.rgf*, se ejecuta en el entorno de CADSTAR, se obtiene un archivo de texto tabulado como el que se muestra en la Figura 227.

Componente	Valor	Posicion X	Posicion Y
R1	10K	7850.5	25274
R1	10K	7900.5	25274
R2	10K	8300.5	25274
R2	10K	8350.5	25274
P1	0.1 2P Ver	7625.0	25275
P1	0.1 2P Ver	7725.0	25275

Figura 227. Informe obtenido con el fichero generador de informes “*posicionpines.rgf*”.

Mediante la lectura programada del archivo que contiene la posición de las patillas de cada componente, la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos consigue relacionar dichas patillas con los *pads* de la placa y en consecuencia con los modelos electromagnéticos de sus conexiones.

Los esquemas que se utilizan para la simulación eléctrica de circuitos electrónicos (por ejemplo en PSPICE) pueden ser descritos mediante un tipo de archivo de texto (ASCII) que se denomina *net-list*, el cual tiene un formato pseudo-estándar que permite recoger la información básica del circuito, esto es, los componentes, el conexionado (nudos) y algún atributo más. Puesto que se necesita tomar el diseño esquemático (teórico) del circuito para modificarlo computacionalmente en función del diseño de placa (práctico), con el fin de incorporar los modelos EM de las conexiones reales, entonces será el usuario quien tenga que generar el archivo *net-list* correspondiente desde el entorno de PSPICE o cualquier otro.

Para terminar el proceso, Simul-EMI II carga el *net-list* original, que describe el circuito esquemático con conexionado ideal, y procede a insertar en cada nudo y ordenadamente las líneas de código que describen los modelos equivalentes de todas las conexiones asociadas. La identificación correcta de las conexiones de la placa que se corresponden con los nudos del *net-list* se consigue mediante un simple programa comparador, que analiza las coordenadas suministradas por el informe de las patillas de los componentes (Figura 227) y las compara con las del archivo Gerber, que fueron guardadas en las matrices de coordenadas.

En la Figura 228 (arriba) se muestra un ejemplo de un circuito simple, junto a su *net-list*, formado por tres resistencias conectadas en T a una fuente de c.c., en el

que se identifican perfectamente los tres nudos que forman sus conexiones ideales. Abajo se muestra el mismo circuito una vez implementado sobre PCI y después de pasarlo por Simul-EMI II, pudiéndose comprobar cómo se ha modificado el esquema original, introduciendo los modelos electromagnéticos equivalentes de los conductores de la placa.

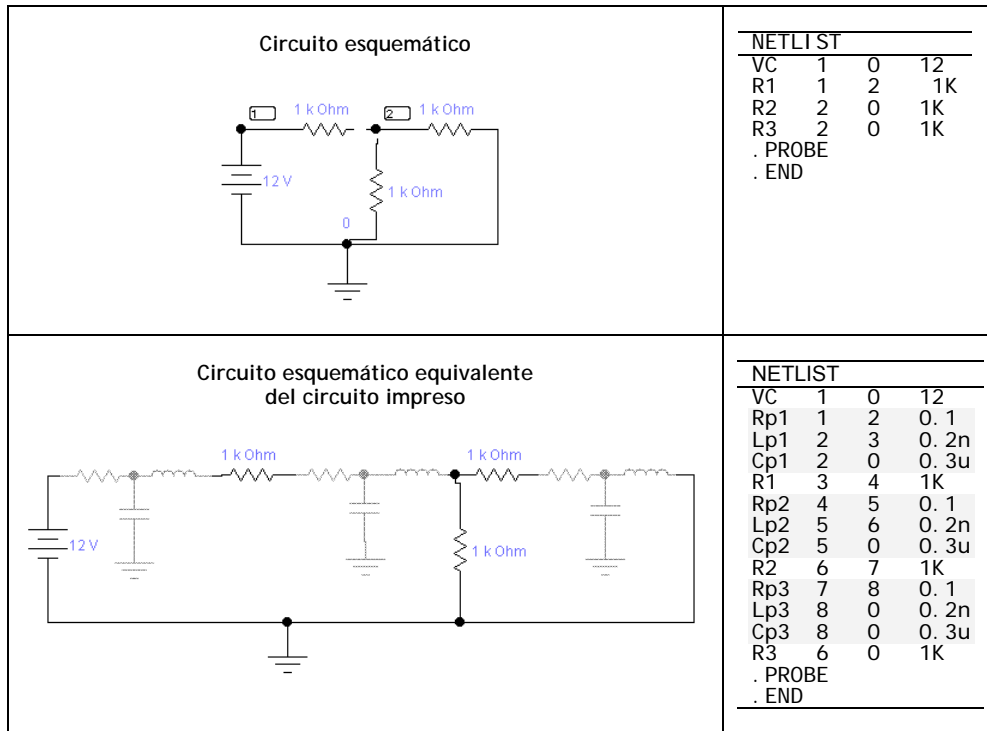


Figura 228. Circuito simple y su netlist antes y después de usar Simul-EMI II.

Una vez terminado todo el proceso de aplicación de la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos, sólo quedaría importar el nuevo *net-list* y realizar la simulación con PSPICE.

4.8 APLICABILIDAD DE LOS MODELOS ELECTROMAGNÉTICOS

Los modelos electromagnéticos desarrollados en esta tesis satisfacen todos los requerimientos especificados en los objetivos de la misma y ha sido concebidos con el fin de que puedan servir para la simulación holística y concurrente de circuitos impresos. No obstante, es conveniente recordar que toda simulación por ordenador sólo constituye una aproximación a la realidad.

Por tanto, una vez descritos los trabajos realizados sobre el modelado EM a nivel de propiedades, componentes y circuitos, parece conveniente exponer una breve discusión sobre la aplicabilidad de los modelos. Para ello se justificará la base científica formal de la que se ha partido, las simplificaciones y aproximaciones realizadas en su implementación y, lo que es más importante, las repercusiones que éstas pueden tener en los resultados obtenidos, así como su interpretación.

Los modelos implementados en la presente tesis para la simulación del comportamiento electromagnético de circuitos impresos, parten de diferentes enfoques científicos e incluyen una serie de simplificaciones que implican un cierto distanciamiento de la realidad física. Sin embargo, gracias a ello se pueden hacer más sencillos los modelos y el tratamiento matemático de los mismos.

Las simplificaciones siempre implican una restricción de la validez de los modelos desarrollados y por consiguiente el usuario deberá plantearse siempre si los errores cometidos como consecuencia de las simplificaciones del modelo, son aceptables y válidos para su aplicación concreta. En el capítulo 5 se hará una exposición detallada de los posibles campos de aplicación de Simul-EMI, donde se destaca su empleo en la enseñanza y en proyectos de I+D de ingeniería electrónica, en los que se ha podido comprobar la utilidad de los modelos.

Las principales simplificaciones que se han introducido en los diferentes modelos electromagnéticos se pueden describir de la siguiente forma:

- La base formal sobre la que se han desarrollado los modelos EM parte de la teoría de circuitos, lo cual significa que no se han considerado los fenómenos eléctricos y magnéticos tal y como se estudian en el campo de la física del electromagnetismo, sino los efectos que éstos producen sobre las variables eléctricas de los circuitos impresos.

Esta es la simplificación más importante para poder trabajar con un modelo matemático sencillo, ya que de lo contrario obligaría a aplicar la teoría de

campos y a definir modelos matemáticos basados en las ecuaciones de *Maxwell*, cuya soluciones vendrían dadas por la aplicación de métodos numéricos en derivadas parciales, matriciales, espacios de estado, etc., mucho más complejos en su formulación y en su tratamiento computacional.

- El comportamiento interferente de los circuitos impresos no ha sido abordado en toda su extensión, sino sólo desde dos perspectivas: por un lado las interferencias denominadas sin acoplamiento, que están asociadas a fenómenos intrínsecos o inherentes de los componentes y de los materiales, como pueden ser las resistencias e inductancias parásitas; y por otro lado las interferencias con acoplamiento de campo cercano, es decir, aquellas que se deben a la acción de un campo eléctrico, de un campo magnético o de ambos cuando la distancia entre los elementos acoplados (emisor y receptor) es inferior a $\lambda/2\pi$, siendo λ la longitud de onda de la señal de máxima frecuencia.

Esta limitación en el tratamiento de los fenómenos EMI viene impuesta en realidad por la base formal de la que parten los modelos, comentada en el punto anterior, ya que para poder contemplar las interferencias de campo lejano (radiadas) sería necesario contar con la teoría de campos.

- Para caracterizar el comportamiento electromagnético de los componentes que forman el circuito impreso y de los elementos propios de la PCI, se han utilizado modelos o circuitos equivalentes en parámetros concentrados. Esto significa que los fenómenos parásitos incluidos en todos los modelos, que suelen estar de forma distribuida a lo largo de la geometría del elemento, son caracterizados por “propiedades” cuyo comportamiento y efectos son equivalente a los originales.

Un ejemplo bastante típico e ilustrativo podría ser el de la resistencia parásita de un conductor, la cual se encuentra en realidad distribuida por toda la longitud del mismo, pero se puede sustituir por una sola resistencia con un valor igual al total.

En la práctica casi todos los dispositivos eléctricos y electrónicos, así como los elementos de la PCI, pueden analizarse desde el punto de vista electromagnético asumiendo estas suposiciones. No obstante, existen bastantes casos en los que el análisis EM podría imponer más restricciones de las que soportan las simplificaciones aplicadas aquí, bien por la precisión requerida en el propio análisis o bien por la naturaleza misma de los fenómenos EMI.

4.9 VALIDACIÓN

Durante el desarrollo de la presente tesis se han implementado un conjunto de modelos de las propiedades electromagnéticas fundamentales, que dan lugar a los diferentes efectos parásitos y nocivos presentes en los circuitos impresos. A partir de éstos se han desarrollado, mediante la aplicación de estrategias de modelado holístico, los modelos EM de los componentes más comunes y de los elementos de conexionado que conforman las PCIs, incluyendo una herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos.

Tras la implementación de todos estos modelos, agrupados en librerías a las que se les ha llamado Simul-EMI, resulta absolutamente imprescindible comprobar el grado de precisión que se obtiene con ellos. De esta forma, la exactitud de las simulaciones llevadas a cabo permitirá determinar la validez científica y técnica de los modelos que integran este entorno y la conveniencia de emplearlos para la simulación de electromagnética de circuitos electrónicos.

En adición a los pequeños y continuos ensayos que se han ido realizando durante todo el desarrollo, se han programado dos experimentos de validación específicos para el entorno de modelado y simulación EM desarrollado en este trabajo: uno para probar los modelos electromagnéticos integrados en la librería “Simul-EMI” y otro para verificar el funcionamiento de la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos “Simul-EMI II”.

4.9.1 Experiencia con Circuito Modelado mediante Simul-EMI

En este experimento se ha estudiado el comportamiento electromagnético de un circuito impreso sencillo que, a modo de ejemplo, permita validar los modelos desarrollados, mediante los resultados de varias simulaciones y tras contrastarlos con los resultados de sus correspondientes ensayos en el laboratorio.

El circuito esquemático que ha servido de partida para implementar el circuito impreso de prueba, consta de dos resistencias de capa de carbón del mismo valor conectadas en serie con la fuente de señal de entrada, formando lo que comúnmente se llama un divisor de tensión. El circuito esquemático se ha capturado en un *software* de CAD electrónico dedicado al diseño de circuitos, obteniendo un esquema como se muestra en la Figura 229.

En este caso se han utilizado dos programas diferentes para el diseño del circuito, estos son ORCAD CAPTURE, para el esquema, y CADSTAR, para la placa, ambos necesarios para comprobar los resultados de las simulaciones.

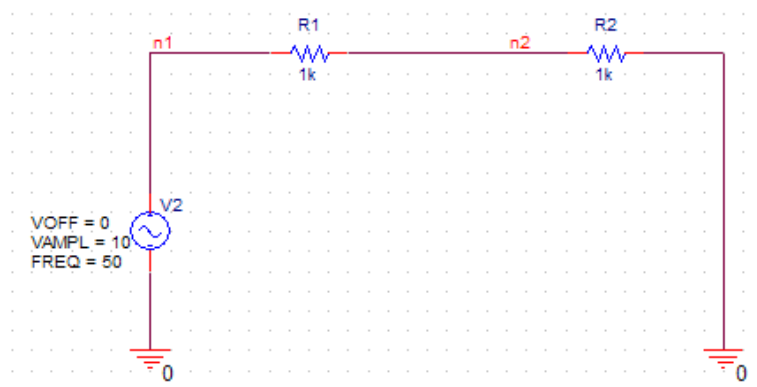


Figura 229. Esquema del circuito divisor de tensión de prueba.

Una vez capturado el esquema se ha procedido a la obtención de una placa de circuito impreso mediante el *software* apropiado, si bien, en este caso no se ha tenido en cuenta ninguna de las recomendaciones utilizadas normalmente para el diseño de PCIs, por ejemplo, longitud y separación de las pistas.

En concreto se ha realizado un mal diseño de la placa, como se muestra en la Figura 230, para que se pongan de manifiesto los efectos parásitos eléctricos (capacidades, acoplamientos capacitivos, etc.) y los efectos parásitos magnéticos (inductancias, acoplamientos inductivos, etc.), objeto de estudio.

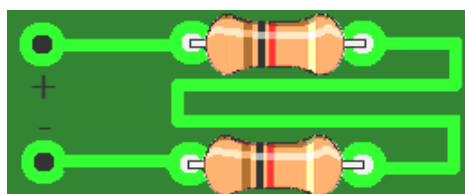


Figura 230. Circuito impreso del divisor de tensión de prueba con un mal diseño.

Los valores de los parámetros que caracterizan a cada uno de los componentes y elementos que conforman la PCI de prueba se especifican a continuación, recorriendo el circuito de izquierda a derecha y de arriba a abajo.

- **PAD:** diámetro interior de 0,8 mm y diámetro exterior de 3,125 mm.
- **Pista:** anchura de 3,125 mm (común a todas) y longitud de 16 mm.
- **PAD:** diámetro interior de 0,8 mm y diámetro exterior de 3,125 mm.
- **Resistencia de capa de carbón:** valor nominal de 1 k Ω y parámetros parásitos estimados de $L = 30 \text{ nH}$ y $C = 1,5 \text{ pF}$.
- **PAD:** diámetro interior de 0,8 mm y diámetro exterior de 3,125 mm.

- **Pista:** anchura de 3,125 mm y longitud de 10 mm.
- **Pista:** anchura de 3,125 mm y longitud de 5 mm.
- **Pista:** anchura de 3,125 mm y longitud de 30 mm.
- **Pista:** anchura de 3,125 mm y longitud de 5 mm.
- **Pista:** anchura de 3,125 mm y longitud de 30 mm.
- **Pista:** anchura de 3,125 mm y longitud de 5 mm.
- **Pista:** anchura de 3,125 mm y longitud de 10 mm.
- **PAD:** diámetro interior de 0,8 mm y diámetro exterior de 3,125 mm.
- **Resistencia de capa de carbón:** valor nominal de 1 k Ω y parámetros parásitos estimados de $L = 30$ nH y $C = 1,5$ pF .
- **PAD:** diámetro interior de 0,8 mm y diámetro exterior de 3,125 mm.
- **Pista:** anchura de 3,125 mm y longitud de 16 mm.
- **PAD:** diámetro interior de 0,8 mm y diámetro exterior de 3,125 mm.

Con estas características de los componentes y elementos de la PCI de prueba se monta el modelo equivalente en SIMULINK, tomando los modelos de la librería Simul-EMI, tal y como se muestra en la Figura 231.

Para poder corroborar los resultados y el correcto funcionamiento del modelo de circuito impreso, se ha implementado el mismo en el entorno de ORCAD PSPICE mediante sus circuitos equivalentes, utilizando las expresiones de los elementos parásitos correspondientes disponibles para los *pads* y pistas, con el fin de obtener sus valores de resistencia e inductancia parásitas.

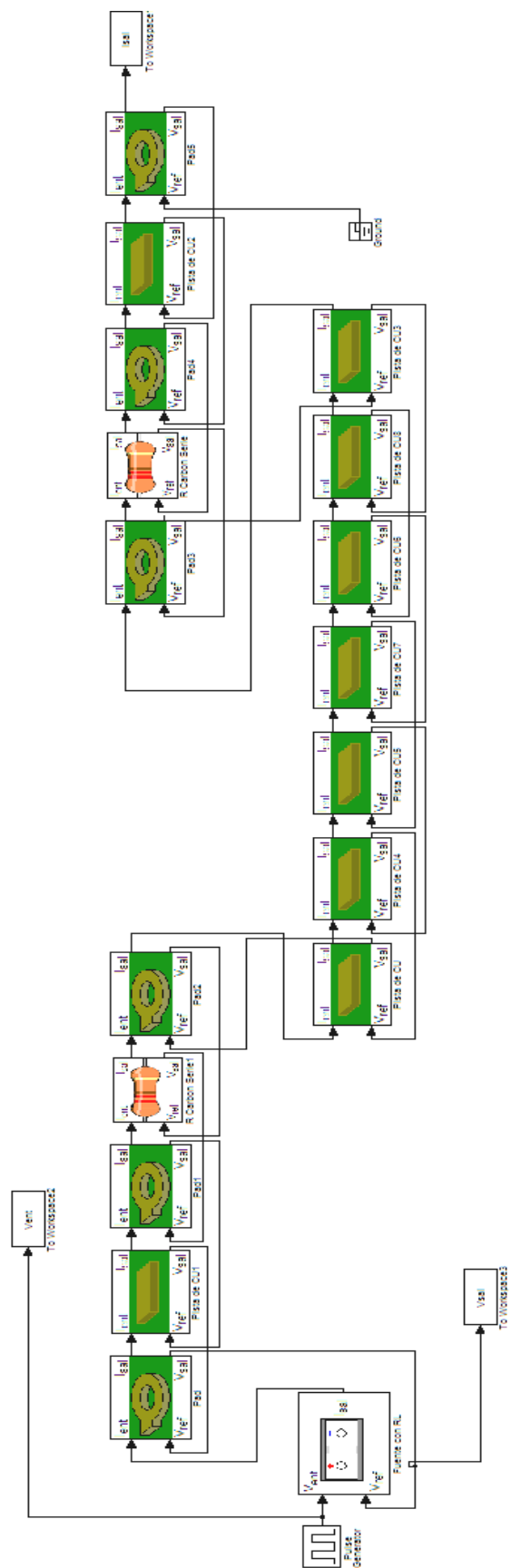


Figura 231. Modelo del circuito divisor de tensión de prueba en SIMULINK.

El circuito equivalente completo del circuito impreso de prueba, montado en ORCAD PSPICE se muestra en la Figura 232.

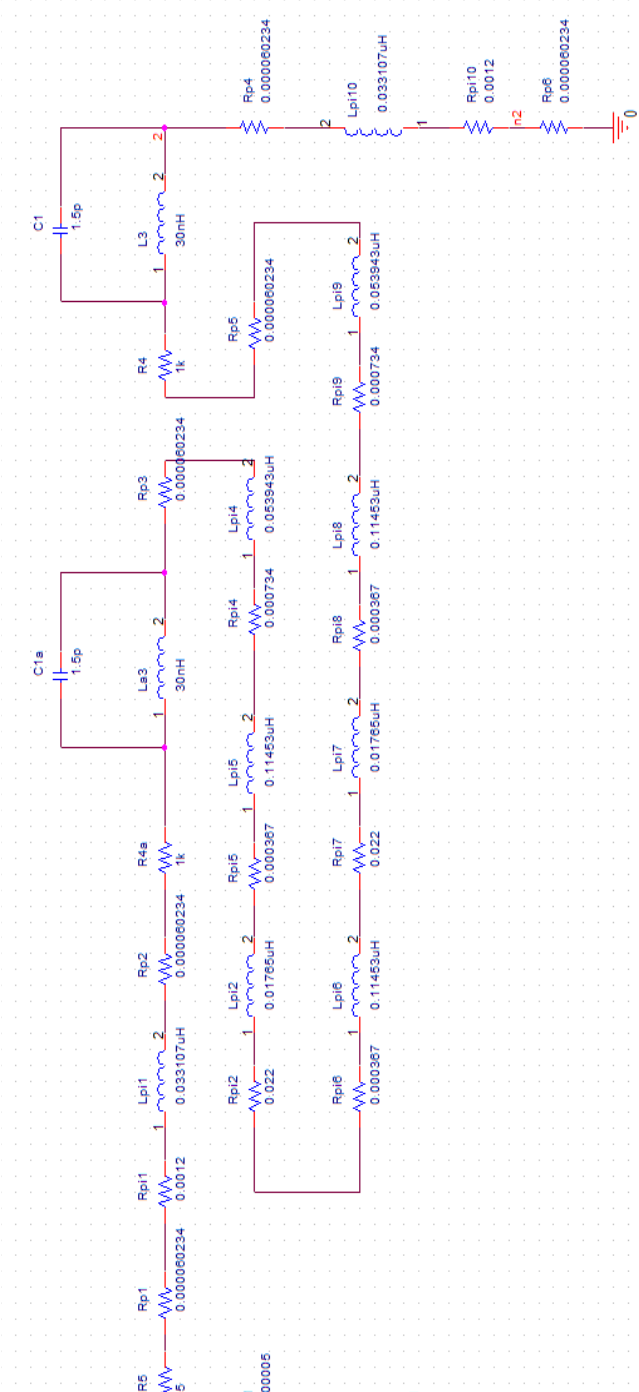


Figura 232. Circuito equivalente del divisor de tensión en Orcad PSPICE.

Paralelamente, se ha diseñado el circuito impreso en CADSTAR, Figura 233, con el fin de fabricar un prototipo real y ponerlo a prueba en el laboratorio.

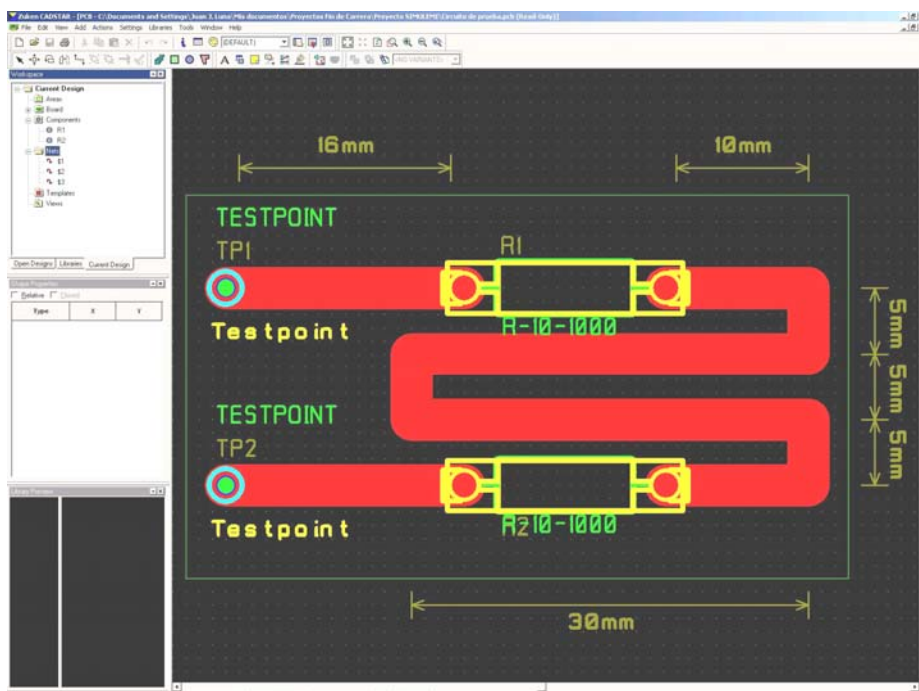


Figura 233. Circuito divisor de tensión de prueba diseñado en CADSTAR.

Para poder obtener un circuito impreso real con el sistema de prototipado LPKF ha sido necesario llevar a cabo el postproceso del diseño realizado, para lo cual se ha empleado el software CIRCUITCAM, Figura 234.

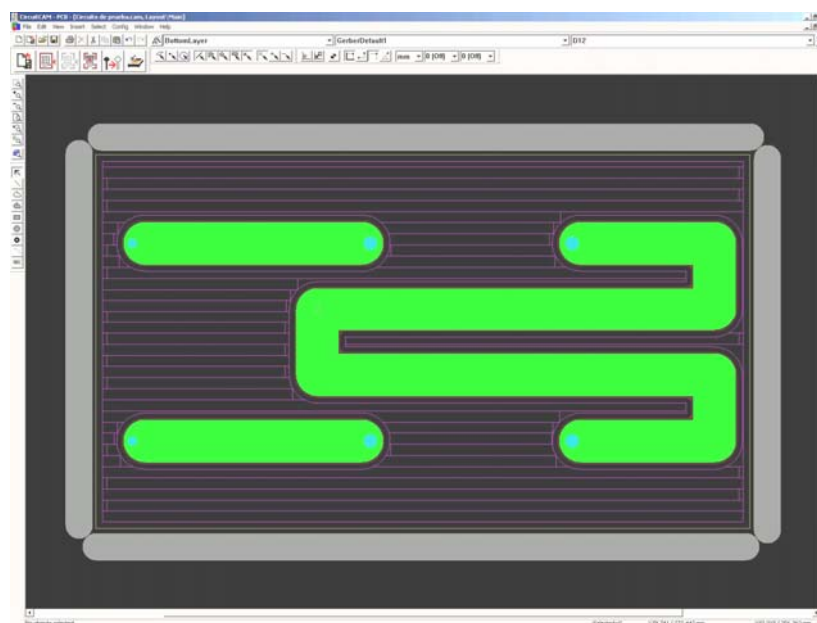


Figura 234. Postproceso del circuito de prueba para el sistema LPKF.

Una vez completado el proceso de prototipado del circuito impreso, incluyendo el montaje y la soldadura de los componentes sobre la PCI, ya se disponía del circuito de prueba real, un circuito esquemático equivalente en PSPICE y un circuito impreso modelado en SIMULINK. A cada uno de ellos se le ha sometido a una batería de pruebas con distintas señales de excitación, variando tanto la amplitud, como la frecuencia y forma de onda, tal y como se detalla a continuación.

1. Excitación mediante señal sinusoidal de frecuencia 10kHz y amplitud 10V.
2. Excitación mediante señal sinusoidal de frecuencia 5MHz y amplitud 10V.
3. Excitación mediante señal sinusoidal de frecuencia 100MHz y amplitud 10V.
4. Excitación mediante pulsos (50%) de frecuencia 100Hz y amplitud 3,5V.
5. Excitación mediante pulsos (50%) de frecuencia 10MHz y amplitud 3,5V.
6. Excitación mediante pulsos (50%) de frecuencia 50MHz y amplitud 3,5V.

En todos los casos, sin excepción, se han obtenido resultados muy semejantes o casi idénticos. Como muestra representativa del comportamiento EM no ideal del circuito de prueba, se presentarán a continuación los diferentes resultados del ensayo (5) con onda pulsante (50%) de 0-3,5V y 10 MHz.

Los resultados de la simulación llevada a cabo con el circuito de prueba modelado en SIMULINK se muestran en la Figura 235.

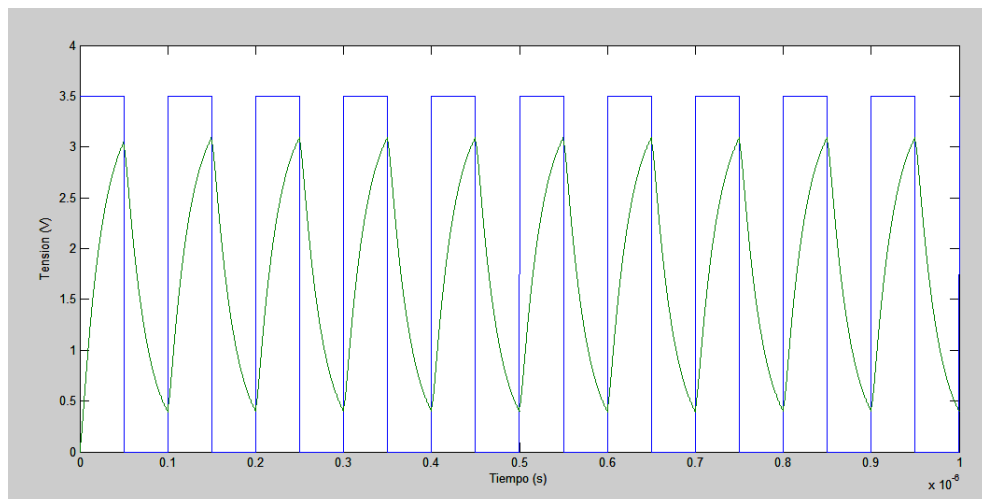


Figura 235. Respuesta obtenida por simulación del circuito de prueba en SIMULINK.

Los resultados obtenidos mediante el circuito equivalente, incluyendo parásitos, montado en Orcad PSPICE se muestran en la Figura 236.

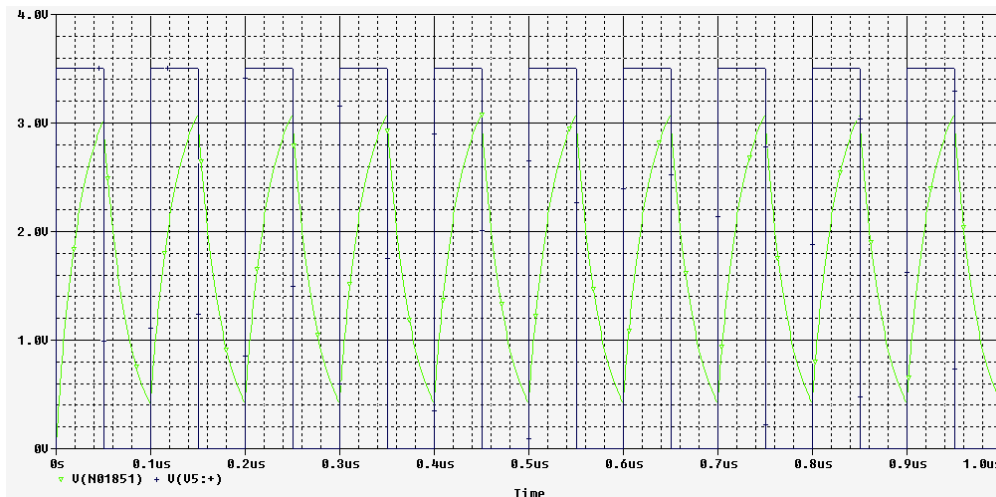


Figura 236. Respuesta obtenida por simulación del circuito de prueba en PSPICE.

Por último, los resultados obtenidos mediante el ensayo de laboratorio del circuito impreso real se muestran en la Figura 237.

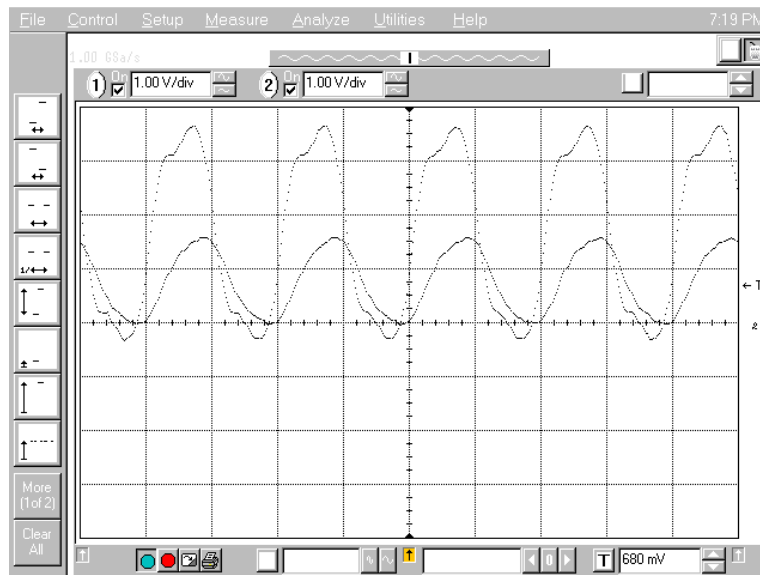


Figura 237. Respuesta obtenida por ensayo del circuito impreso real.

Una vez concluidos los experimentos y vistos los resultados obtenidos de la respuesta del circuito de prueba modelado con SIMULINK, comparándolos con los obtenidos mediante el *software* específico para simulación de circuitos Orcad PSPICE y con los medidos en el laboratorio sobre el circuito impreso real, se ha

podido constatar el buen comportamiento de los modelos electromagnéticos desarrollados en el esta tesis. De hecho los resultados de la simulación en Simul-EMI han sido prácticamente idénticos a los obtenidos en PSPICE, donde se ha registrado una diferencia de sólo 0,1V en amplitud y ninguna en el retardo de la señal, con la ventaja de que el modelado en Simul-EMI ha sido mucho más sencillo y rápido que en PSPICE.

4.9.2 Experiencia con Circuito Modelado Automáticamente mediante Simul-EMI II

En este caso se ha realizado una experiencia de validación de la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos, Simul-EMI II, para lo cual se ha simulado el circuito de la Figura 238 con distintas señales de excitación y a distintas frecuencias. Posteriormente se han comparado los resultados obtenidos en la simulación con ORCAD PSPICE, sin usar la aplicación Simul-EMI II y haciendo uso de ella, con los resultados obtenidos en las pruebas de laboratorio sobre el mismo circuito montado en placa. Para las pruebas sobre el circuito impreso real se ha usado un generador de ondas Tektronix AFG 3022B de doble canal y 250MS/s (250 millones de muestras por segundo) y un osciloscopio Tektronix TDS2002B con dos canales digitales y 1GS/s.

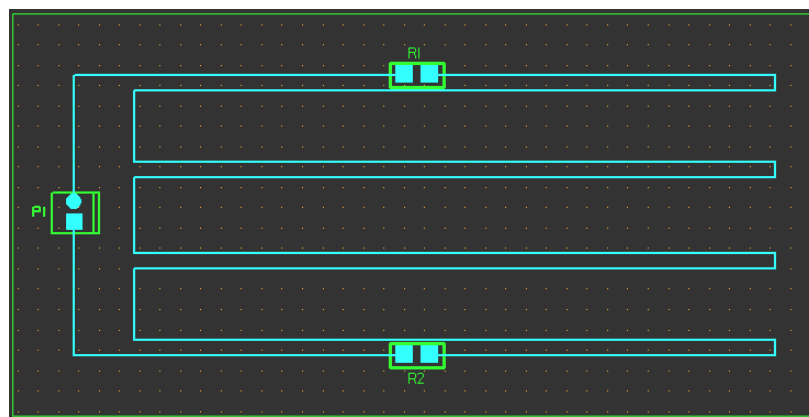


Figura 238. Divisor de tensión en placa de circuito impreso mal diseñada.

Como puede observarse en la Figura 238, el circuito objeto de estudio, que corresponde al mismo esquema de la Figura 229, es bastante simple y está mal diseñado intencionadamente (pistas muy largas y finas), para poner de manifiesto los efectos parásitos de naturaleza electromagnética que se producirán.

A continuación, en la columna izquierda de la Tabla 13 de se muestra el *net-list* estándar (con conexiones ideales), que se genera para simular el circuito de la

Figura 238 mediante PSPICE o algún otro *software* similar, y a la derecha el *net-list* obtenido tras la aplicación de Simul-EMI II sobre mismo circuito.

Tabla 13. *Net-list sin SIMULEMI II / net-list con SIMULEMI II*

Vg	1	0	SIN(0	2.5	25e6	0	0)	Vg	1	0	SIN(0	2.5	25e6	0	0)
R1	1	2	1K0					R2	6	41	1K0				
R2	2	0	1K0					R1	5	11	1K0				
.TRAN	0.5e-3		10e-3	0				Rp1	1	2	0.02619u				
.PROBE								Rp2	3	4	0.06810u				
.END								Rp3	6	7	0.06810u				
								Rp4	8	9	0.02724u				
								Rp5	11	12	0.07124u				
								Rp6	13	14	0.00314u				
								Rp7	15	16	0.13200u				
								Rp8	17	18	0.01467u				
								Rp9	19	20	0.13200u				
								Rp10	21	22	0.00314u				
								Rp11	23	24	0.13200u				
								Rp12	25	26	0.01571u				
								Rp13	27	28	0.13200u				
								Rp14	29	30	0.00314u				
								Rp15	31	32	0.13200u				
								Rp16	33	34	0.01467u				
								Rp17	35	36	0.13200u				
								Rp18	37	38	0.00314u				
								Rp19	39	40	0.07124u				
								Lp1	2	3	11.03964n				
								Cp1	2	0	0.56510p				
								Lp2	4	5	28.70307n				
								Cp2	4	0	1.46927p				
								Lp3	7	8	28.70307n				
								Cp3	7	0	1.46927p				
								Lp4	9	0	11.48123n				
								Cp4	9	0	0.58771p				
								Lp5	12	13	30.02782n				
								Cp5	12	0	1.53708p				
								Lp6	14	15	1.32476n				
								Cp6	14	0	0.06781p				
								Lp7	16	17	55.63979n				
								Cp7	16	0	2.84812p				
								Lp8	18	19	6.18220n				
								Cp8	18	0	0.31646p				
								Lp9	20	21	55.63979n				
								Cp9	20	0	2.84812p				
								Lp10	22	23	1.32476n				
								Cp10	22	0	0.06781p				
								Lp11	24	25	55.63979n				
								Cp11	24	0	2.84812p				
								Lp12	26	27	6.62378n				
								Cp12	26	0	0.33906p				
								Lp13	28	29	55.63979n				
								Cp13	28	0	2.84812p				
								Lp14	30	31	1.32476n				
								Cp14	30	0	0.06781p				
								Lp15	32	33	55.63979n				
								Cp15	32	0	2.84812p				
								Lp16	34	35	6.18220n				
								Cp16	34	0	0.31646p				
								Lp17	36	37	55.63979n				
								Cp17	36	0	2.84812p				
								Lp18	38	39	1.32476n				
								Cp18	38	0	0.06781p				
								Lp19	40	41	30.02782n				
								Cp19	40	0	1.53708p				
								Cpm20	2	18	4.9818p				
								Cpm21	9	34	4.9818p				
								Cpm22	12	16	24.3337p				
								Cpm23	12	20	24.1847p				
								Cpm24	12	24	24.1802p				
								Cpm25	16	20	44.8249p				
								Cpm26	16	24	44.8129p				
								Cpm27	20	24	45.0889p				
								Cpm28	20	28	44.8098p				
								Cpm29	20	32	44.8022p				

Cpm30	24	28	44.8204p
Cpm31	24	32	44.8098p
Cpm32	28	32	45.0889p
Cpm33	28	36	44.8129p
Cpm34	28	40	24.1802p
Cpm35	32	36	44.8249p
Cpm36	32	40	24.1847p
Cpm37	36	40	24.3337p
. PROBE			
. TRAN	0.5e-7	10e-7	0 0.5e-7
. END			

Como puede comprobarse, la diferencia entre los dos *net-list* es considerable y permite hacerse una idea de la complejidad de la modelización electromagnética de circuitos impresos. Parece lógico esperar que a bajas frecuencias no haya diferencias apreciables entre uno y otro modelo, pero a altas frecuencias sí, ya que es donde entran en juego las impedancias de las pistas.

Las pruebas realizadas en este experimento y documentadas con posterioridad ha sido bastante extensa y ha comprendido los siguientes ensayos:

- Prueba 1. Señal de entrada senoidal de 5Vpp y frecuencia 25MHz.
- Prueba 2. Señal de entrada senoidal de 5Vpp y frecuencia 10MHz.
- Prueba 3. Señal de entrada senoidal de 5Vpp y frecuencia 500KHz.
- Prueba 4. Señal de entrada cuadrada de 5Vpp y frecuencia 6MHz.
- Prueba 5. Señal de entrada cuadrada de 1Vpp y frecuencia 3MHz.
- Prueba 6. Señal de entrada cuadrada de 1Vpp y frecuencia 500KHz.
- Prueba 7. Señal de entrada triangular de 5Vpp y frecuencia 6MHz.
- Prueba 8. Señal de entrada triangular de 5Vpp y frecuencia 3MHz.
- Prueba 9. Señal de entrada triangular de 5Vpp y frecuencia 500KHz.

En todas las pruebas llevadas a cabo se ha observado que la caída de tensión en R2 no es la misma en la simulación eléctrica (con conexiones ideales) que en la simulación electromagnética (con conexiones reales), esto es debido a las pérdidas en las pistas principalmente; de hecho, como R2 está ubicada más lejos que R1, la caída de tensión en R2 es menor que en R1. Además presentan un desfase respecto a la señal de entrada debido a la inductancia y capacidad propia de las pistas, así como por la inductancia y capacidad mutua. A continuación se mostrarán los resultados de la prueba 2 (Figuras 239, 240 y 241), como una de las más representativas del comportamiento EM del circuito sometido a ensayo.

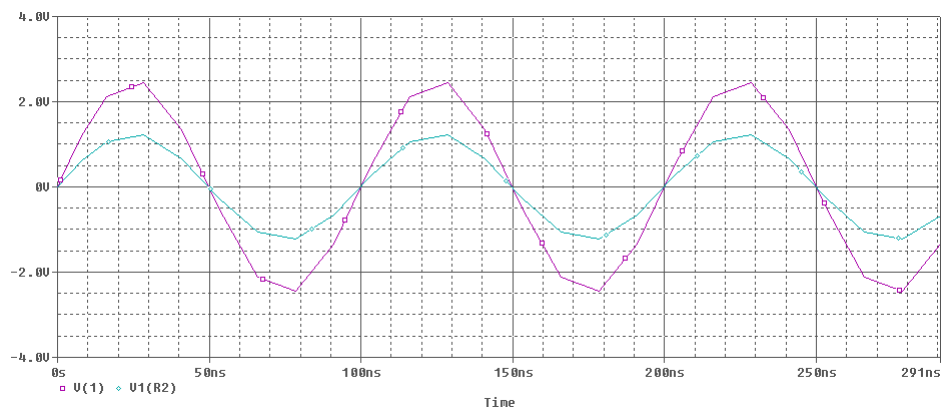


Figura 239. Señal senoidal de amplitud 5Vpp y frecuencia 10MHz sin Simul-EMI II.

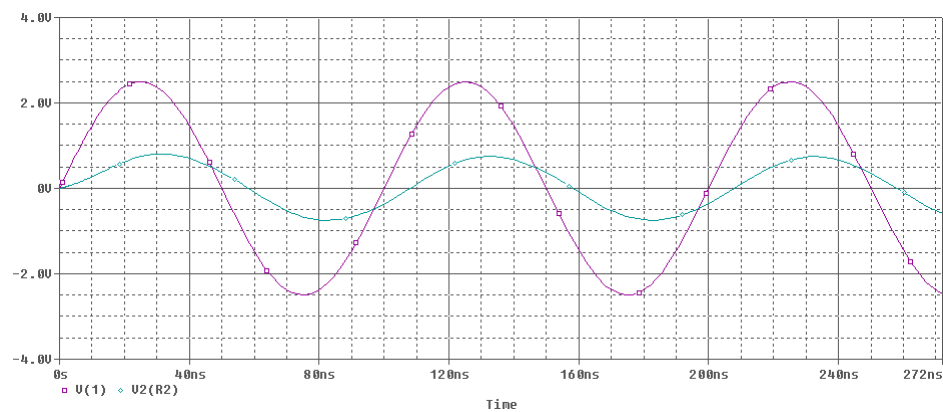


Figura 240. Señal senoidal de amplitud 5Vpp y frecuencia 10MHz con Simul-EMI II.

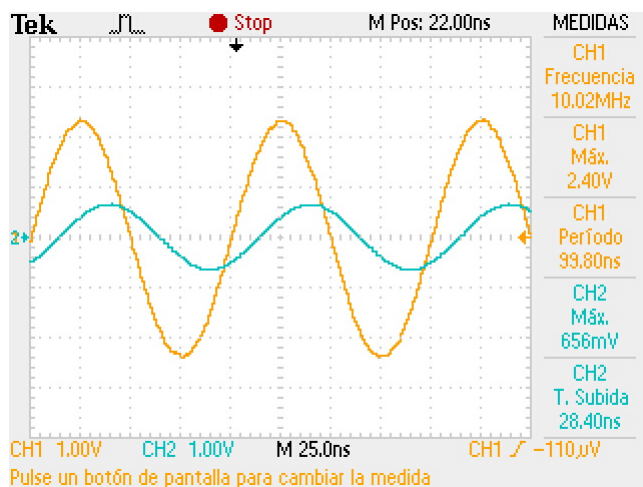


Figura 241. Señal senoidal de amplitud 5Vpp y frecuencia 10MHz en laboratorio.

Como puede verificarse en las gráficas anteriores, los resultados obtenidos en esta prueba son prácticamente idénticos entre la simulación electromagnética con conexiones reales (1,5Vpp de amplitud y 10ns de desfase), tras la aplicación de Simul-EMI II, y las medidas instrumentales realizadas en el laboratorio (1,4Vpp de amplitud y 13ns de desfase), las cuales difieren bastante de la simulación eléctrica con conexiones ideales del circuito esquemático (2,5Vpp y 0ns).

4.9.3 *Discusión y Valoración de los Resultados*

A partir de las dos pruebas de validación expuestas en los epígrafes anteriores, parece interesante acometer un análisis de los resultados obtenidos en el entorno de modelado y simulación electromagnética (Simul-EMI) y con la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos (Simul-EMI II), desarrollados en la presente tesis, haciendo una comparativa con respecto a los datos que arrojan los experimentos utilizados como referencia para la validación. De este modo será posible valorar la aplicabilidad de los modelos implementados.

En general, los resultados de estos experimentos ponen de manifiesto que cuando se simula un circuito esquemático no se tienen en cuenta los efectos que pueden causar las conexiones reales entre los distintos componentes. Estos efectos apenas son apreciables cuando se trabaja a frecuencias por debajo de 1MHz, pero a altas frecuencias (por encima de 1MHz-10MHz) sí que pueden observarse desfases entre señales, ruidos, diafonía, reflexiones, etc., que pueden comprometer el buen funcionamiento del circuito.

La experiencia de modelado de un circuito simple mediante los modelos EM que se han implementado en la librería Simul-EMI, muestra en la simulación de la Figura 235 la pérdida de integridad de la señal digital perfecta de 0V y 3,5V a una frecuencia de 10 MHz, quedando reducida a 0,5V y 3,0V, con un tiempo de retardo de 0,05 μ s. Sin embargo, en la simulación con PSPICE se puede apreciar (Figura 236) una degradación de la señal algo menor, de 0,4V y 3,1V, con el mismo tiempo de retardo de 0,05 μ s, probablemente debido a las diferencias en el motor de cálculo de uno y otro entorno. Finalmente, los ensayos realizados en el laboratorio muestran (Figura 237) una fuerte distorsión de las señales, incluso en la excitación, que proporciona como resultado una señal con niveles de 0,3V y 1,8V, mientras que el retardo se queda alrededor de los 0,03 μ s.

Por otro lado, las pruebas de modelización automatizada de un sencillo circuito divisor de tensión, llevadas a cabo mediante la herramienta Simul-EMI II, muestran cómo una excitación analógica de tipo senoidal de 5 Vpp y 10 MHz da como resultado una señal del mismo tipo, sin distorsión, de 2,5 Vpp y desfase

nulo, cuando se simula en PSPICE con conexiones ideales (Figura 239). En cambio, cuando la simulación se hace después de haber aplicado Simul-EMI II, los resultados dan una señal de 1,5 Vpp y un desfase de unos 10 ns (Figura 240), que se aproximan mucho a los 1,4 Vpp y 13 ns (Figura 241) obtenidos en los ensayos de laboratorio sobre el circuito impreso real.

Esta última experiencia ha permitido verificar la gran utilidad de la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos Simul-EMI II, como ayuda al diseño electrónico. Esto es así, pues en la práctica habitual de la ingeniería electrónica no es posible conocer el comportamiento real de los circuitos hasta que éstos no han sido implementados (normalmente como prototipos) y probados en el laboratorio. Dicho de otra forma, si el circuito tiene algún fallo de diseño físico, es decir, en el diseño del circuito impreso, las simulaciones sobre el esquemático no mostrarán el problema hasta que no se haya fabricado el circuito y siempre y cuando se realizara el correspondiente análisis en el laboratorio, para comprobar que realmente el circuito proporciona los resultados esperados.

4.10 CONCLUSIONES

Para lograr el objetivo de simular el comportamiento electromagnético (EM) de los circuitos impresos se ha implementado un conjunto de modelos, a nivel de materiales, compuesto por las diferentes propiedades eléctricas y magnéticas que afectan físicamente a éstos. A estos modelos se les ha dotado de la capacidad para acoplarse entre ellos formando estructuras más complejas no homogéneas, que permitan crear modelos de orden superior a partir de los primeros (modelado holístico). Gracias a esta característica de conectividad, también se ha conseguido desarrollar una librería de modelos de componentes pasivos básicos, resistencias, condensadores, etc., y otra con todos los elementos de conexionado de los circuitos impresos, pistas, *pads*, *vias*, etc.

Para mejorar las posibilidades que ofrece el modelado EM de circuitos impresos, a estos modelos, integrados en la librería que hemos denominado Simul-EMI, se les ha complementado con una herramienta de modelización automatizada, a la que se ha denominado Simul-EMI II, que es capaz de extraer un completo y complejo modelo de los conductores que conforman el conexionado de la PCI e introducirlo en el esquema original para su simulación sobre PSPICE; todo ello integrado en un entorno adecuado como el de MATLAB/SIMULINK.

Las principales aportaciones de esta parte de la tesis, más detalladamente, son:

1. Se ha realizado una profunda revisión del estado del arte, de la cual se han extraído los antecedentes teóricos pertinentes que han permitido establecer los fundamentos de los fenómenos electromagnéticos (epígrafe 4.1), tanto para campo lejano como para campo cercano, así como los fundamentos actuales del modelado EM por ordenador (epígrafe 4.2) aplicado a la ciencia y a la ingeniería. De la revisión bibliográfica llevada a cabo también se han extraído los antecedentes prácticos (epígrafe 4.2) que han servido de base para el desarrollo de esta tesis, tanto por la temática (contenidos y métodos) tratada, como por los procedimientos (técnicas y herramientas) empleados.
2. Se ha presentado una metodología (epígrafe 4.3) para la creación de modelos circuitales de las propiedades electromagnéticas de campo cercano, así como su aplicación al modelado holístico de cuerpos con estructura compleja y composición material heterogénea, como es el caso de los componentes. Estos modelos se han implementado sobre SIMULINK (herramienta de modelado y simulación de MATLAB), que permite la simulación física de los fenómenos electromagnéticos que se producen en dispositivos y circuitos, de forma sencilla, flexible y bajo un entorno gráfico e intuitivo.

3. Se han creado los modelos de las propiedades eléctricas y magnéticas presentes en los circuitos electrónicos a nivel de la física de los materiales (epígrafe 4.4) y de los nudos de conexión ideales compatibles con la teoría de circuitos, utilizando la capacidad de SIMULINK para crear subsistemas y mediante el empleo de los bloques incluidos en la librería estándar. De forma análoga, se ha implementado otro amplio conjunto de modelos para los componentes activos y pasivos básicos (epígrafe 4.5) y una completa gama de modelos para los diferentes elementos conductores que constituyen las capas de conexionado de las placas de circuito impreso (epígrafe 4.6).
4. Con el fin de optimizar el trabajo de diseño de circuitos electrónicos con los modelos EM desarrollados y ampliar sus posibilidades de aplicación práctica, se ha implementado una herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos (epígrafe 4.7), que permite la simulación electromagnética del conexionado físico asociado a estos circuitos, pero en el mismo entorno de simulación esquemática. El proceso de extracción de datos geométricos, el de la generación de los modelos EM y el de reconstrucción del esquema original se han automatizado y configurado para su utilización con cualquier *software* comercial específico, tanto el simulador como el de diseño de placa.
5. También se ha hecho una exposición de aquellas cuestiones que pueden ser más relevantes en la aplicabilidad de los modelos electromagnéticos (epígrafe 4.8), como es el caso de los límites que éstos presentan en sus aplicaciones prácticas, teniendo en cuenta todas las simplificaciones y aproximaciones que han sido introducidas durante el desarrollo de los mismos.
6. Finalmente, para la validación científica y técnica del entorno de modelado y simulación electromagnética desarrollado (Simul-EMI) en esta tesis, se han realizado un buen número de pruebas y ensayos comparativos, tanto en entornos virtuales (con *software* de simulación comercial) como en escenarios reales (con instrumental de laboratorio). De todas estas experiencias se han seleccionado las dos que han tenido unos resultados objetivamente más correctos, con desviaciones inferiores al 10 % en ambos casos, y que han sido refrendadas a través de su correspondiente publicación científica. Estas dos pruebas de validación han sido expuestas con todo detalle en el epígrafe 4.9 de este documento, como evidencias de la validez de estos modelos.

Tanto los modelos de propiedades EM, componentes y conductores de PCI, incluidos en Simul-EMI, como la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos, Simul-EMI II, han sido puestos a prueba en el estudio y análisis electromagnético de diversos circuitos, durante el desarrollo de varios

proyectos de investigación. Esto ha permitido validar también su utilidad y flexibilidad en distintas aplicaciones del campo de la Ingeniería Electrónica, así como dentro de las actividades de investigación propias de la Física. Algunos ejemplos que podemos destacar son:

- Modelado electromagnético de varios circuitos electrónicos de media y alta potencia para aplicaciones de regulación de energía en c.c. ^[179].

Mediante la aplicación sistemática de los modelos de propiedades EM y componentes integrados en la librería Simul-EMI, se consigue predecir el grado de compatibilidad electromagnética de un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) de corriente continua aplicado a edificios inteligentes.

- Diseño de un circuito de sensado inteligente para aplicaciones de medida de la calidad de onda en redes de transporte de energía eléctrica ^[180].

Gracias a la aplicación de la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos, Simul-EMI II, se logra obtener simulaciones eléctricas y del comportamiento electromagnético del circuito sensor durante la fase de diseño y antes de su implementación sobre prototipo de PCI.

- Experimentación de casos prácticos propuestos durante las enseñanzas de asignaturas ^[9] relacionadas con la ingeniería electrónica.

A través de los modelos simples de componentes, circuitos, etc., ya creados, se puede documentar y guiar al alumno para que ponga en práctica algunas experiencias explicadas teóricamente en clase y que, de esta forma, pueda contrastar los resultados teóricos y experimentales bajo simulación.

Como conclusión final, y a la vista de los resultados obtenidos en las diferentes pruebas de validación, se puede afirmar que el entorno para el modelado y la simulación electromagnética, Simul-EMI, ha demostrado que tiene una precisión aceptable en todos los modelos incluidos en él. Esto, junto con la eficacia de la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos, Simul-EMI II, es lo que le convierte en una aplicación de modelado holístico adecuada para la simulación concurrente de fenómenos multifísicos.

CAPÍTULO 5 APLICACIONES

En la actualidad, las aplicaciones a la ciencia y la tecnología del modelado multifísico y la simulación concurrente son bastante numerosas, a pesar de que este campo de la computación aplicada es relativamente reciente.

Según el servicio que puede prestar ^[181], el *software* multifísico es de utilidad en la **Investigación**, ya que permite explorar cualquier tipo de fenómeno, definiendo y acoplando arbitrariamente diversas ecuaciones en derivadas parciales (EDP) no lineales para aplicaciones no estándares; en el **Desarrollo** de productos, pues admite su integración en los procesos de diseño, modelando, simulando y analizando los productos antes de su implementación física; y finalmente en la **Educación**, ya que posibilita el uso de un único entorno para todos los campos de estudio, ayudando a comprender mejor la realidad multifísica de su universo.

Por otro lado, según el campo de aplicación, los entornos de modelado y simulación multifísica en general pueden ser especialmente útiles en:

- **La Ingeniería Química:** para el modelado de aplicaciones relacionadas con procesos, donde se requiera acoplar fenómenos de dinámica de fluidos (CFD), transporte de masa y energía o cinética de reacciones. Este es el caso del modelado de reactores, de unidades de filtrado y separación, de intercambiadores de calor y de otros equipos típicos en la industria química, incluyendo los sistemas electroquímicos (p.ej. células de combustible), la electroforesis y el flujo electrocinético.

- **El Electromagnetismo:** para el diseño de componentes electromecánicos, eléctricos y electrónicos, donde concurren fenómenos de naturaleza estática, cuasiestática, radiación EM, fotónica, etc., incluyendo la generación de calor resistiva o dieléctrica, los fluidos electromagnéticos y los dispositivos MEMS (sistemas microelectromecánicos o *Micro-Electro-Mechanical Systems*).
- **La Mecánica de Estructuras:** para el análisis dinámico y estacionario de componentes y subsistemas donde sea necesario evaluar deformaciones estructurales, incluyendo análisis de frecuencias, paramétricos, cuasiestáticos, de tensiones y deformaciones en materiales elastoplásticos e hiperelásticos, así como el de grandes deformaciones, con origen térmico, por flujo de fluidos, acústico o electromagnético.
- **La Generación y Transferencia de Calor:** para problemas que involucran cualquier generación y transferencia de calor por conducción, convección y radiación, incluyendo aplicaciones como la radiación multisuperficie, flujo no isotérmico, transferencias en capas finas y cáscaras y en tejidos biológicos. Este es el caso de aplicaciones de gestión térmica en la industria electrónica, producción y procesado de calor, tecnología médica y bioingeniería.
- **Las Ciencias de la Tierra:** para el modelado de fenómenos acoplados relacionados con flujo de subsuperficies, incluyendo flujo de gas, petróleo en medios porosos y acuíferos, así como la propagación de la polución a través de la atmósfera y las interrelaciones con el electromagnetismo.
- **La Física del Sonido:** para modelar la propagación de ondas acústicas en sólidos y fluidos estacionarios, así como aeroacústica en campos móviles, incluyendo acoplamientos con la mecánica de estructuras y flujo de fluidos.

A pesar de que en los últimos años han proliferado las aplicaciones comerciales del modelado y la simulación multifísica, éstas siguen presentando problemas e inconvenientes sin resolver, como son, una arquitectura abierta para el modelado holístico y una simulación verdaderamente concurrente, tal que permita una integración eficiente en tiempo real con los entornos de diseño.

5.1 APLICACIONES CIENTÍFICO-TÉCNICAS

En los capítulos anteriores se ha dejado constancia de que el estudio de modelos multifísicos llevado a cabo en esta tesis, permite la simulación holística y concurrente de los fenómenos térmicos y electromagnéticos presentes en los circuitos impresos. A pesar de que los resultados de este trabajo se han enfocado a esta aplicación específica, los modelos implementados en librerías o *blocksets* de SIMULINK pueden ser aplicados a otros muchos campos científico-técnicos, sin más problema que el de la identificación de los fenómenos que concurren en el campo de estudio y la definición de sus interrelaciones.

A modo de ejemplo y entre muchos otros posibles, se pueden considerar como idóneos los campos de aplicación que se describen a continuación.

5.1.1 Investigación y Desarrollo de Sistemas Heatpipe

Un sistema *heatpipe* es una máquina térmica que funciona mediante convección natural, aprovechando la expansión volumétrica de los fluidos al calentarse, con la consiguiente disminución de densidad, y su contracción al enfriarse, lo que origina la elevación de su densidad. Como puede observarse en la Figura 242, el calentamiento en la base producirá la subida del fluido que se encuentra en la parte inferior del recipiente y la correspondiente bajada del fluido frío de la parte superior, produciéndose un flujo natural de alto poder refrigerante.

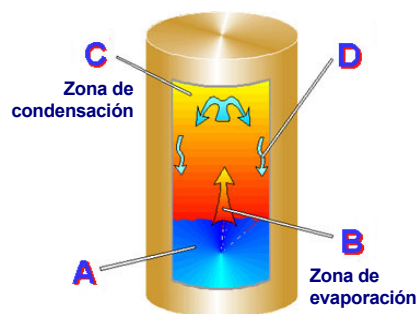


Figura 242. Principio de funcionamiento de los sistemas *heatpipes*.

Los sistemas *heatpipes* que se utilizan como refrigeradores de las CPUs (*Central Processing Unit*) de los ordenadores modernos suelen ser de ciclo cerrado, como el que se muestra en la Figura 243, donde el fluido refrigerante es similar al que recorre los refrigeradores domésticos. La base de estos dispositivos se calienta en contacto con la CPU, entonces el líquido se evapora y asciende hasta el disipador por la zona central de una tubería, donde se condensa y baja nuevamente a la base a través de una mecha o estructura capilar situada en la pared del tubo.



Figura 243. Dispositivo heatpipe comercial.

El rendimiento térmico que se logra mediante el uso de *heatpipes* es muy superior al que alcanza un disipador metálico tradicional. Sin embargo, estos dispositivos aún presentan serias limitaciones, como el gran espacio que necesitan para su refrigeración, a base de ventiladores normalmente, o la considerable pérdida de eficiencia que sufren fuera del estrecho rango de temperaturas donde operan. Las vías de solución a estos problemas podrían venir dadas por la combinación con otros sistemas de refrigeración electro-térmica, como son:

1. El denominado *Ionic Wind*, cuyo principio de funcionamiento es una bomba de **viento iónico** basada en el efecto “corona”, que consiste en una descarga eléctrica originada por la ionización de un fluido (aire) circundante a un conductor con un potencial elevado. El movimiento del aire ionizado se conseguiría mediante la aceleración electrostática que sufriría al conectar a potencial cero la superficie metálica que se desea refrigerar.
2. Los dispositivos de refrigeración *Peltier*, que consiguen crear una diferencia de temperatura a partir de un voltaje eléctrico. Esto sucede cuando se hace pasar una corriente por dos metales o semiconductores conectados en dos puntos diferentes, uno de los cuales se enfría mientras el otro se calienta.

En estos casos, resultaría de gran utilidad disponer de un entorno abierto y flexible para el modelado multifísico, que permita la simulación concurrente de los fenómenos de transferencia de calor y de los fenómenos electromagnéticos.

5.1.2 Diseño de Circuitos Monolíticos de Microondas para Potencia

Los Circuitos Integrados de Microondas o *Monolithic Microwave Integrated Circuits* (MMIC) son un tipo de circuitos monolíticos que operan a frecuencias de

microondas, es decir, entre 300 MHz y 300 GHz. Las técnicas de diseño de los circuitos MMIC se basan en la utilización de líneas de transmisión planares y se fabrican con compuestos de semiconductores, tales como el arseniuro de galio (GaAs), nitruro de galio (GaN) y el silicio-germanio (SiGe) [182].

Las entradas y salidas de los MMIC se adaptan con una impedancia característica de 50Ω generalmente, lo cual facilita su uso en cascada, pues no requieren red de adaptación externa. Adicionalmente, la mayoría de los equipos de prueba para microondas se diseñan para operar con impedancias de línea de 50Ω [183].

Los MMIC son dimensionalmente pequeños (desde 1 mm^2 a 10 mm^2) y pueden ser producidos a gran escala, lo que ha facilitado su proliferación en equipos de comunicación de alta frecuencia, como los teléfonos móviles. En la Figura 244 se muestra un ejemplo de un MMIC de GaAs diseñado para operar a 2-18GHz.

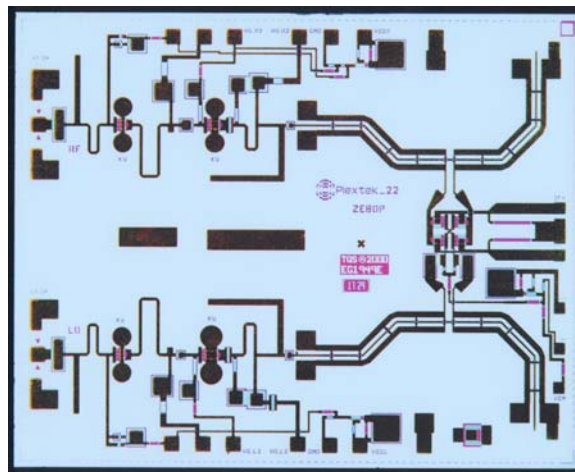


Figura 244. Circuito Integrado de Microondas de GaAs para 2-18GHz.

Aunque la tecnología de los MMIC está más que consolidada, en la actualidad el diseño de estos circuitos se enfrenta a varios *handicap* graves, relacionados con el aumento de las frecuencias de operación (en poco más de 20 años se han multiplicado por 100) y con el de la disipación de potencia, en parte como consecuencia de la elevación de la frecuencia de las señales. En los casos de amplificadores de microondas de potencia la dificultad del diseño se extrema, por el estrecho margen de maniobra que dejan las interdependencias, casi nunca favorables, entre los fenómenos electromagnéticos y los térmicos.

En estas situaciones, donde la solución de compromiso se convierte en la única alternativa, es cuando los modelos multifísicos y la simulación concurrente de los fenómenos térmicos y EM toman verdadera importancia, como herramienta de ayuda al diseñador, en tanto le permite avanzar el comportamiento de su diseño.

5.2 APLICACIONES DOCENTES

A lo largo de este documento se ha hecho referencia a las características de sencillez, versatilidad, flexibilidad y efectividad de los entornos de modelado y simulación desarrollados en la tesis, Simul-Therm y Simul-EMI, así como la capacidad de modificación, ampliación y baja carga computacional de sus modelos. Todo esto, sumado al hecho de que la metodología de modelado está basada en la interpretación del caso real, hace de ellos una herramienta ideal para fines docentes, especialmente en contextos universitarios o educación superior.

Con el fin de comprobar la utilidad del entorno de modelado y simulación térmica para la enseñanza de la ingeniería del calor, durante el curso 2009/2010 se puso en práctica una serie de actividades didácticas de análisis y diseño térmico en equipos electrónicos, dentro del laboratorio de la asignatura de “Ingeniería de Equipos Electrónicos”, perteneciente al plan de estudio de Ingeniería Técnica Industrial en la especialidad de Electrónica Industrial, la cual contaba con un total de 32 alumnos matriculados ese año. Tras un breve periodo de aprendizaje del funcionamiento de Simul-Therm, se propuso a los alumnos un conjunto de ejercicios prácticos para que los resolvieran mediante el modelado térmico y la simulación gráfica característica de este entorno.

En la última semana de curso se llevó a cabo una evaluación de la usabilidad, mediante una encuesta propuesta a los alumnos y el posterior tratamiento estadístico de los datos de opinión obtenidos en la misma. El test estaba compuesto por 28 cuestiones, en formato afirmativo, sobre las cuales los alumnos debían emitir su conformidad o disconformidad. Los niveles de acuerdo o desacuerdo que los encuestados podían elegir estaban comprendidos entre el valor numérico 1, que tendría un significado de “Nada de acuerdo”, y el 5, que tiene una denotación de “Totalmente de acuerdo”.

En la página siguiente se reproduce el formulario elaborado para la evaluación de usabilidad de Simul-Therm y en la Figura 245 se puede observar el tratamiento estadístico realizado para esta encuesta, en Excel, que debido a su gran tamaño se muestra en otra página independiente.

Evaluación de usabilidad de SIMULTHERM III

	Nada de acuerdo	Poco de acuerdo	De acuerdo a medias	Bastante de acuerdo	Totalmente de acuerdo
El enfoque de herramienta abierta permite al usuario comprender mejor los fundamentos del modelado y de la simulación térmica.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La estructura organizativa del entorno de modelado y simulación, basada en menús accesibles, permite un acceso y navegación por los contenidos que resulta sencillo.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La construcción y simulación de un modelo térmico resulta fácil e intuitiva.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La base de datos de materiales es lo suficientemente completa y extensa.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La base de datos de materiales facilita y reduce el tiempo de modelado, al no ser necesario buscar las propiedades térmicas de los materiales.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La cantidad y variedad de bloques simples en las librerías de fenómenos térmicos son suficientes para implementar cualquier tipo de modelo complejo.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Los iconos que se usan como interfaz reflejan con realismo los cuerpos simples y los distintos fenómenos térmicos que en cada uno de ellos se producen.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La nomenclatura de entradas y salidas de los bloques es intuitiva y adecuada.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La información de ayuda al usuario resulta suficiente.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Las máscaras de entrada de datos facilitan la particularización de los modelos de forma simple.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Es fácil de acceder a la información de ayuda porque está dónde se espera.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La definición de las condiciones de operación (T° ambiente, potencia, etc.) es fácil y rápida de realizar.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La visualización de los resultados de una simulación es fácil de conseguir.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La compatibilidad entre librerías permite simular diferentes fenómenos térmicos, tanto unidireccionales como multidireccionales, en el mismo modelo térmico.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
El encapsulamiento de los modelos de cuerpos simples, facilita las tareas de modelado y ayuda a una mejor comprensión del fenómeno que se simula.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
El entorno permite adquirir y afianzar más rápidamente los conocimientos.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Este tipo de recurso permite al usuario autónomamente practicar con su PC en casa.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
El usuario sólo necesita conocer las nociones básicas de las transferencias caloríficas y del funcionamiento de Simlink para poder trabajar con la herramienta.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Los iconos identifican sin confusión posible los diferentes bloques de las librerías.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Las prácticas con la herramienta de modelado y simulación son un buen complemento del aprendizaje presencial.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La capacidad del entorno de realizar un modelado orientado a objetos permite conseguir estructuras de gran complejidad a partir de cuerpos simples.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La herramienta se muestra atractiva, creando un ambiente motivador y positivo.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La recopilación de los bloques más usados (para el modelado térmico) en una librería, facilita y ahorra tiempo al usuario en las tareas de modelado.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
El lenguaje empleado en máscaras de datos y ayudas emergentes es claro y entendible para cualquier usuario.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
La realización de tareas de modelado y simulación, similares a las del curso, revisadas por el profesor serían la mejor forma de evaluar el aprendizaje.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Este tipo de herramienta debería formar parte de los recursos didácticos de las asignaturas de la carrera que se prestan a ello.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
El entorno de simulación está libre de errores y fallos, o éstos son insignificantes.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
El tiempo de descarga de los archivos (comprimidos) es razonablemente bajo.	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Nota: Es muy importante que antes de realizar la encuesta el usuario haya trabajado al menos 10 h con el entorno y que conteste con absoluta sinceridad, leyendo detenidamente las afirmaciones del test. En ningún caso su opinión tendrá influencia positiva ni negativa en la nota.

APELLIDOS: _____ NOMBRE: _____

A partir de los datos introducidos en la hoja de cálculo se ha podido realizar un análisis más pormenorizado. En la gráfica de la Figura 246 se muestran los valores medios de la puntuación que recibe cada una de las cuestiones sometidas a evaluación, los cuales sin duda representan los datos estadísticos más importantes del test de usabilidad del entorno desarrollado.

En primer lugar, como se observa en la gráfica de la Figura 246, la media total de todas las cuestiones sometidas a estudio es bastante alta, puesto que da un 4,26 sobre 5. Este hecho, pone de manifiesto una percepción muy positiva del usuario respecto al entorno de modelado y simulación térmica Simul-Therm, puesto que la valoración general de la herramienta de modelado y simulación térmica está por encima del nivel 4, calificado como “Bastante de acuerdo”.

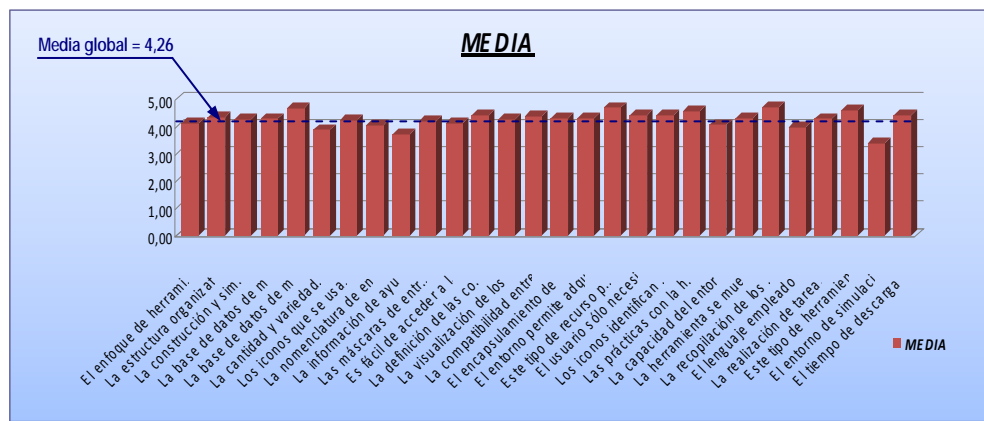


Figura 246. Media de puntuación de cada parámetro.

De los datos expuestos en esta gráfica se deduce que ninguna de las cuestiones sometidas al estudio de opinión alcanza un valor por debajo de 3 (*De acuerdo a medias*), que sería el nivel de aceptación mínimo exigible a esta aplicación informática. En su mayoría, los ítems evaluados alcanzan valores homogéneos superiores al 75% de aceptación por parte de los usuarios de la muestra, por lo que se puede deducir que no existen situaciones de descompensación en la encuesta; por el contrario las respuestas mantienen un nivel alto de coherencia y se pueden considerar fiables, dado que los cuestionarios han sido realizados de manera privada (con lo encuestados aislados unos de otros) y confidencial.

Debido a que el tamaño de la muestra no es excesivamente grande, se ha querido comprobar si los errores estándar de la media podrían llegar a descompensar la puntuación obtenida en las respuestas con baja desviación. Si se analiza las gráficas de la Figura 247, a tenor de la concentración de las frecuencias de los

diferentes ítems, se puede considerar que en general este error es bastante pequeño y no presenta una variación significativa con los datos obtenidos.

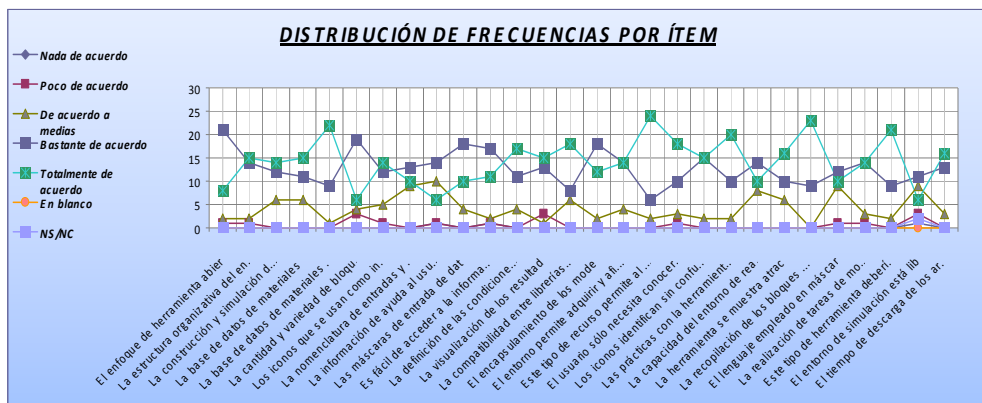


Figura 247. Distribución de frecuencias por ítem evaluado.

Como se puede observar en la Figura 248, también constituye un buen indicador de la utilidad del entorno de modelado y simulación térmica, el hecho de que los porcentajes mayoritarios de las valoraciones de todos los ítems sean de los niveles “Bastante de acuerdo” y “Totalmente de acuerdo”. Estos resultados ponen de manifiesto la adecuación a las necesidades de los usuarios de las características particulares que se han expuesto a lo largo de la encuesta.

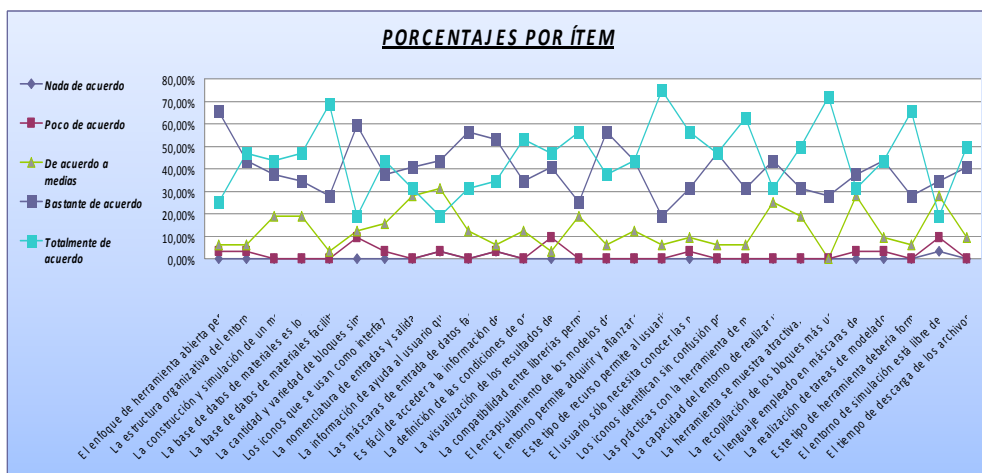


Figura 248. Porcentajes por ítem evaluado.

Entrando en un análisis más concreto sobre algunas de las cuestiones más destacables, el ítem 1 “El enfoque de herramienta abierta permite al usuario comprender mejor los fundamentos del modelado y de la simulación térmica” obtiene una valoración media de 4,13 puntos, procedentes de un 90% de encuestados que están “bastante de acuerdo” o “totalmente de acuerdo” y de sólo un 3% que están “poco de acuerdo”,

mientras que la valoración “*nada de acuerdo*” ha quedado desierta. En esta misma línea, el ítem 16 “*El entorno permite adquirir y afianzar más rápidamente los conocimientos*” presenta una valoración media de 4,31 puntos, que se encuentran concentrados al 100% entre las opciones “*de acuerdo a medias*” y “*totalmente de acuerdo*”. Igualmente reveladores son los resultados del ítem 20 “*Las prácticas con la herramienta de modelado y simulación son un buen complemento del aprendizaje presencial*” y el 26 “*Este tipo de herramienta debería formar parte de los recursos didácticos de las asignaturas de la carrera que se prestan a ello*”, con una media de 4,56 y 4,58 puntos respectivamente. Sin duda alguna, los resultados obtenidos en estas cuestiones corroboran la conveniencia del uso de Simul-Therm con fines docente.

Por otro lado, la característica de este entorno de modelado más destacada a lo largo de la presente tesis ha sido que “*la construcción y simulación de un modelo térmico resulta fácil e intuitiva*” y por ello ha sido sometida a evaluación en el ítem 3. Los resultados en este caso también han sido muy satisfactorios, ya que la media asciende a 4,25 puntos, obtenidos a partir de un 81% de valoraciones “*bastante de acuerdo*” o “*totalmente de acuerdo*” y un 0% de encuestados “*nada de acuerdo*” o “*poco de acuerdo*”. En consecuencia el *test* confirmaría la consecución de este objetivo.

Por último se analiza el porcentaje medio de los niveles de aceptación de todos los usuarios para todos los ítems de la encuesta, Figura 249. Siendo bastante significativo que nadie se muestre “Nada de acuerdo”, sólo un residual 2 % opine que está “Poco de acuerdo” con alguno de los puntos analizados y un 13% del total se muestre “De acuerdo a medias”. Mientras que por el contrario, la gran mayoría, con un porcentaje del 85 % se muestra “Bastante de acuerdo” o “Totalmente de acuerdo” con las características que presenta el entorno, destacando por su alto porcentaje el 40 % que se considera “Totalmente de acuerdo” con las cuestiones planteadas.

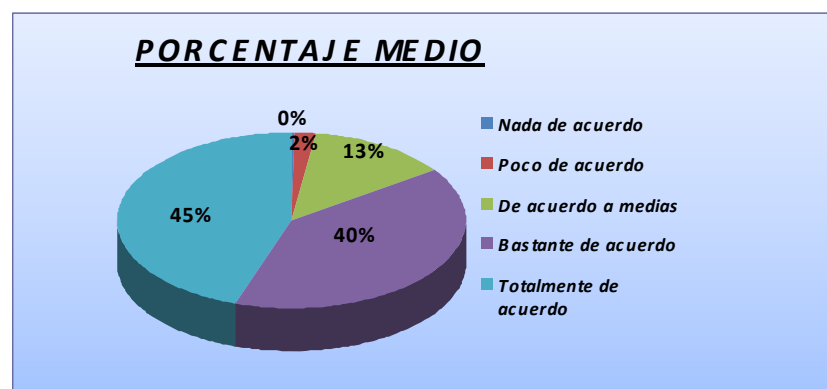


Figura 249. Porcentaje medio de los diferentes niveles de satisfacción del usuario.

Como conclusión final, se podría afirmar que el entorno de modelado y simulación térmica implementado durante el desarrollo de esta tesis ha sido asumido por los usuarios como una herramienta útil. Por tanto, también se puede concluir que las características y los objetivos docentes que se pretendían desarrollar con este trabajo han sido alcanzados con éxito.

CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS

Con la presente tesis se ha logrado llevar a cabo un estudio sobre el modelado y la simulación del comportamiento térmico y electromagnético de los circuitos impresos que, bajo un enfoque holístico y concurrente, permite abordar la naturaleza multifísica, tanto de los dispositivos que determinan su funcionalidad, como de la PCI que asegura la conectividad de los mismos.

Los resultados de este estudio se han implementado sobre un entorno de modelado y simulación gráfico, flexible y abierto como es SIMULINK de MATLAB, el cual ha permitido almacenar los modelos creados en forma de librerías o *blocksets*. Esto posibilita su empleo para cualquier tipo de trabajo o proyecto dentro del campo de los circuitos impresos, así como su ampliación y adaptación para otros campos de aplicación.

Habiéndose cumplido satisfactoriamente los objetivos propuestos al comienzo de esta tesis, incluso en algunos casos, habiéndose sido superados por los resultados obtenidos, a continuación se exponen de forma separada las conclusiones finales respecto de los trabajos realizados en el campo del modelado térmico y de los trabajos del modelado electromagnético.

6.1 CONCLUSIONES RESPECTO AL MODELADO TÉRMICO

Con el fin de poder simular el comportamiento térmico de los circuitos impresos se ha llevado a cabo la implementación de un conjunto de modelos, a nivel de materiales, compuesto por diferentes cuerpos simples y tipos de transferencias térmicas. A estos modelos se les ha dotado de la capacidad para acoplarse entre ellos formando estructuras más complejas no homogéneas, que permitan crear modelos de orden superior a partir de los primeros (modelado holístico). Para maximizar las posibilidades de modelado térmico, a estos modelos simples se les ha complementado con herramientas para la multidireccionalidad del calor y la representación de mapas térmicos en 3D, entre otras, todo ello organizado e integrado en un entorno orientado a objetos como el de SIMULINK.

De forma más detallada, las principales aportaciones de esta parte del trabajo son:

1. Se ha realizado una profunda revisión del estado del arte, de la cual se han extraído los antecedentes teóricos pertinentes que han permitido establecer los fundamentos de la transferencia de calor (epígrafe 3.1) en sus tres formas: conducción, convección y radiación, así como los fundamentos actuales del modelado térmico por ordenador (epígrafe 3.2) aplicado a la ciencia y a la ingeniería. De la revisión bibliográfica llevada a cabo también se han extraído los antecedentes prácticos (epígrafe 3.2) que han servido de inspiración para esta tesis, tanto por la temática (contenidos y métodos) desarrollada, como por los procedimientos (técnicas y herramientas) empleados.
2. Se ha presentado una metodología (epígrafe 3.3) para la creación de modelos térmicos de cuerpos simples y composición material homogénea, así como su aplicación al modelado holístico de cuerpos con estructura compleja y composición material heterogénea de múltiples capas y multidireccionalidad. Estos modelos se han implementado sobre SIMULINK (herramienta de modelado y simulación de MATLAB), que permite la simulación física de los fenómenos de transferencia del calor en cuerpos simples, dispositivos y circuitos, de forma sencilla, flexible y bajo un entorno gráfico e intuitivo.
3. Se han creado los modelos del comportamiento térmico para la conducción unidireccional (epígrafe 3.4) de una extensa variedad de cuerpos simples compuestos por una sola capa de material homogéneo, tanto para el régimen transitorio como el estacionario (como sistema de 1^{er} orden), utilizando la capacidad de SIMULINK para crear subsistemas y mediante el empleo de bloques de Función de Transferencia (FT) incluidos en la librería estándar. De forma análoga, se ha implementado otro amplio conjunto de modelos

para la convección térmica unidireccional (epígrafe 3.5), que incluye la convección natural y la forzada, y una numerosa selección de modelos para la radiación térmica unidireccional (epígrafe 3.6).

4. Para optimizar el trabajo con los modelos térmicos desarrollados y ampliar sus posibilidades de aplicación se han implementado diferentes modelos de nodos térmicos, que posibilitan el modelado multidireccional (epígrafe 3.7) a partir de los modelos unidireccionales. Además se ha creado una base de datos indexada de materiales (epígrafe 3.8) que permite importar de forma automatizada las propiedades térmicas del material seleccionado en cada modelo. Con el fin de mejorar las posibilidades en el análisis de resultados, se ha desarrollado una herramienta para la visualización de mapas térmicos 3D (epígrafe 3.9) que permite obtener una simulación tridimensional de la imagen termográfica del cuerpo que se haya modelado.
5. Se ha construido un entorno de trabajo gráfico orientado a objetos específico de SIMULINK, mediante la integración de todos los modelos térmicos de cuerpos simples, implementados para esta tesis, en un conjunto ordenado de librerías (epígrafe 3.10) para la conducción, convección (natural y forzada), radiación, multidireccional, mapas térmicos 3D y bloques de uso frecuente. Este conjunto de librerías constituye una auténtica *blockset* para el modelado y la simulación térmica, que es intuitiva, abierta y de uso flexible.
6. Se han expuesto aquellas cuestiones que pueden ser más relevantes en la aplicabilidad de los modelos térmicos (epígrafe 3.11), como son los límites que éstos presentan en sus aplicaciones prácticas, como consecuencia de las simplificaciones y aproximaciones introducidas durante su desarrollo. Como complemento práctico, se ha descrito un ejemplo de aplicación al modelado térmico unidireccional con un dispositivo electrónico (un tiristor de media potencia montado sobre su disipador), del cual se han obtenido las gráficas de las temperaturas de trabajo en los distintos puntos de interés. En este mismo sentido, también se ha descrito un ejemplo práctico de aplicación al modelado térmico multidireccional, pero en este caso con un dispositivo inventado para la ocasión en forma de cuerpo de geometría compleja.
7. Finalmente, para la validación científica y técnica del entorno de modelado y simulación térmica desarrollado (Simul-Therm) se han llevado a cabo un buen número de pruebas y ensayos comparativos, tanto en entornos virtuales (con *software* de simulación comercial) como en escenarios reales (con cámara termográfica). De todas estas experiencias se han seleccionado las dos que han tenido unos resultados objetivamente más correctos, con desviaciones inferiores al 1% en ambos casos, y que ha sido refrendadas a través de su correspondiente publicación científica. Estas dos pruebas de

validación han sido expuestas con todo detalle en el epígrafe 3.12 de este documento, como evidencias de la validez de estos modelos.

Durante la realización de esta tesis, tanto los modelos térmicos incluidos en Simul-Therm como la metodología empleada para su aplicación han podido ser puestos a prueba en el estudio y análisis térmico de diversos dispositivos, en varios proyectos de distinta naturaleza, durante la fase de diseño. Esto ha permitido validar también su utilidad y flexibilidad en una gran variedad de aplicaciones en el campo de la Ingeniería Eléctrica y Electrónica, así como dentro de las actividades de investigación propias de las áreas científicas de la Física y la Termodinámica. Como ejemplos podemos destacar:

- Modelado de componentes eléctricos y electrónicos ^[39] ^[44] de media y alta potencia junto a sus elementos de disipación.

Mediante la aplicación sistemática de un modelo simple, conectable en cascada y definible térmicamente, se construye una topología no homogénea de múltiples capas de material homogéneo y se simula su dinámica para distintos regímenes de funcionamiento, obteniendo la evolución de las variables térmicas (temperatura, potencia, etc.) de interés en distintos puntos.

- Diseño de un intercambiador de calor ^[184] y dimensionado de los equipos eléctricos de generación para un proceso de fermentación industrial.

Gracias a la aplicación de una variante del método D'TML, se puede diseñar un intercambiador de calor no estándar y determinar su eficacia, con lo cual se consigue especificar la potencia calorífica y frigorífica de los equipos que aportan la energía, todos alimentados eléctricamente.

- Experimentación de casos prácticos propuestos durante las enseñanzas de asignaturas ^[9] ^[76] relacionadas con la ingeniería electrónica.

A través de los modelos simples de componentes, circuitos, etc., ya creados, se puede documentar y guiar al alumno para que ponga en práctica algunas experiencias explicadas teóricamente en clase y que, de esta forma, pueda contrastar los resultados teóricos y experimentales bajo simulación.

Como conclusión final y a la vista de los resultados obtenidos en las diferentes pruebas de validación, se puede afirmar que el entorno para el modelado y la simulación térmica, Simul-Therm, ha demostrado que posee una buena precisión en todos los modelos de cuerpos simples y todos los fenómenos de transferencia de calor incluidos en él. Esto es, junto con la rapidez de resolución, la facilidad

de manejo y la flexibilidad para su aplicación, lo que le convierte en una herramienta adecuada para la simulación concurrente de fenómenos multifísicos.

6.2 CONCLUSIONES RESPECTO AL MODELADO ELECTROMAGNÉTICO

Para lograr el objetivo de simular el comportamiento electromagnético (EM) de los circuitos impresos se ha implementado un conjunto de modelos, a nivel de materiales, compuesto por las diferentes propiedades eléctricas y magnéticas que afectan físicamente a éstos. A estos modelos se les ha dotado de la capacidad para acoplarse entre ellos formando estructuras más complejas no homogéneas, que permitan crear modelos de orden superior a partir de los primeros (modelado holístico). Gracias a esta característica de conectividad, también se ha conseguido desarrollar una librería de modelos de componentes pasivos básicos, resistencias, condensadores, etc., y otra con todos los elementos de conexionado de los circuitos impresos, pistas, *pads*, *vias*, etc.

Para mejorar las posibilidades que ofrece el modelado EM de circuitos impresos, a estos modelos, integrados en la librería que hemos denominado Simul-EMI, se les ha complementado con una herramienta de modelización automatizada, a la que se ha denominado Simul-EMI II, que es capaz de extraer un completo y complejo modelo de los conductores que conforman el conexionado de la PCI e introducirlo en el esquema original para su simulación sobre PSPICE; todo ello integrado en un entorno adecuado como el de MATLAB/SIMULINK.

Las principales aportaciones de esta parte de la tesis, más detalladamente, son:

1. Se ha realizado una profunda revisión del estado del arte, de la cual se han extraído los antecedentes teóricos pertinentes que han permitido establecer los fundamentos de los fenómenos electromagnéticos (epígrafe 4.1), tanto para campo lejano como para campo cercano, así como los fundamentos actuales del modelado EM por ordenador (epígrafe 4.2) aplicado a la ciencia y a la ingeniería. De la revisión bibliográfica llevada a cabo también se han extraído los antecedentes prácticos (epígrafe 4.2) que han servido de para el desarrollo de esta tesis, tanto por la temática (contenidos y métodos) tratada, como por los procedimientos (técnicas y herramientas) empleados.
2. Se ha presentado una metodología (epígrafe 4.3) para la creación de modelos circuitales de las propiedades electromagnéticas de campo cercano, así como su aplicación al modelado holístico de cuerpos con estructura compleja y composición material heterogénea, como es el caso de los componentes. Estos modelos se han implementado sobre SIMULINK (herramienta de modelado y simulación de MATLAB), que permite la simulación física de los

fenómenos electromagnéticos que se producen en dispositivos y circuitos, de forma sencilla, flexible y bajo un entorno gráfico e intuitivo.

3. Se han creado los modelos de las propiedades eléctricas y magnéticas presentes en los circuitos electrónicos a nivel de la física de los materiales (epígrafe 4.4) y de los nudos de conexión ideales compatibles con la teoría de circuitos, utilizando la capacidad de SIMULINK para crear subsistemas y mediante el empleo de los bloques incluidos en la librería estándar. De forma análoga, se ha implementado otro amplio conjunto de modelos para los componentes activos y pasivos básicos (epígrafe 4.5) y una completa gama de modelos para los diferentes elementos conductores que constituyen las capas de conexionado de las placas de circuito impreso (epígrafe 4.6).
4. Con el fin de optimizar el trabajo de diseño de circuitos electrónicos con los modelos EM desarrollados y ampliar sus posibilidades de aplicación práctica, se ha implementado una herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos (epígrafe 4.7), que permite la simulación electromagnética del conexionado físico asociado a estos circuitos, pero en el mismo entorno de simulación esquemática. El proceso de extracción de datos geométricos, el de la generación de los modelos EM y el de reconstrucción del esquema original se han automatizado y configurado para su utilización con cualquier *software* comercial específico, tanto el simulador como el de diseño de placa.
5. También se ha hecho una exposición de aquellas cuestiones que pueden ser más relevantes en la aplicabilidad de los modelos electromagnéticos (epígrafe 4.8), como es el caso de los límites que éstos presentan en sus aplicaciones prácticas, teniendo en cuenta todas las simplificaciones y aproximaciones que han sido introducidas durante el desarrollo de los mismos.
6. Finalmente, para la validación científica y técnica del entorno de modelado y simulación electromagnética desarrollado (Simul-EMI) en esta tesis, se han realizado un buen número de pruebas y ensayos comparativos, tanto en entornos virtuales (con *software* de simulación comercial) como en escenarios reales (con instrumental de laboratorio). De todas estas experiencias se han seleccionado las dos que han tenido unos resultados objetivamente más correctos, con desviaciones inferiores al 10 % en ambos casos, y que han sido refrendadas a través de su correspondiente publicación científica. Estas dos pruebas de validación han sido expuestas con todo detalle en el epígrafe 4.9 de este documento, como evidencias de la validez de estos modelos.

Tanto los modelos de propiedades EM, componentes y conductores de PCI, incluidos en Simul-EMI, como la herramienta de modelización automatizada de

circuitos impresos, Simul-EMI II, han sido puestos a prueba en el estudio y análisis electromagnético de diversos circuitos, durante el desarrollo de varios proyectos de investigación. Esto ha permitido validar también su utilidad y flexibilidad en distintas aplicaciones del campo de la Ingeniería Electrónica, así como dentro de las actividades de investigación propias de la Física. Algunos ejemplos que podemos destacar son:

- Modelado electromagnético de varios circuitos electrónicos de media y alta potencia para aplicaciones de regulación de energía en c.c. ^[185].

Mediante la aplicación sistemática de los modelos de propiedades EM y componentes integrados en la librería Simul-EMI, se consigue predecir el grado de compatibilidad electromagnética de un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) de corriente continua aplicado a edificios inteligentes.

- Diseño de un circuito de sensado inteligente para aplicaciones de medida de la calidad de onda en redes de transporte de energía eléctrica ^[186].

Gracias a la aplicación de la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos, Simul-EMI II, se logra obtener simulaciones eléctricas y del comportamiento electromagnético del circuito sensor durante la fase de diseño y antes de su implementación sobre prototipo de PCI.

- Experimentación de casos prácticos propuestos durante las enseñanzas de asignaturas ^[9] relacionadas con la ingeniería electrónica.

A través de los modelos simples de componentes, circuitos, etc., ya creados, se puede documentar y guiar al alumno para que ponga en práctica algunas experiencias explicadas teóricamente en clase y que, de esta forma, pueda contrastar los resultados teóricos y experimentales bajo simulación.

Como conclusión final, y a la vista de los resultados obtenidos en las diferentes pruebas de validación, se puede afirmar que el entorno para el modelado y la simulación electromagnética, Simul-EMI, ha demostrado que tiene una precisión aceptable en todos los modelos incluidos en él. Esto, junto con la eficacia de la herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos, Simul-EMI II, es lo que le convierte en una aplicación de modelado holístico adecuada para la simulación concurrente de fenómenos multifísicos.

6.3 PERSPECTIVAS DE FUTURO

Aunque los resultados conseguidos en el desarrollo de esta tesis han supuesto un avance importante para el modelado multifísico y su aplicación a la simulación holística y concurrente de los circuitos impresos, no cabe duda de que las posibilidades de nuevas aportaciones en esta misma línea de investigación no se agotan aquí, al contrario se abren nuevos caminos para explorar.

En líneas generales, las perspectivas de futuro que marcarán la continuación de los trabajos descritos en este documento, están orientadas hacia la consecución del entorno ideal de simulación de circuitos electrónicos. El paradigma de este entorno se podría describir como un puesto de trabajo computerizado CAD-CAE (diseño e ingeniería asistidos por ordenador) donde el ingeniero, a la vez que progresa en su diseño, obtiene diferentes simulaciones en varias pantallas de forma simultánea (en tiempo real) y concurrente, mostrando los efectos térmicos, electromagnéticos, etc., de cada cambio realizado en el diseño.

Si nos centramos en cuestiones más concretas, una de las tareas pendientes de resolver sería el desarrollo de una herramienta de modelización automatizada de circuitos impresos, capaz de extraer los modelos térmicos compactos de una PCI a partir de su diseño o *layout*, de forma similar a como se ha descrito en el epígrafe 4.7 para la caracterización electromagnética de la placa. De hecho en estos momentos ya se han comenzado las primeras implementaciones, aunque aún están pendientes de las pruebas y ensayos de validación pertinentes.

Otra de las mejoras que podría plantearse para el futuro es la creación de una base de datos de propiedades electromagnéticas de los materiales, abierta, editable y ampliable, de forma análoga a como se ha hecho en el entorno de modelado y simulación térmica Simul-Therm. Incluso se debería plantear la posibilidad de implementar una base de datos integrada y relacional, que contuviera todas las propiedades de distinta naturaleza, lo cual permitiría optimizar la simulación de fenómenos multifísicos interrelacionados.

En el campo de la simulación electromagnética quizá sea donde más queda por investigar y progresar, por ejemplo en el desarrollo de modelos basados en el electromagnetismo de onda completa. Esto permitiría simular los fenómenos de campo lejano característicos de la radiación EM, aunque también obligaría a orientar el modelado hacia métodos FDTD, en lugar de los modelos circuitales con los que se ha abordado la simulación del campo cercano. En este sentido, se abre una línea complementaria muy interesante, que sería la aplicación de técnicas de inteligencia artificial a los entornos de simulación, como son las redes

neuronales artificiales o la minería de datos, con el objetivo de desarrollar herramientas avanzadas de optimización y automatización del diseño.

Finalmente, la incorporación de otras entidades físicas no contempladas en esta tesis, como pueden ser los fenómenos de naturaleza mecánica, es sin duda un reto ineludible a medio y largo plazo, para quien busca el entorno ideal de simulación electrónica. De este modo, los modelos mecánicos podrían incorporar aquellos efectos relacionados con los demás, por ejemplo con los fenómenos de naturaleza térmica. Esto permitiría simular problemas termo-mecánicos, como es el caso del estrés térmico que sufren las soldaduras de los circuitos impresos, que en la actualidad son considerados como una de las principales fuentes de pérdida de fiabilidad en los equipos electrónicos.

BIBLIOGRAFÍA

- ¹ Luna Rodríguez, Juan J. Diseño de circuitos impresos. Córdoba, Martínez Bernia y asociados, 2000.
- ² Fernández, G. *Avances en la fabricación de placas de circuito impreso*. Editorial CYPSELA, 2003.
- ³ Luna-Rodríguez, J.J.: Diseño de Circuitos Impresos: un Manual Teórico-Práctico con CadStar. Universidad de Córdoba, Córdoba (2008)
- ⁴ Asociación Nacional de Fabricantes de Bienes de Equipo. *Ingeniería Concurrente*. www.sercobe.es/ , 23 Marzo, 2004.
- ⁵ Plaza, Adolfo et al. Curso de Ingeniería de Diseño de Equipos Eléctricos y Electrónicos. Córdoba, Servicio de publicaciones de la Universidad de Córdoba, 1994.
- ⁶ McKeown, Stephen A. Mechanical Analysis of Electronic Packaging Systems. Marcel Dekker, 1999.
- ⁷ Luna Rodríguez, J.J.; Moreno Muñoz, A.; González Redondo, M.J.; Pallarés López, V.; Ruiz García, J.; García-Aznar Escudero, J. *Diseño de Equipos Electrónicos* Una metodología finalista que incluye la síntesis de sistemas complejos. Córdoba, IV Congreso Internacional de Ingeniería de Proyectos. Vol.1, 1998, pp.18-25.
- ⁸ Pecht, M. Handbook of electronic package design. Marcel Dekker, 1991.
- ⁹ Luna Rodríguez, J.J.; Moreno Muñoz, A.; Flores Árias, J.M.; Liñán Reyes, M. *La enseñanza del diseño de Equipos Eléctricos y Electrónicos*. Un enfoque “finalista” que incluye síntesis. Córdoba, XII Reunión de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica. Vol.1, 2002, pp.72-78.
- ¹⁰ Holman, Jack P. *Heat Transfer (9ª edición)*. London, McGraw-Hill Education - Europe, 2001.
- ¹¹ Rohsenow, W.M., J.P. Hartnolt, Y.J. Cho (1998); Handbook of heat transfer, 3rd Ed.; McGraw-Hill.
- ¹² Incropera, F.P., D.P. De Witt (1999); Fundamentos de transferencia de calor, 4a. Ed.; John Wiley & Sons.
- ¹³ Touloukian, V.S. et al. (1970); Thermophysical properties of matter, Vol. 1. Thermal conductivity; Purdue University.
- ¹⁴ Carslaw, H.S., J.C. Jaeger (1992); Conduction of heat in solids, 2nd Ed.; Oxford.
- ¹⁵ Mills, Anthony F. Transferencia de calor. Madrid, IRWIN, 1995.
- ¹⁶ Kakaç, S., Y. Yener (1995); Convective heat transfer, 2nd Ed.; CRC.
- ¹⁷ White, F.M. (1988); Heat and mass transfer; Addison-Wesley.
- ¹⁸ Steinberg, Dave S. *Cooling Techniques for Electronic Equipment (2ª edición)*. New York, Wiley Interscience, 1991.
- ¹⁹ Kreith, F. and Bohn, M. S. Principios de transferencia de calor. International Thomson. Mexico, 2001.
- ²⁰ Robert Siegel, John R. Howell. Thermal Radiation Heat Transfer; 4th edition. Taylor & Francis (2001)
- ²¹ Zienkiewicz, Olgierd Cecil; Taylor, Richard L. El método de los elementos finitos. Barcelona, Centro Internacional de Métodos Numéricos en Ingeniería, 2010.
- ²² Prenter, P.M. (1989); Spline and variational methods; Wiley Classic Library.
- ²³ Lewis, R.W., Morgan, K., Thomas, H.R., Seetharamu, K.N. (1996); The finite element method in heat transfer analysis; John Wiley & Sons.
- ²⁴ Zienkiewicz, O.C., K. Morgan (1983); Finite elements and approximation; John Wiley & Sons.
- ²⁵ Comini, G.; Del Giudice, S.; Nonino, C. (1994); Finite Element Analysis in Heat Transfer: Basic Formulation & Linear Problems; Taylor & Francis.
- ²⁶ Thomée, V. (1997); Galerkin finite element methods for parabolic problems; Springer.
- ²⁷ Bathe, K.J. (1996); Finite element procedures; Prentice Hall.
- ²⁸ Huang, H.C.; Usmani, A.S. (1994); Finite Element Analysis for Heat Transfer: Theory and Software; Springer-Verlag.
- ²⁹ JEDEC Standard. JESD15-1: Compact Thermal Model Overview. Arlington, JEDEC Solid State Technology Association, 2008.
- ³⁰ JEDEC Standard. JESD15-3: Two-Resistor Compact Thermal Model Guideline. Arlington, JEDEC Solid State Technology Association, 2008.
- ³¹ JEDEC Standard. JESD15-4: DELPHI Compact Thermal Model Guideline. Arlington,

-
- JEDEC Solid State Technology Association, 2008.
- [32] JANSSEN, J.H.J. et al. (2000). Demonstration of the use of compact models [package thermal analysis]. 6th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems plus a special Half-Day on Compact Models. pp.223-4.
- 33 C. Lasance, D. den Hertog, and P. Stehouwer, "Creation and Evaluation of Compact Models for Thermal Characterization Using Dedicated Optimisation Software," Proceedings of the Fifteenth IEEE SEMI-THERM Symposium, 1999, pp. 189-200.
- 34 Aranyosi, A. et al. *Development of compact thermal models for advanced electronic packaging: methodology and experimental validation for a single-chip CPGA package*. IITHERM 2000. The Seventh Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, 2000, pp.225-32.
- 35 Sabry, M. N. (2003). Compact thermal models for electronic systems. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies. Vol. 26, N° 1, pp.179-185.
- 36 M.-N. Sabry, "Dynamic Compact Thermal Models Used for Electronic Design: A Review of Recent Progress," Interpack '03, Paper No. 35185, Maui, July 6-11, 2003.
- 37 W. Huang, M.R. Stan and K. Skadron. (2005) Parameterized Physical Compact Thermal Modeling. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies. Vol. 28, N° 4, pp.615-622.
- 38 M. R. Spiegel. Transformadas de Laplace, México: McGraw Hill, 1991, pp. 26-162.
- 39 Luna, Juan J. et al. *Modelado y simulación con MATLAB de las pérdidas o transferencias caloríficas en dispositivos eléctricos y electrónicos industriales*. Vigo, XIII Reunión de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica. Vol.1, 2003, pp.72-78.
- 40 J.J. Luna, D. Tocados, P. Martínez, V. Barranco and M. Varo, Dynamic analysis of heat transfers by Laplace transform. VI International Conference of Computational Methods in Sciences and Engineering. Crete (Greece), 25-30 September 2008.
- 41 J.J. Luna, D. Tocados, P. Martínez, V. Barranco and M. Varo, Dynamic analysis of heat transfers by Laplace transform, American Institute of Physics Conference Proceeding, 1148, 2009, pp. 538-541.
- 42 J. Durbin and S.J. Koopman, Time Series Analysis by State Space Methods (Oxford University Press, New York, 2004).
- 43 M. Carmona, S. Marco, J. Palacin and J. Samitier, A Time-domain Method for the Analysis of Thermal Impedance Response Preserving the Convolution Form, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies 22 (1999) 238-244.
- 44 Luna, Juan J. et al. *Simulación térmica de dispositivos eléctricos y electrónicos mediante modelos en Espacio de Estado*. Barcelona, XIV Reunión de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica. Vol.1, 2004, pp.104-10.
- 45 M. Janicki, G. De-Mey and A. Napieralski, Thermal Analysis of Layered Electronic Circuits with Green's Functions, Microelectronics Journal 38 (2007) 177-184.
- 46 W. Huang, S. Ghosh and S. Velusamy, HotSpot: A Compact Thermal Modelling Methodology for Early-stage VLSI Design, IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems 14 (2006) 501-513.
- 47 P. Arunasalam, K.N. Seetharamu and I.A. Azid, Determination of Thermal Compact Model via Evolutionary Genetic Optimization Method, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies 28 (2005) 345-352.
- 48 Celo D, Guo XM, Gunupudi PK, et al. The creation of compact thermal models of electronic components using model reduction. IEEE Transactions on Advanced Packaging. 28 (2): 240-251, 2005.
- 49 Braithwaite N, Weaver G. Electronic Materials inside Electronic Devices. London. The Open University. 1990.
- 50 Fu CY, Ume C. Characterizing the Temperature Dependence of Electronic Packaging-Material Properties. Journal of the Minerals Metals & Materials Society. Volume: 47-6, Pages: 31-35, 1995.
- 51 Brooks, Douglas (© UltraCAD Design, Inc. & Miller Freeman, Inc.). Temperature Rise in PCB Traces. Proceedings of the PCB Design Conference, West, March 23-27, 1998.
- 52 Jouppi MR. Thermal Characterization of PCB Conductors. 9th Electronic Circuits World Convention 2002; paper number: IPC 39: 225-32.
- 53 Adam, Johannes (Flomerics Ltd.). New Correlations between Electrical Current and

- Temperature Rise in PCB Traces. 20th IEEE SEMI-THERM Symposium, 2004.
- ⁵⁴ M. Barcella , W. Huang , K. Skadron , M. R. Stan, Architecture-Level Compact Thermal R-C Modeling, University of Virginia, Charlottesville, VA, 2002.
- ⁵⁵ Kolzer J, Oesterschulze E, Deboy G. Thermal imaging and measurement techniques for electronic materials and devices. *Microelectronic Engineering*. Volume: 31/1-4, Pages: 251-270. 1996.
- ⁵⁶ Marta Rencz, New possibilities in the thermal evaluation, offered by transient testing, *Microelectronics Journal*, Volume 34, Issue 3, March 2003, Pages 171-177.
- ⁵⁷ M-N. Sabry, S. Hossam, "Compact Thermal Models: A Global Approach," *Proceedings of 1st Theta Workshop, Cairo, 2007*, pp. 51-57.
- ⁵⁸ C. Lasance, "Ten Years of Boundary-Condition-Independent Compact Thermal Modeling of Electronic Parts: A Review," *Heat Transfer Engineering*, Vol. 29, Issue 2, 2008, pp.149-168.
- ⁵⁹ Móndejar Fernández, R. y Rosado García, R. "Entorno para el Modelado y Simulación Térmica por ordenador aplicado a Dispositivos Eléctricos y Electrónicos". Proyecto fin de carrera de la Escuela Politécnica Superior. Córdoba (España). 2004. 160 páginas.
- ⁶⁰ Tocados Castro, D. "Entorno para el Modelado y Simulación Térmica por ordenador aplicado a Dispositivos Eléctricos y Electrónicos II". Proyecto fin de carrera de la Escuela Politécnica Superior. Córdoba (España). 2007. 270 páginas.
- ⁶¹ Moreno, Antonio. *Trabajando con MATLAB y la Control System Toolbox*. Madrid, RA-MA Editorial, 1999.
- ⁶² Natick, M.A. *SIMULINK: Dynamic System Simulation Software*. Massachusetts, The Mathworks, Inc., 1994.
- ⁶³ Allen, E. et al. *Interactive object-oriented simulation of interconnected power systems using SIMULINK*. *IEEE Transactions on Education*. Vol.44, N° 1, February 2001, pp.87-95.
- ⁶⁴ John Lohan, Peter Rodgers, Carl-Magnus Fager, Reijo Lehtiniemi, Val'erie Eveloy, Pekka Tiilikka, and Jukka Rantala. Validation and Application of Different Experimental Techniques to Measure Electronic Component Operating Junction Temperature. *IEEE Transactions on Components and Packaging Technology*, VOL. 22, NO. 2, JUNE 1999.
- ⁶⁵ R. Mulaveesala and Suneet Tuli, "Electro-thermal modeling and MATLAB SIMULINK Simulation of Lock-in Thermography for Non-Destructive Characterisation", 16th World Conference on Non-Destructive Testing (WCNDT-2004), Montreal, Canada, 30 Aug-03 Sept. 2004.
- ⁶⁶ Peter Rodgers. ValCrie Eveloy, John Lohan, Carl-Magnus Fager, Pekka Tiilikka and Jukka Rantala. Experimental Validation of Numerical Heat Transfer Predictions for Single- and Multi-Component Printed Circuit Boards in Natural Convection Environments. Fifteenth IEEE SEMI-THERM Symposium, 1999.
- ⁶⁷ Im Y, Kwon H, Kim S, Kim T, Cho T, Oh S. Methodology for accurate junction temperature estimation of SIP (System in Package). XX Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium. 2004. Pages: 117-121.
- ⁶⁸ Seminario Vasquez, R.: (2009) Métodos numéricos para ingeniería, Edición electrónica gratuita: www.eumed.net/libros/2009a/488/
- ⁶⁹ Savant; Roden; Carpenter. *Diseño electrónico. Circuitos y sistemas*. Addison Wesley, 1993.
- ⁷⁰ Storey, Neil. *Electrónica. De los sistemas a los componentes*. Addison Wesley, 1995.
- ⁷¹ Nilsson, James W. *Circuitos Eléctricos*. Addison-Wesley Iberoamericana, 1995.
- ⁷² Moreno Muñoz, A. (1998) Un nuevo enfoque metodológico para el desarrollo de sistemas de información hipermedia. Tesis doctoral de la Universidad Nacional de Educación a Distancia.
- ⁷³ Antonio Moreno Muñoz. La consistencia en la interfaz de usuario. *El profesional de la información*, ISSN 1386-6710, Vol. 10, N° 12, 2001, pag. 59.
- ⁷⁴ Antonio Moreno Muñoz. Diseño centrado en el usuario. *El profesional de la información*, ISSN 1386-6710, Vol. 12, N° 1, 2003, pages. 52-53.
- ⁷⁵ Cordero Barbero, A.; Hueso Pagoaga, J. L.; Martínez Molada, E. et al. "Métodos Numéricos con Matlab". Valencia (España). Editorial de la UPV. 2005. 493 páginas. ISBN: 84-9705-854-2.
- ⁷⁶ Luna Rodríguez, J. J.; Tocados Castro D.; Varo Martínez M. et al. "Simul-Therm: A MATLAB/Simulink Blockset of Thermal Modelling and Simulation for Engineering Education". *Internacional Journal of*

-
- Engineering Education. Aceptado en Marzo de 2010 y actualmente en prensa.
- ⁷⁷ Klee, H. "Simulation of Dynamic Systems with MATLAB and Simulink". Estados Unidos. CRC Press. 2007. 784 páginas. ISBN: 142-00-4418-4.
- ⁷⁸ Krysl, P. y Trivedi, A. "Instructional use of MATLAB software components for computational structural engineering applications". International Journal of Engineering Education, 2005, vol. 21, N° 5, pp. 778-783.
- ⁷⁹ Guo XM, Celso D, Walkey DJ, et al. A general method for the connection of a component thermal model to a board. IEEE Transactions on Advanced Packaging 29 (2): 250-263 MAY 2006.
- ⁸⁰ Pérez López, C. "Matlab y sus aplicaciones en las ciencias y la ingeniería". Madrid (España). Pearson Educación, S.A. Prentice Hall. 2002. 632 páginas. ISBN: 84-205-3537-0.
- ⁸¹ Anderson, John D. (1995), Computational Fluid Dynamics: The Basics With Applications, Science/Engineering/Math, McGraw-Hill Science,
- ⁸² Patankar, Suhas (1980), Numerical Heat Transfer and Fluid Flow, Hemisphere Series on Computational Methods in Mechanics and Thermal Science, Taylor & Francis,
- ⁸³ Carrera Amuriza, A. R. y Martínez Nebreda, M. "Introducción a MATLAB y a la creación de interfaces gráficas". Bilbao (España). Servicio Editorial de la Universidad del País Vasco. 2005. 214 páginas. ISBN: 84-8373-656-X.
- ⁸⁴ The Mathworks Inc. "Simulink 7. Getting Started Guide". Estados Unidos. 2009. 81 páginas. ISBN: 0-9755787-7-4.
- ⁸⁵ Agüera Soriano, José. Mecánica de Fluidos Incompresibles y Turbomaquinas Hidráulicas. Teoría (5ª Ed.). Ciencia 3. Madrid, 2003.
- ⁸⁶ J.H. Lienhard IV, J.H. Lienhard V, A Heat Transfer Textbook 3ª Edición, Phlogiston Press, Cambridge Massachusetts, 2004.
- ⁸⁷ Landau, D.L. and Lifshitz, E.M. Teoría Clásica de los Campos. Vol. 2 Curso de Física Teórica. 2ª edición. Ed. Reverté. Barcelona. 1992.
- ⁸⁸ Gómez Expósito, A.; Martínez Ramos, J.L.; Rosendo Macías, J.A.; Romero Ramos, E. Fundamentos de teoría de circuitos. Thomson. Madrid, 2007.
- ⁸⁹ Agüera Soriano, J. Termodinámica lógica y motores térmicos: teoría. Ciencia 3. Madrid, 1999.
- ⁹⁰ James B. Dabney, Thomas L. Harman. Mastering Simulink. Prentice Hall (2003).
- ⁹¹ The Mathworks Inc. "Matlab 7. Getting Started Guide". Estados Unidos. 2009. 272 páginas. ISBN: 0-9755787-6-6.
- ⁹² Cordero Barbero, A.; Hueso Pagoaga, J.L.; Martínez Molada, E. et al. Métodos Numéricos con Matlab. Servicio de Publicaciones de la UPV. Valencia, 2005. 493 páginas.
- ⁹³ Yang, P. y Li, W. "Numerical analysis on thermal characteristic for chip scales package by integrating 2D/3D models". International Journal of Numerical Modelling-Electronic Networks Devices and Fields, 2009, vol. 22, N° 1, pp. 43-55.
- ⁹⁴ Mohammad Nuruzzaman. Modeling and Simulation in SIMULINK for Engineers and Scientists. AuthorHouse (2005).
- ⁹⁵ QFinsoft. <http://www.qfinsoft.co.za/wiki/products/qfinsoft>. Enero 2011.
- ⁹⁶ Herbert Kaplan. Practical Applications of Infrared Thermal Sensing and Imaging Equipment, third edition. SPIE Publications, Washington, 2007.
- ⁹⁷ Luna, Juan J. et al. Desarrollo de un Prototipo para Experimentación en el Envejecimiento Acelerado de Vinos. Alcalá de Henares, Seminario Anual de Automática, Electrónica industrial e Instrumentación. Vol.2, 2002, pp.231-235.
- ⁹⁸ Bo Thidé. Electromagnetic Field Theory. Upsilon Books. Uppsala, Sweden. 2003.
- ⁹⁹ W. K. H. Panofski y M. Philips, Classical electricity and magnetism, New York, Dover, 2005
- ¹⁰⁰ Joachim Johansson and Urban Lundgren. Near-Field and Far-Field. <http://www.dannex.se/theory/>. 2011.
- ¹⁰¹ Balcells, J.; Daura, F.; Esparza, R.; Pallás, R. Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos. Barcelona, Marcombo S.A., 1992.
- ¹⁰² A.E.N.O.R. Manual de compatibilidad electromagnética. AENOR, 1994.
- ¹⁰³ Johnson, Howard; Graham, Martin. High-Speed Digital Design. A Handbook of Black Magic. Prentice Hall, 1993.

- ¹⁰⁴ Johnson, Howard W. & Graham, Martin (2003). High-Speed Signal Propagation. Advanced Black Magic. London, Prentice Hall.
- ¹⁰⁵ Eskelinen, Pekka. Introduction to RF Equipment and System Design. Artech House, Inc., 2004.
- ¹⁰⁶ Stephen H. Hall, Garrett W. Hall, James A. McCall. (2000). High speed digital system design : a handbook of interconnect theory and design practices. New York: Wiley.
- ¹⁰⁷ Douglas Brooks. (2003). Signal integrity issues and printed circuit board design. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall PTR.
- ¹⁰⁸ William J. Dally; John W. Poulton. (1999). Digital systems engineering. Cambridge: Cambridge Univ. Press.
- ¹⁰⁹ Eric Bogatin. (2009). Signal and Power Integrity - Simplified, Second Edition. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall.
- ¹¹⁰ Madhavan Swaminathan, A. Ege Engin. (2008). Power integrity modeling and design for semiconductors and systems. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall.
- ¹¹¹ Thierauf, Stephen C. High-Speed Circuit Board Signal Integrity. Artech House, Inc., 2004.
- ¹¹² Geoff Lawday, David Ireland, and Greg Edlund. (2008). A signal integrity engineer's companion : real-time test and measurement and design simulation. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall.
- ¹¹³ Q. Li , Y. Chen, and D. Ge, «Comparison Study of the PSTD and FDTD Methods for Scattering Analysis», Microwave Opt. Technol. Lett. , Vol. 25 , no. 3, pp. 220-226, Mayo 2000.
- ¹¹⁴ Young-Seek Chung; Joo-Hiuk Son; Chanyul Cheon; Song-Yop Habn; «Propagation characteristics of free -space terahertz electromagnetic pulses», Lasers and Electro-Optics, 1999. CLEO/Pacific Rim '99 . The Pacific Rim Conference on , Vol. 4 , pp 1111 - 1112, 1999
- ¹¹⁵ Yamauchi, J.; Kanbara, H.; akano, H.; «Analysis of optical waveguides with high-reflection coatings using the FD-TD method « IEEE Photonics Technology Letters , Vol. 10, pp 111 - 113 ,Jan 1998.
- ¹¹⁶ A. Taflove «Advanced in Computational Electrodynamics, The finite -Difference Time-Domain Method», Artech House, 1998.
- ¹¹⁷ Yee, K. S., «Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media» IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 14, pp302-307, 1966
- ¹¹⁸ Materdey, T.; Gonzalez, S.; Gomez,R.; Garcia,B, «A new vision of numerical methods for the solution of Maxwell's equations related to the FD-TD method; application to general anisotropic media» . Computation in Electromagnetics, 1994. Second International Conference on, pp138-141, Apr1994.
- ¹¹⁹ R. Courant, K. Friedrichs and H. Lewy, "On the partial difference equations of mathematical physics", IBM Journal, March 1967, pp. 215-234, English translation of the 1928 German original.
- ¹²⁰ G.Mur, «ABC for the finite difference approximations of the time-domain electromagnetic field equations», IEEE trans. EMC, Vol. 23, pp 377-382, Nov1981.
- ¹²¹ J.P. Berenguer, «A PML for the absorption of electromagnetic waves», J Computational Phys., Vol. 114, pp 185-200, 1994.
- ¹²² Scarlatti, A. & Holloway, C. L. (2001). An equivalent transmission-line model containing dispersion for high-speed digital lines - With an FDTD implementation. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Vol. 43, N° 4, pp.504-514.
- ¹²³ Moreno-Muñoz, Antonio. Power Quality. Mitigation Technologies in a Distributed Environment. Springer, 2007.
- ¹²⁴ Haw-Jyh Liaw; Merkelo, H.; Urbana, IL. Signal integrity issues at split ground and power planes. Proceedings of Electronic Components and Technology Conference, 1996. On page(s): 752 – 755. Orlando, FL , USA.
- [¹²⁵] Abhari, Ramesh et al. *Analysis of Differential Vias in a Multilayer Parallel Plate Environment Using a Physics-Based CAD Model*. Phoenix (Arizona), IEEE International Microwave Symposium. 20-25 May 2001, pp.THIF-09-4.
- [¹²⁶] Abhari, Ramesh et al. *Physics-Based CAD Models for the Analysis of Vias in Parallel-Plate Environments*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 49, N° 10, October 2001, pp.1697-1707.
- [¹²⁷] CHEN, HOUFEI et al. (2003). Analysis of a Large Number of Vias and Differential Signaling in Multilayered Structures. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 51, N° 3, pp.818-829.

- [¹²⁸] Kouzaev, G.A. et al. Circular-Pad Via Model Based on Cavity Field Analysis. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol 13, N° 11, November 2003, pp.481-483.
- ¹²⁹ Pajovic, M.; Jinghan Yu; Milojkovic, D. Analysis of Via Capacitance in Arbitrary Multilayer PCBs. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2007. Vol. 49 Issue:3. On page(s): 722 – 726.
- ¹³⁰ Abdul-Gaffoor, M.R.; Smith, H.K.; Kishk, A.A. and Glisson, A.W. Simple and efficient full-wave modeling of electromagnetic coupling in realistic RF multilayer PCB layouts. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Jun 2002. Volume: 50 Issue:6. On page(s): 1445 – 1457.
- ¹³¹ Shahparnia, S.; Ramahi, O.M. Electromagnetic interference (EMI) reduction from printed circuit boards (PCB) using electromagnetic bandgap structures. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Nov. 2004. Vol. 46 Issue:4. On page(s): 580 - 587
- ¹³² Xilinx, Inc. *Signal Integrity Simulation Kit User Guide*. <http://www.xilinx.com/>, PDF document for electronic edition, November, 2001.
- ¹³³ Coates, A.; Sasse, H.G.; Coleby, D.E.; Duffy, A.P.; Orlandi, A. Validation of a Three-Dimensional Transmission Line Matrix (TLM) Model Implementation of a Mode-Stirred Reverberation Chamber. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2007. Volume: 49 Issue:4. On page(s): 734 – 744.
- ¹³⁴ Roden JA, Paul CR, Smith WT, Gedney SD. Title: Finite-difference, time-domain analysis of lossy transmission lines. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Vol. 38 (1): pages 15-24. 1996.
- ¹³⁵ Douglas Brooks. Basic Transmission Lines. Why Use 'Em At All? Ultracad Design, Inc. and Mentor Graphics Corporation, March 2011. <http://www.ultracad.com/mentor/transmission%20line%20basics.pdf>.
- ¹³⁶ Douglas Brooks. Transmission Line Terminations. It's The End That Counts! Ultracad Design, Inc. and Mentor Graphics Corporation, March 2011. <http://www.ultracad.com/mentor/transmission%20line%20terminations.pdf>.
- ¹³⁷ Infineon Technologies. EMC Design Guideline for Microcontroller Board Layout. Application Note, V 2.0, April 2001.
- ¹³⁸ Ravi Poddar, Emily M. Moon, Martin A. Brooke, and Nan Marie Jokerst. *Accurate, Rapid, High Frequency Empirically Based Predictive Modeling of Arbitrary Geometry Planar Resistive Passive Devices*. IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology-PartB. Vol. 21, N° 2, May 1998, pp.177-183.
- [¹³⁹] Ravi Poddar and Martin A. Brooke. *Accurate High Speed Empirically Based Predictive Modeling of Deeply Embedded Gridded Parallel Plate Capacitors Fabricated in a Multilayer LTCC Process*. IEEE Transactions on Advanced Packaging. Vol. 22, N°1, February 1999, pp.26-31.
- [¹⁴⁰] Arora, Narain D.; Raol, Kartik V.; Schumann, Reinhard and Richardson, Llanda M. *Modeling and Extraction of Interconnect Capacitances for Multilayer VLSI Circuits*. IEEE Transactions On Computer-Aided Design of Integrated Circuits And Systems. Vol. 15, N° 1, January 1996, pp.58-67.
- ¹⁴¹ Naishadharn, K. Experimental equivalent-circuit modeling of SMD inductors for printed circuit applications. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Nov 2001. Volume: 43 Issue:4. On page(s): 557 - 565
- ¹⁴² Lovelace, D.; Costa, J.; Camilleri, N.; Motorola Inc., Mesa, AZ. Extracting small-signal model parameters of silicon MOSFET transistors. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1994. On page(s): 865 - 868 vol.2.
- ¹⁴³ Kung, F.; Chuah, H.T. Modeling of Diode in FDTD Simulation of Printed Circuit Board. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Volume 16, Number 1, 2002, pp. 99-110(12).
- ¹⁴⁴ Aaron, MR. The use of least squares in system design. IRE Trans. Circuit Theory. Vol. 3, pp. 224-231, 1956.
- ¹⁴⁵ Desoer, CA.; Mitra, SK. Design of lossy ladder filters by digital computer. IRE Trans. Circuit Theory. Vol. 8, pp. 192-201, 1961.
- ¹⁴⁶ Calahan, DA. Computer design of linear frequency selective networks. Proc. IEEE. Vol. 53, pp. 1701-1706, 1965.
- ¹⁴⁷ Smith, BR.; Temes, GC. An Interactive approximation procedure for automatic filter synthesis. IEEE Trans. Circuit Theory. Vol. 12, pp. 107-112, 1965.

- ¹⁴⁸ Branin, FH. DC and Transient Analysis of Networks Using a Digital Computer. IRE Intern. Conv. Rec. pp. 236-256, 1962.
- ¹⁴⁹ Pottle, C. Comprehensive Active Network Analysis by Digital Computer: a State-Space Approach. Proc. Third Ann. Allerton Conf. Circuits and System Theory. pp. 659-668, 1965.
- ¹⁵⁰ IBM. Electronic Circuit Analysis Program ECAP (1620-EE-02X) User's Manual. IBM Application Program File H20-0170-1. 1965.
- ¹⁵¹ Katzenelson, J. AEDNET: A Simulator for Nonlinear Networks. Proc. IEEE. Vol. 54, pp. 1536-1552, 1966.
- ¹⁵² F.H. Branin, G.R. Hogsett, R.L. Lunde and L.E. Kugel. ECAP II - a new electronic circuit analysis program. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 6, pp. 146-166, 1971.
- ¹⁵³ T.E. Idleman, F.S. Jenkins, W.J. McCalla and D.O. Pederson. SLIC - A simulator for linear integrated circuits. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-6, pp. 1 88-204, Aug. 1971.
- ¹⁵⁴ L. Nagel and R. Rohrer. Computer analysis of nonlinear circuits, excluding radiation (CÁNCER). IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 6, pp. 166-182, 1971.
- ¹⁵⁵ L.W. Nagel and D.O. Pederson. Simulation program with integrated circuit emphasis. Proc. 16th Midwest Sump. Circ. Theory, Waterloo, Canadá, Apr. 1973.
- ¹⁵⁶ L.W. Nagel. SPICE2: A computer program to simulate semiconductor circuits. University of California, Berkley, ERL Memo UCB/ERL M75/520, May 1975.
- ¹⁵⁷ E. Cohén. Program reference for SPICE2. University of California. Berkley. ERL Memo ERL- M592, June 1976.
- ¹⁵⁸ P.W. Tuinenga. SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1992.
- ¹⁵⁹ K.S. Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. Vol. 13, pp. 302-307, 1966.
- ¹⁶⁰ R.F. Harrington. Matrix methods for field problems. Proc. IEEE. Vol. 55, pp. 136-149, 1967.
- ¹⁶¹ P. Silvester. A general high-order finite-element waveguide analysis program. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 17, pp. 204-210, 1969.
- ¹⁶² S. Akhtarzad and P.B. Johns. Transmission-line matrix solution of waveguides with wall losses. Elec. Lett.. Vol. 9, pp. 335-336, 1973.
- ¹⁶³ Swanson, D.G. Simulating EM Fields. IEEE Spectrum. Vol. 28, pp. 34-37, 1991.
- ¹⁶⁴ Swanson, D.G. EM Field Simulators Made Practical. Lowell, MA: Corporate R&D Group, M/A-COM Division of AMP. 1998.
- ¹⁶⁵ Mirotznik, M.S. and Prather, D. How to choose EM Software. IEEE Spectrum. Vol. 34, pp. 53-58, 1997.
- ¹⁶⁶ Touchstone. EEsof Inc., Westlake Village. CA, (now Agilent EEsof EDA) 1400 Fountaingrove Parkway, Santa Rosa, CA 95403-1799. 1985.
- ¹⁶⁷ Super-Compact, Formerly Compact Software. Communications Consulting Corp., Upper Saddle River, NJ (now Ansoft), 201 McLean Blvd. Paterson, NJ 07504, 1986.
- ¹⁶⁸ OSA90 Versión 1.0, Optimization Systems Associates Inc., P.O. Box 8083. Dundas. Ontario, Canada L9H 5E7, 1990.
- ¹⁶⁹ Christoffersen, C.E.; Mughal, U.A.; Steer, M.B. Object Oriented Microwave Circuit Simulation. International Journal RF and Microwave CAE. Vol. 10, pp. 164-182, 2000.
- ¹⁷⁰ Richard Goering. Matlab edges closer to electronic design automation World. EE Times, 10/04/2004. <http://www.eetimes.com/electronics-news/4050334/Matlab-edges-closer-to-electronic-design-automation-world>.
- ¹⁷¹ Siemens. Componentes electrónicos. Marcombo, 1987
- ¹⁷² Álvarez Santos, Ramiro. Materiales y componentes electrónicos. Editorial Díaz de Santos, 1980
- ¹⁷³ Charles A. Harper. Passive Electronic Component Handbook, 2th edition. McGraw-Hill, New York, 1997.
- [¹⁷⁴] Jiménez, Jorge E. *Temas de Ingeniería de Sistemas y Automática*. Edit. Córdoba, Martínez Bernia y asociados, 2002.
- ¹⁷⁵ Paul, C. Analysis of Multiconductor Transmission Lines. John Wiley and Sons, New York, 1994.
- ¹⁷⁶ Faraji-Dana, R.; Chow, Y.L. The current distribution and AC resistance of a microstrip structure. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1990. Volume: 38 Issue: 9. On page(s): 1268 – 1277.

-
- ¹⁷⁷ Simon Ramo, John R. Whinnery, Theodore Van Duzer. *Fields and Waves in Communication Electronics*. John Wiley & Sons, Inc.; 3rd edition (February 9, 1994).
- ¹⁷⁸ Clyde, F. & Coombs, Jr. *Printed Circuits Workbook Series (I)*. McGraw-Hill. 1990
- ¹⁷⁹ Moreno-Munoz, A., De La Rosa, J. J. G., Pallarés-Lopez, V., Real-Calvo, R. J., & Gil-De-Castro, A. (2011). Distributed DC-UPS for energy smart buildings. *Energy and Buildings*, 43(1), 93-100.
- ¹⁸⁰ A. Moreno-Muñoz, J.A. Sánchez, J.J.G. de la Rosa, J.J. Luna. Application of smart sensors to the measurement of power quality. *International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2008)*. Vancouver Island (Canada), May 12-15, 2008.
- ¹⁸¹ Addlink, Software Científico. COMSOL Multiphysics. <http://www.multifisica.com/> . 11/004/2011.
- ¹⁸² R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. McGraw-Hill, 1992.
- ¹⁸³ E. C. Niehenke et al., "Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits", *IEEE Trans. MTT*, vol. 50, n. 3. Sep. 2002.
- ¹⁸⁴ Luna, Juan J. et al. Desarrollo de un Prototipo para Experimentación en el Envejecimiento Acelerado de Vinos. Alcalá de Henares, Seminario Anual de Automática, Electrónica industrial e Instrumentación. Vol.2, 2002, pp.231-235.
- ¹⁸⁵ Moreno-Munoz, A., De La Rosa, J. J. G., Pallarés-Lopez, V., Real-Calvo, R. J., & Gil-De-Castro, A. (2011). Distributed DC-UPS for energy smart buildings. *Energy and Buildings*, 43(1), 93-100.
- ¹⁸⁶ A. Moreno-Muñoz, J.A. Sánchez, J.J.G. de la Rosa, J.J. Luna. Application of smart sensors to the measurement of power quality. *International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2008)*. Vancouver Island (Canada), May 12-15, 2008.

ANEXO 1 PUBLICACIONES

SIMULATION ELECTROMAGNETIC WAVES WEB AS INNOVATIVE METHODOLOGY TO IMPROVE THE QUALITY OF ELECTRONIC AND COMPUTER ENGINEERING FORMATION

Pilar Martínez Jimenez, Gerardo Pedros Perez, Marta Varo
Department of Applied Physics, Cordoba University, Cordoba, Spain
{fa1majip, fa1pepeg, fa1vamam}@uco.es

M^a Carmen Garcia Martinez, David Muñoz Rodriguez, Elena Varo-Martinez
Department of Applied Physics, Cordoba University, Cordoba, Spain
{fa1gamam, ga2murad}@uco.es

Juan Luna Rodriguez
Department of Computer and Electronic Technology, University of Cordoba, Cordoba, Spain
e11luraj@uco.es

Keywords: Interactive Simulation, Electromagnetic waves, Tutorial lessons, Educational Technology.

Abstract: In this work an introduction to the main design features of a computer-aided educational package addressed to students of the final years of Electronic and Computer Engineering is presented. The Software includes interrelated tutorial, computer simulations and test questions, in which graphical outputs, hypertexts and animations are widely used. The package is devoted to the simulation study the concepts and propagation electromagnetic waves. It provides instant numerical evaluation and a graphical display of different studies. The software presented in this paper has all the following features: an integrative character, personalized and active learning process, adaptability to teacher's aims, versatility as a teaching tool, multimedia resources and simplicity. This study has been carried out with final-year students at the Superior Polytechnic School of Cordoba (Spain), with highly favourable results when compared with students who did not use the software.

1 INTRODUCTION

At present, the main objective of many software systems developed is teaching and the transmission of knowledge. The use of a computer for this purpose accelerates the learning process of the notions provided by the system since interacting with it helps the contents to be assimilated more quickly and placidly (Martínez-Jiménez, P., Varo, M.; García, M. C.; Pedrós Pérez, G.; Martínez-Jiménez, J. M.; R. Posadillo, R.; Varo-Martínez, E.P, 2009).

Some published works show the interesting possibilities offered by computer applications to promote the comprehension of concepts by means of the conceptual change process. Both solving problems and the approximation and performing of

experiments by pupils can be considered guided activities (Ras E., Carbon R., Decker B., and Rech J., 2007). Thus the computer can be used as a reflection device, in which students are the protagonists of their own learning process (Stefanovic M, Matijevic M, Cvijetkovic, 2009).

The creation of a virtual laboratory permits the dissemination of that information to its final users and the teaching of theoretical-practical concepts by experimentation making use of the new technologies (Romero, C.; Ventura, S.; De Bra, P., 2009). In addition, the expansion of the software through Internet makes it easy for any professional or student interested in the theme developed to use the laboratory and benefit from its contents, thus obtaining a didactic complement to the traditional theory classes (Avouris, N.M. Tselios, N.; Tatakis,

CSEDU 2011 - 3rd International Conference on Computer Supported Education

E. C.; 2001).

In order to improve the rate of success and to adapt the curricula of electronic and computer engineers to the requirements of new societal and industrial challenges, a new discipline (subject) in higher education was introduced at the Superior Polytechnic School of Cordoba University, Cordoba, Spain: "*Optical Communication Systems*".

The course on *Optical Communication Systems* has a total of 45 hours assigned. The main topics treated are:

1. Electromagnetic waves
2. Optic
3. Electro-optic theory and devices
4. Acousto-optic theory and devices
5. Optic fiber
6. Optic Communication Systems

In the normal course of the subject, throughout the first and second academic years (2004/2005 and 2006/2007), the teachers in charge noticed that students had difficulties in understanding electromagnetic waves thematic units. In order to improve the level of teaching and encourage self-learning, it was decided to develop a computer application (Simulation Laboratory), which would enable students to study all the basic theoretical aspects of these disciplines and permit the simulation and visualization of general problems, obtaining both numerical and graphic results.

For that reason, the research team carried out an educational project related to the development, application and evaluation of an Electromagnetic waves Multimedia Web Simulation Laboratory (<http://rabfis15.uco.es/espectroscopia/>) (OEMSL), in which a theoretical-practical study was conducted into basic principles and propagation of electromagnetic waves.

The general aims intended in this process were:

- to relate the theoretical and practical aspects of teaching.
- to ensure that students obtain sufficient information on the nature and propagation of electromagnetic waves.
- to improve the self-learning process and induce a critical analysis of the results.
- to provide an active and more personalized education to motivate the student.

To achieve these ends, the research team has taken into consideration the results from the evaluation of work in previous years. The educational experiment was carried out with the final year of Electrical and Computer Engineering students and for two consecutive years.

In this work the design process of a first program, together with a summary of the results obtained in its experimentation will be presented.

2 DESCRIPTION OF SOFTWARE

The software used in the experiment was developed in a Windows environment, using a multimedia web programming tool (Microsoft .NET).

The virtual laboratory is on-line in the Applied Physics Department of the University of Cordoba web page in Internet (<http://rabfis15.uco.es/espectroscopia/>) and it is a free access program.

The application consists of three different parts, but connected to each other: Tutorial, Simulation, and Help.

Tutorial Module

In this module, different concepts, basic principles and properties of electromagnetic waves, related with the topics dealt in the OEMSL are explained in illustrated and animated tutorials. Their objective is to expound, clearly and concisely, the principles ruling the mean concepts and properties, as well as the basic electromagnetic waves and spectroscopic theory, with a direct application of these effects.

Help Module

The Help module consists of a series of documents in a HTML format, which explains the functioning of each of the sections making up the program.

Simulation Laboratory Module

This module is the most interesting one in the program from an educational point of view, since it permits students to perform simulated experiments following an activity program-guide. In this module there is a series of options corresponding to each of the cases to be analyzed: electromagnetic waves, reflection, refraction, diffraction, interferences, spectroscopy etc. As a study sample the Laboratory corresponding to the interference of two coherent sources (Figure 1) is considered. In Figure 2 the screen corresponding to the spectroscopy study is also shown.

These simulation screens have been designed to include horizontal buttons. In the horizontal quick-access buttons, there is a direct access a simulation and representation of phenomena study.

SIMULATION ELECTROMAGNETIC WAVES WEB AS INNOVATIVE METHODOLOGY TO IMPROVE THE QUALITY OF ELECTRONIC AND COMPUTER ENGINEERING FORMATION

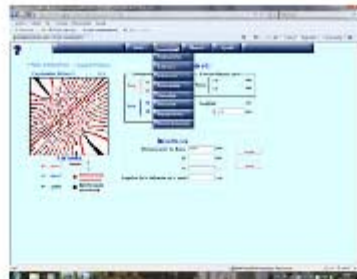


Figure 1: The Interference of two coherent sources. Stationary interference pattern.



Figure 2: Spectroscopy Study.

3 WORK METHODOLOGY WITH OEMSL

The software described above is simple to use and, additionally, contains a help module, which provides enough information for the user to handle it satisfactorily. However, in order to try to improve this software's educational effectiveness, a program-guide of activities is designed, which direct the students' interaction work with the computer.

This program-guide can be presented as an additional document that is available in the web <http://rabfis15.uco.es/deptfisica/eps/> and also <http://www3.uco.es/moodle/>.

The overall activity, made up of a large set of specific tasks, consists of accessing to the simulation module and performing virtually some simulations such as the case of the study of the waves, and different phenomena, following the steps proposed by the program guide.

Finally, students are asked to meditate on the results obtained and to formulate their personal conclusions on the software's educational value.

For students using this program, the tasks of the greatest didactic interest correspond to the development of the third overall activity of the program-guide, in which students are invited to reflect on and analyze what they are observing in the simulation

4 DEVELOPMENT AND EVALUATION OF EDUCATIONAL EXPERIMENT

A. Experimental Design of the Research Work

As well as developing didactic software, it is necessary to apply the programs elaborated in real educational contexts and to evaluate their influence on the acquisition of scientific knowledge through educational research processes, as it has been done with the pupil "Optic Communications Systems".

With the aim of checking the degree of reliability of the tool used and its influence on the lecturing improvement of these subjects, four groups of the total of students were set up. Two of these groups following a traditional teaching method (control groups GC1 (n=14) and GC2 (n=16)), based on a theoretical exposition and Classroom practice. The other two groups had been given the same theoretical-practical contents using the OEMSL as a complementary tool in the learning process (experiment groups GE1 (n=15) and GE2 (n=15)).

The lecturer team has therefore proposed one main research objective: to contrast the results in training acquired by students in their knowledge of the basis and devices when working with the simulation laboratory, and when they only received traditional teaching.

In order to make a quantitative assessment of this main aim the teachers have divided it into three objectives or specific aims related with the learning of concept procedures carried out by students when doing work with or without the aid of the software described above. These specific objectives are:

1. To learn about the physical basics of the electromagnetic waves.
2. To acquire the necessary knowledge to determine the basics of the different phenomena.
3. To relate the theoretical-practical aspects in order to be able to solve practical problems.

B. Description of the Process followed in the Experimental Stages

The following is the process followed:

CSEDU 2011 - 3rd International Conference on Computer Supported Education

1st Lecture Section: Common to the four groups, in which the fundamental concepts are explained. Students have previous written information on them.

2nd Classroom practice: Here the problems proposed and later solved by students are commented and discussed, the class being given to each group individually. The control groups have two hours per week.

The experiment groups have 1 hour weekly of problems and 2 hours every two weeks of laboratory simulation. On average, they receive the same number on hours, the difference is that the experimental groups solve the problems with the simulation software and the control groups don't use the virtual program. The students are provided with a program-guide, in which the process to follow is indicated, as well as the problems to be solved through a Simulation. All the questions they may have are resolved by the lecturer giving the simulation laboratory practice.

The students in the control groups are given the same practical cases as the experiment group ones, and they can solve them in small groups in the practice class under the supervision of the lecturer in charge of it.

After working with the software, the students from the experiment groups did the same practice works as the control group students. On finalizing this process, each student gives in a written report in which they show and analyze the results obtained, reach conclusions, and answer diverse questions related to their interpretation of the proposed problems.

To carry out the study made with the control and experimental groups, a set of questions and exercises that students must resolve individually completes the instruction. These exercises are practical problems that require the revision of prior theoretical information.

The time devoted to the study of these themes was similar in all the groups since the experiment group students substituted 1 hour of Classroom practice for the Laboratory Simulation. The experiment groups had the advantage of, when carrying out the practice exercise, being able to consult at any moment any question they had on the theory since, in each simulation screen, there was a link to the theme in the tutorial related to that specific simulation. Other advantages shown in using the software are the ability to rapidly repeat an experiment simulation however many times it is required and the possibility of receiving a diagnosis on the level of learning at each moment by accessing to the Tutorial questionnaire.

C. Evaluation of the experiment

In order to make an evaluation of the development of this educational experiment, i.e., to study the degree of satisfaction in the achievements of the educational objectives proposed, an evaluation was made of the learning acquired by each of the students of control groups GC1 and GC2 and of those in the experiment groups GE1 and GE2, account being taken of the following aspects:

- a) The quality of the work reports drafted by students at the end of the virtual laboratories (Experiment Groups) and the work presented by control group students concerning the practical cases resolved in the practice classes (between 0 and 10 points).
- b) The results of a set of questions and exercises that students had to resolve individually (between 0 and 10 points).
- c) The results of a written test made up of several questions, in which students had to demonstrate that they can relate the theoretical-practical aspects involved in the study (between 0 and 10 points: 1 point/1 true question, 0 point/ no answered question and (-1)/ wrong question).
- d) The results of an exam in which a practical problem was proposed (between 0 and 10 points).

5 ANALISYS OF RESULTS

For the study of the evaluation results for each of the objectives, the partial marks assigned to the students in the different groups is taken and, for each one, four categories or levels of learning were established according to the following classification: category I corresponded to very low marks (deficient learning: between 0-5 points), category II to average marks (fair or semi-acceptable learning: between 6-7 points), category III to high marks (good learning level: between 8-9 points) and category IV corresponded to very high marks (very good learning level between 9-10 points).

Figure 3 shows the results obtained by the students in the control groups GC1 and GC2, corresponding to the evaluation of the three objectives (1st, 2nd, and 3rd), allocated to categories (I, II, III and IV). The relative frequencies or percentages corresponding to each of the four levels established for each objective and group are shown in columns, those on the left being for group GC1 and on the right those for group GC2. It can be seen that the results obtained by both groups are fairly similar. On comparing the results from GC1 and GC2 in each of the three objectives, it was observed

SIMULATION ELECTROMAGNETIC WAVES WEB AS INNOVATIVE METHODOLOGY TO IMPROVE THE QUALITY OF ELECTRONIC AND COMPUTER ENGINEERING FORMATION

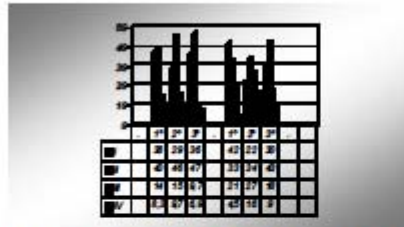


Figure 3: Results of learning objective evaluation in the control groups.

that there were some differences in the different categories, but in the statistical contrast study made between the average marks of each group no statistically significant differences in any of the objectives were noted. This means that both groups had developed a similar learning process and had reached a similar performance level.

In the experiment groups, the same evaluation process was followed as in the control groups. Figure 4 shows the results obtained by the students in these groups, on the left are the GE1 group data and on the right those of group GE2. This figure shows that the results obtained by both groups also present a similar allocation of percentages to the different categories of the objectives evaluated. Moreover, in the statistical contrast study made between the average marks of each group, no statistically significant differences were noticed in any of the objectives, which were logical because both groups had the same initial characteristics, had carried out a similar study process and had reached a similar performance level.

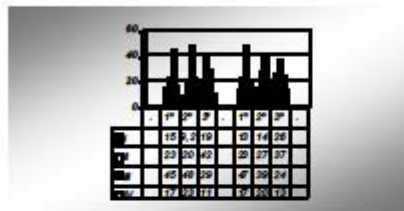


Figure 4: Results of learning objective evaluation in experiment groups.

In order to analyze the influence of the methodology followed in the experiment groups, a comparison was made of the results of these groups with those previously obtained by the control groups.

For instance, on analyzing the data of the first and second objectives, it was observed that the percentages of categories I and II were much higher in the control groups than in the experiment groups, which suggests a shift in the number of students from groups GE1 and GE2 who had achieved these objectives compared to those who had not done so in groups GC1 and GC2. Likewise, on applying several statistical contrast tests, significant differences were noted between the average values of the marks obtained in objectives 1 and 2 in the experiment groups. This led the consideration of the use of the software described, had contributed to improving knowledge about the physical fundamentals in the experiment group of students.

With regard to the third objective, the comparative analysis shows that the result was also better in the experiment groups than in the control groups, so that it can be said that the use of software favored the development of the procedures and skills necessary for the resolution of the questions and the practical problems.

Finally, the research team proceeded to evaluate and categorize the general performance of each student from the different groups, analyzing the set of data obtained throughout the experiment. To elicit an overall mark, the marks corresponding to the three objectives were added up, so that each individual had a mark of between 0 and 40 points. With the same procedure as above, four overall performance levels were established, as follows: L_I (overall mark between 0 and 10 or deficient learning capacity), L_{II} (overall mark of between 10 and 20 or semi-acceptable learning capacity), L_{III} (overall mark of between 20 and 30 representing a good level of learning) and L_{IV} (overall mark of between 30 and 40, corresponding to an optimal or very good learning result).

Figure 5 shows the overall results of the four groups, with the percentages of the four all-round performance levels in each group. Firstly, it can be seen that the control groups GC1 and GC2 gave very similar results in the four levels. The same happens in the results of the experiment groups GE1 and GE2, although these groups present a better overall performance than the previous ones. Indeed, levels L_I and L_{II} show a higher percentage in the control groups with respect to the experiment groups. On the contrary, in level L_{III} , the experiment groups obtained much better results than the control groups (with differences of over 20% between these groups). Finally, in level L_{IV} , all the groups reach similar although low percentages which indicate that there were difficulties in achieving an optimal

performance level both for the control groups and the experiment groups.

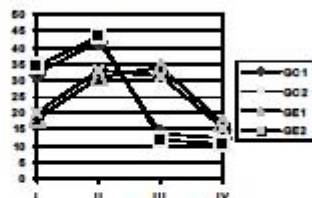


Figure 5: Comparative study of grade frequency versus the different marks for each of the groups participating in the study.

From a statistical processing of the overall marks of the four groups (with a Kruskal-Wallis test), it can be deduced that the use of the Simulation Laboratory favors the training of the average student, and causes a shift in results from the grades of “deficient” and “acceptable” to “good” in the experiment groups.

Finally, the similarity in the results obtained in level L_{IV} was due to the fact that in all the groups there were a few students with a higher level of specific knowledge and a greater interest in the subject, regardless of the teaching methodology.

From these facts, it can be concluded that the instruction process followed in the experiment groups enabled students to achieve a higher progress level than in the control groups and that the program used is a useful aid for improving the learning process. These facts would appear to confirm the results obtained in other studies showing the favorable influence of the use of simulation programs in the teaching of physics and of other sciences (Lee WJ, Gu JC, Li RJ, et al. 2002; Becerra VM, 2004).

6 CONCLUSIONS

In this article, an empirical educational piece of research has been described, from which it has been deduced that the use of an Electromagnetic waves simulation program can be used by students for a better comprehension of the main concepts used in the work of this subject, and can especially contribute to improve the work of those students who have the greatest learning deficiencies.

The software described is compact, intuitive and friendly and constitutes an effective new tool for introducing students to Electromagnetic waves

Science.

Indeed, after carrying out the study described here, the teachers have had the satisfaction of observing the tallying of the results obtained with other results from previous investigations, in which it was demonstrated that the use of suitable educational software helped to improve the learning achievements of students.

The use of this Simulation Laboratory as a learning aid which complements the traditional method has the following advantages:

- It permits the reflective self-training of students through their individual work, either as a clarification and complement to experiment laboratories or as a practical task.
- It permits teachers to focus on the explanation of the basic theories and reduces the time that at present is devoted to introducing the mode of operation and working.

REFERENCES

- Avouris, N. M. Tselios, N.; Tatakis, E. C.; 2001; *Development and Evaluation of a Computer-Based Laboratory Teaching Tool*; Computer-based laboratory teaching tool, pp. 8-19
- Becerra V. M.; “Solving optimal control problems with state constraints using nonlinear programming and simulation tools”, *IEEE Transactions on education*, Vol. 47 (3), pp. 377-384
- Lee W. J, Gu J. C, Li R. J, et al (2002) “A physical laboratory for protective relay education” *IEEE Transactions on education* Vol. 45, (2) pp. 182-186.
- Martinez-Jiménez, P., Varo, M.; Garcia, M. C.; Pedrós Pérez, G.; Martinez-Jiménez, J. M.; R. Posadillo, R.; Varo-Martinez, E.P.; (2009) *Virtual web sound laboratories as an educational tool in physics teaching in engineering*, Computer Applications in Engineering Education, Published Online: May 6
- Ras E., Carbon R., Decker B., and Rech J. *Experience Management Wikis for Reflective Practice in Software Capstone Projects*, IEEE Transactions on education, Vol. 50, N. 4, pp. 312-320.
- Romero, C.; Ventura, S.; De Bra, P.; (2009) *Using mobile and web-based computerized tests to evaluate university students*, Computer Applications in Engineering Education, 435-447, Published Online: Jan 22
- Stefanovic M., Matijevic M., Cvijetkovic V., (2009), *Web-Based Laboratories for Distance Learning*, International Journal of Engineering Education, 25, 5 Special Issue: Sp. Iss. SI p. 1005-1012.

Simul-Therm: A MATLAB/Simulink Blockset of Thermal Modelling and Simulation for Engineering Education*

JUAN-JESUS LUNA-RODRIGUEZ¹, DANIEL TOCADOS-CASTRO¹, MARTA VARO-MARTINEZ², PILAR MARTINEZ-JIMENEZ², VICENTE BARRANCO-LOPEZ³

¹ Department of Computer Architecture, Electronic and Electronic Technology. 'Leonardo da Vinci' building (Campus Rabanales), 14071-University of Cordoba, Spain. E-mail: el1huroj@uco.es, p32tocad@uco.es

² Department of Applied Physic. 'Albert Einstein' building (Campus Rabanales), 14071-University of Cordoba, Spain. E-mail: fa2vamam@uco.es, fa1majip@uco.es

³ Department of Electrical Engineering. 'Leonardo da Vinci' building (Campus Rabanales), 14071-University of Cordoba, Spain. E-mail: el1balov@uco.es

In this work, an intuitive computer-based system to model and simulate heat transfers is presented. This software application can be used for processes with unidirectional and multidirectional heat exchanges and it permits the user to model and simulate them quickly and with a reduced computing load. This is possible thanks to a simple generic model library or blockset implemented in the MATLAB/Simulink environment. The models included in this library can be easily linked in order to build holistic structures. In addition, the dimensions and features of the objects modelled can be simply defined. The simulations run by means of this library are fast and they do not need a wide range of computer resources in comparison to those based on discrete finite element models (FEM). Thanks to all these characteristics, this blockset can be considered a useful tool to didactic purposes and to multi-physic simulation applications.

Keywords: thermal model; thermal simulation; holistic modelling; multi-physic simulation; co-simulation; object-oriented interface; didactic application; engineering education

1. INTRODUCTION

A MOST IMPORTANT PROBLEM concerning circuits and modern electronic devices is the evacuation and management of the heat generated by their components [1]. In practice, heat energy is transmitted by means of three different thermodynamic phenomena, namely: conduction, convection (natural or forced) and radiation [2].

In order to analyse these phenomena, different mathematical formulations can be used, such as ordinary differential equation (ODE) resolution, which can only be used in unidirectional transfer studies, or partial differential equations for multidirectional or 3D transfer processes. This kind of calculation, implemented with FEM tools, requires a computer with high and powerful facilities and long learning time, which is a great disadvantage when using them as a starting point for holistic modelling or for computer-assisted multi-physic simulation.

Other authors have analysed mathematical methods that do not require a great computational cost, such as, Laplace Direct Transform (LDT) [3], Green's Functions [4] or State Space representation [5]. Due to the low computer resource charge

of these methods, it is possible to simulate heat transfers almost instantaneously. Besides, the object-oriented interface (implemented with Simulink) simplifies and reduces the user's work related to the modelling and simulation environment [6].

These features make this blockset, which has been called Simul-Therm, a thermal modelling and simulation tool quite useful for didactic purposes, especially in higher education [7]. Furthermore, it is also very useful in engineering projects and scientific applications in which 3D thermal maps are not essential and the top priority is to get a fast and accurate solution. Moreover, Simul-Therm could serve as starting point for the development of future holistic modelling and multi-physical simulation environments. In that way, Simul-Therm could be used in co-simulation processes that, from our point of view, might be the main objective of the research in the field of scientific and technologic simulation [8].

2. SIMUL-THERM PRESENTATION

The thermal modelling and simulation blockset presented in this paper has been implemented with Simulink, environment powered by the mathematical engine of MATLAB. This choice is based on

* Accepted 26 March 2010.

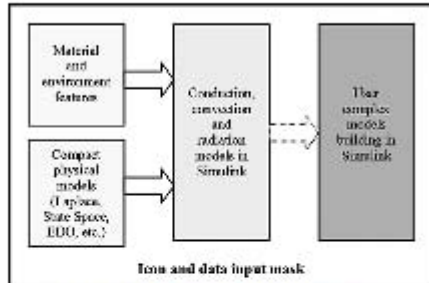


Fig. 1. Structure of heat transfer library.

the fact that this programming language enables the user to group different models together and, consequently, to implement systems and subsystems with different hierarchical levels [9]. In addition, it is possible to create data masks with parameters related to the models and edit icons as user interface, making the personalization, identification and use of the model easier (Fig. 1).

On the other hand, working with Simulink, the models developed can be joined together in libraries. These libraries or blocksets (Simul-Therm) are totally open and they can be updated by any other user working with this methodology. Accordingly, it is possible to link models with the same operative and functional base in order to build more complicated ones in the future [10].

In order to make user's work easier, the blocks of the heat transfer library are divided into four groups or sublibraries, namely: convection, conduction, radiation and multi-directional heat distribution links.

2.1 Thermal unidirectional conduction library

The thermal behaviour of the simple models included in the thermal unidirectional conduction library is based on thermal transfer functions [3], which come from the application of the LDT to the Fourier's law in ODE format [2]. According to this approach, low computer load and simulation time are achieved. The transfer function defining the physical-mathematical model is [11]:

$$\frac{\Delta T(s)}{P_{th}(s)} = \frac{1}{C_{th} \cdot s + G_{th}} \quad (1)$$

In (1), G_{th} is the thermal conductance, C_{th} the specific heat capacity, T represents the temperature difference and $P_{th}(s)$ stands for the heat power.

Once the model has been implemented by means of block algebra, it is possible to generate an easier structured subsystem for the user by grouping different blocks.

In order to recognize the different models in the blockset, an icon representative of each body and kind of transfer is created. Figure 2 depicts, as an example, the different parts of a unidirectional thermal conduction model of a rectangular sheet and how to access to each of them [10].

The kind of material, the object dimensions and the maximum number of simulation iterations are defined as local variables and supplied by a data entry mask (Fig. 2). The material characteristic parameters (thermal conductivity, density and specific heat) are automatically uploaded from a database linked to this mask [12].

All the unidirectional conduction models can be easily specified so that the user should just update new data in the mask to run different simulations [3].

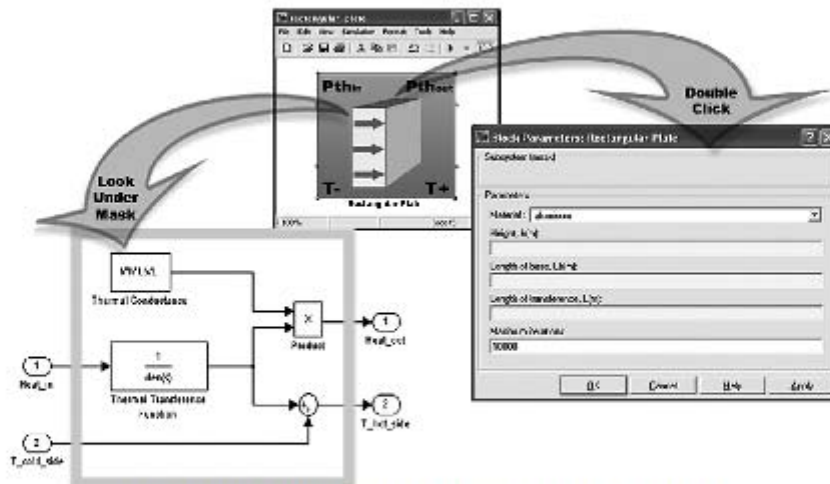


Fig. 2. Icon, Parameter Data Mask and Block Diagram of a rectangular sheet model.

2.2 Thermal convection library

There are two different kinds of thermal convection: natural and forced convection. Forced convection is based on the movement of a fluid due to external agents. To the contrary of natural convection, this movement is due to density differences between the fluid layers [13].

The physical-mathematical conduction model obeys the following expression:

$$P_{th} = h_c \cdot A \cdot \Delta T \quad (2)$$

In (2), h_c is the thermal transfer coefficient, A is the area of convection, and T stands for the temperature difference between the hot surface and the fluid with which is exchanging the heat [2].

The thermal transfer coefficient (h_c) depends on the heat transfer phenomenon. In the following two sections, the calculations of each case are explained.

2.2.1 Natural convection

The coefficient of natural convection heat transfer is calculated from the boundary layer temperatures at each integration step. Other features, such as the hot object position (horizontal or vertical) and whether the flow is laminar or turbulent, must be considered [13]. The natural convection coefficient is calculated according to the following expression:

$$h_c = \frac{1}{L} \cdot \left[\int_0^{x_p} C \cdot (\Delta T/x)^{\frac{1}{4}} dx + \int_{x_p}^L C \cdot (\Delta T)^{\frac{1}{4}} dx \right] \\ = \frac{1}{L} \cdot \left[C \cdot \left(\frac{4}{3} \right) \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot x_p^{\frac{3}{4}} + C \cdot \Delta T^{\frac{1}{4}} \cdot (L - x_p) \right] \quad (3)$$

In (3), x_p stands for the distance from the laminar layer to the transition to the turbulent area, L is the convection calorific transfer length and C represents the dimensionless constant associated to laminar and turbulent flows, whose values are presented in Table 1 [14].

The thermodynamic model is implemented with Simulink by a block diagram and a structured subsystem is created by grouping different simple blocks, so that the user works with it. In order to distinguish each model saved in the blockset, a representative icon for each body is created (geometric model). Figure 3 shows the block diagram, the subsystem created by grouping and the data input mask for a unidirectional natural convection model of a rectangular sheet [10].

Geometric data of the objects integrated in the natural convection blockset are defined as local variables. All the Simul-Therm models have a data input mask so that the user does not need to handle the block diagram (Fig. 3).

The natural convection blockset can be used as a standard Simulink library, just copying (clicking and dragging) its models and building with them more complicated holistic structures [15].

2.2.2 Forced convection

The coefficient of forced convection heat transfer (h_c) is calculated as the average value of this

Table 1. Laminar and turbulent flow constants

	Horizontal	Vertical
Laminar flow	0.9962	1.07
Turbular flow	1.51	1.3

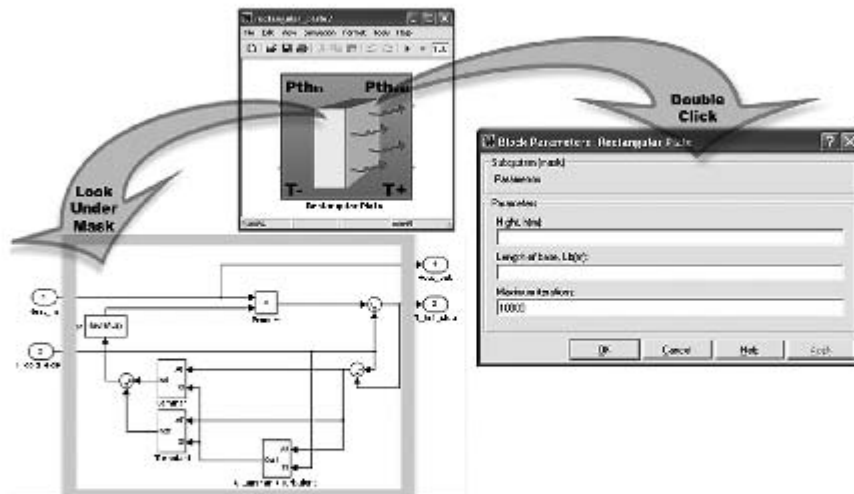


Fig. 3. Icon, Parameter Data Mask and Block Diagram for natural convection model of rectangular sheet.

coefficient when the flow is laminar and when it is turbulent, at each integration step. The forced convection coefficient responds to the following expression [2]:

$$h_c = k/L \cdot \overline{Nu} \quad (4)$$

In (4), k is the fluid conductivity, L represents the boundary layer length and \overline{Nu} is the average Nusselt number, which is calculated as follows:

$$\overline{Nu} = 0.664 \cdot Re_{x'}^{1/2} \cdot Pr^{1/3} + 0.036 \cdot Re_1^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[1 - \left(\frac{Re_{x'}}{Re_1} \right)^{0.8} \right] \quad (5)$$

In (5), Pr is the Prandtl number for the fluid. The $Re_{x'}$ and Re_1 coefficients are the Reynolds numbers at the turbulent flow starting point and the boundary layer final point, respectively [14].

The block algebra implementation, characteristic of the Simulink environment, is similar to the natural convection one. In order to differentiate forced convection from other models in the blockset, a representative icon for this thermal process has also been created. Figure 4 shows, as an example, the different parts of a unidirectional forced conduction model of a rectangular sheet and how to access to them.

The forced convection characteristic parameters (fluid velocity and conductivity) and the body dimensions are input by the user by means of a data mask (Fig. 4).

In order to be used in other simulations, the forced convection models saved in this blockset can be easily specified [10].

2.3 Thermal radiation library

The physical-mathematical model implemented for the thermal radiation is based on Stefan-Boltzmann law and the thermal radiant emittance correction factor. According to that, the thermal power responds to the following expression:

$$P_{rh} = \varepsilon \cdot A \cdot \sigma \cdot (T_2^4 - T_1^4) \quad (6)$$

In (6), A is the radiant surface, ε the emittance, σ the Stefan-Boltzmann constant ($\sigma \approx 5.67 \cdot 10^{-8} \text{ W/m}^2\text{K}^4$) and T_2 and T_1 the temperatures of the radiant and irradiated surfaces respectively [13].

As has been previously done with conduction and convection, a general model for the radiation has been implemented with block diagrams and a structured subsystem has been defined, by grouping different blocks. In addition, a representative icon has been created for each body. Figure 5 shows, as an example, the unidirectional thermal radiation model for a rectangular sheet.

In order to define the intrinsic emittance of the material/body modelled, a pull-down menu has been programmed and associated to a database previously created. In that way, once the material has been specified by means of a tab, MATLAB extracts the emittance magnitude from the database in order to use it in the model [12].

As with the convection and conduction models, this blockset can be used as a standard Simulink library, so that the models implemented can be used to rebuild different real cases, provided the user can define them.

2.4 Multidirectional transfer library

In many real cases, unidirectional simplifications are not possible or not advisable. In those

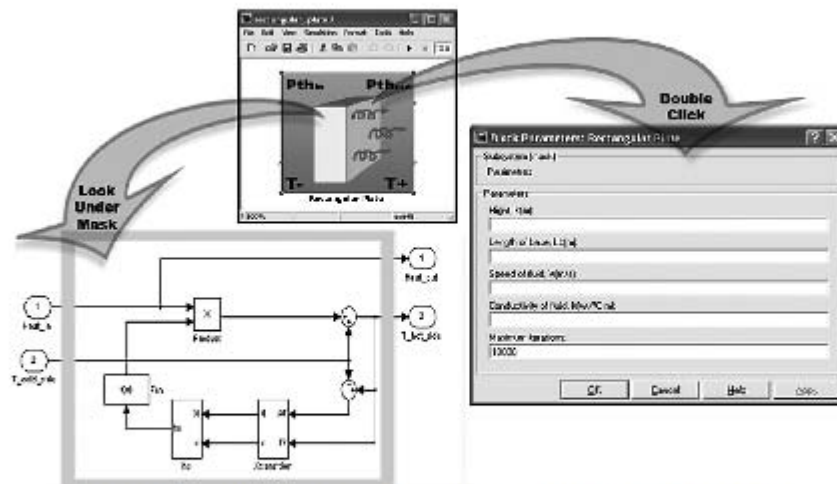


Fig. 4. Icon, Parameter Data Mask and Block Diagram for forced convection model of rectangular sheet.

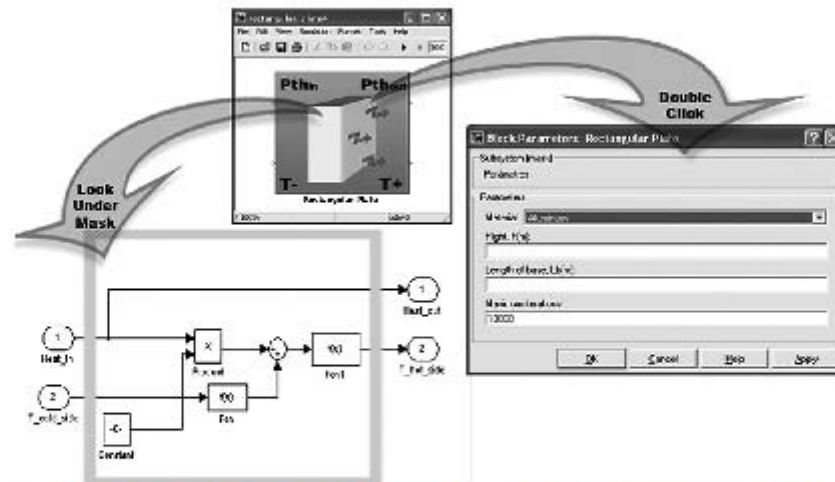


Fig. 5. Icon, Parameter Data Mask and Block Diagram for unidirectional radiation model of rectangular sheet.

situations, multidirectional heat transfer must be considered. However, since the data input/output structure of the blocks of this library, Simul-Therm, is standardized and it is possible to link its blocks directly 'in series', any multidirectional transfer can be modelled just implementing the connection nodes 'in parallel' [3].

Contrary to the FEM approach (physic constructions), in this environment (whose model-

ing is based on symbolic construction) the engineer must interpret the real physic phenomena and adapted it to the model. In that sense, the simulation will be less or more accurate depending on the user's skill and knowledge. That could be very interesting for its application to the teaching but a disadvantage in other fields.

According to the first law of thermodynamics, as a result of the energy conservation in the node,

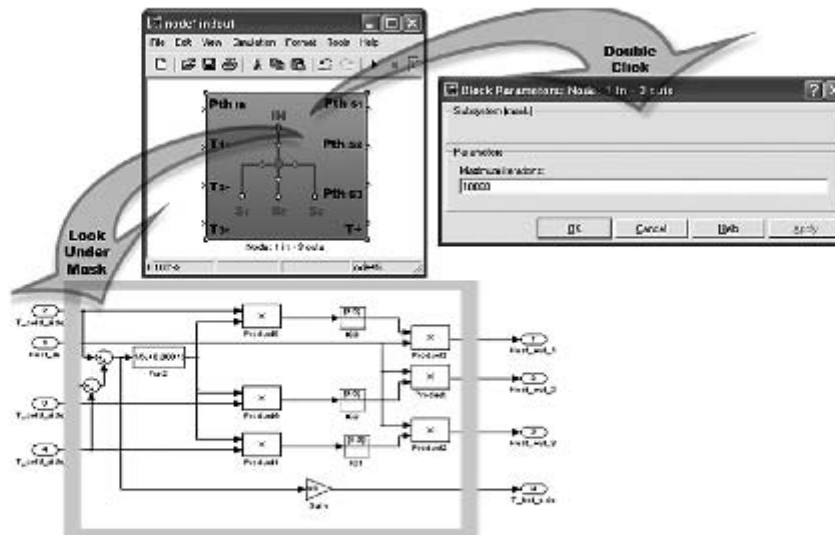


Fig. 6. Icon, Parameter Data Mask and Block Diagram for model of multi-directional heat transfer.



Fig. 7. Heat sink.

the 'superposition principle' must be observed in it. This can be mathematically expressed according to (7).

$$\sum P_{IAE} = \sum P_{IAS} \quad (7)$$

Calorific contributions in each node will be distributed among all the lines (outputs) to the node, depending on the thermal impedance of the blocks connected in each one. Therefore, the heat flow will be inversely proportional to the thermal resistances connected to the node [16].

As a consequence, it is possible to determine the heat power absorbed by each line with (8).

$$P_{IAS(i)} = \sum_{j=1}^n P_{IAE} \cdot \left(\frac{T_i}{T_1 + T_2 + \dots + T_n} \right) \quad (8)$$

Figure 6 shows the block diagram corresponding to the implementation of a thermal node with a heat entry and three outputs [10].

The nodes of multi-directional heat transfer connection can be easily linked to the blockset since all of them share the same input/output variable structure.

3. SIMUL-THERM APPLICATION

As an application example, an aluminium heat sink (Fig. 7), frequently used in electrical and

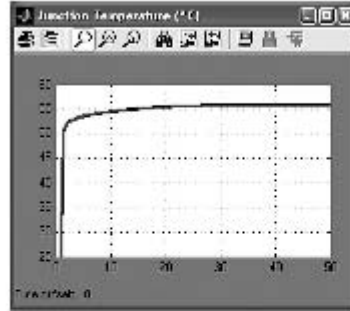


Fig. 9. Joint temperature.

electronic engineering, has been modelled and used for scientific and technical validation of Simul-Therm (next epigraph).

In order to model the heat sink of Fig. 7, the user only has to connect the simple models available in Simul-Therm in an organized way. As a result, a complex structure like the one shown in Fig. 8 is obtained.

Each body in the right side of Fig. 8 represents a part of the heat sink and the connections are the results of the interpretation of its thermal behaviour, including conduction, natural convection and radiation processes [17].

A 10W thermal power heat source is connected to the heat sink perpendicularly to its base. Environmental temperature will be 25°C. Placing adequately a SCOPE block (Fig. 9), the dynamic heating curve in the base of the heat sink can be easily obtained.

This example shows clearly that relatively complex models can be easily and quickly simulated with this blockset. Moreover, the body modelling is intuitive not only because the block interface of the blockset is simple, but also since the user does not need to deal with the mathematical expressions defining the body behaviour.

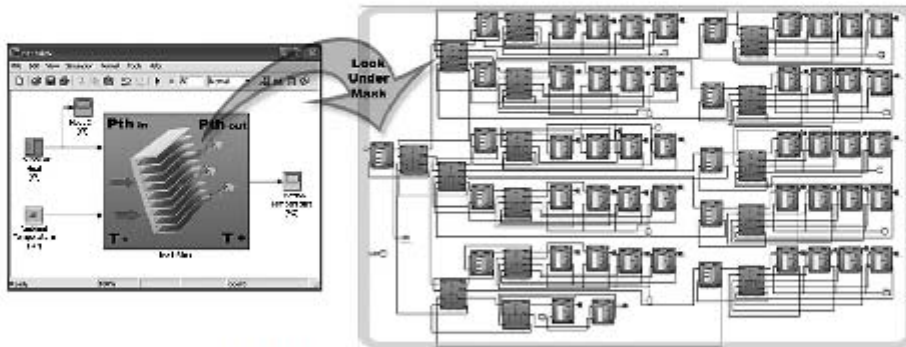


Fig. 8. Heat sink model implemented in thermal transfer blockset.

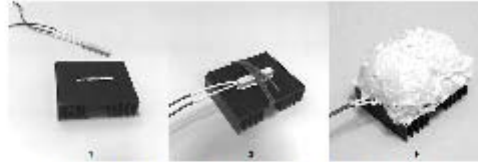


Fig. 10. Image sequence of assembly of heat sink tested.

Furthermore, the simulations require a low computing load.

4. SIMUL-THERM DISCUSSION

4.1 Scientific and technical discussion

In order to validate the results of the heat sink simulation previously described, an experiment with a real heat sink totally analogous to the modelled one was designed. A brief sequence of the assembly of the heat sink used in the validation experiment is illustrated in Fig. 10.

As shown in Fig. 10, the heat sink was connected to a resistor (33 Ω; 15 W) by means of a contact of silicone paste, with high thermal conductivity, and it was bound by a non-conductive PVC fixing wire. In addition, in order to assure the thermal insulation of the back of the heat sink (as this side has not been included in the model shown in Fig. 8), high density polyurethane foam was poured onto it.

Subsequently, the resistor was connected to a c.c. adjustable power supply and its current and voltage were measured by means of the respective accurate measurement instruments, as well as the environment temperature. Besides, under these conditions, a thermographic picture was taken with an infrared camera (IR) which is shown in Fig. 11 together with a picture of the trial device.

As illustrated in the image on the left, the power supply voltage was adjusted to 18.552 V and the current through the resistor is 539.9 mA. Thus, the electric power supplied to the 33 Ω resistor is $P =$

$18.552 \cdot 539.9 \cdot 10^{-3} = 10.016 \text{ W}$ which will have been totally transformed into heat power according to Joule's law. The environment temperature registered is 24.8°C with a relative humidity in the lab of 40%.

The figure on the right corresponds to the thermographic picture of the heat sink obtained by means of the IR FLUKE Ti-45 camera, equipped with a 54 mm telephoto. The picture was taken from 1m distance so that the corresponding spot size is $1 \times 1 \text{ mm}^2$ approximately. The maximum temperature point can be observed in the middle of the heat sink and reaches 55.8°C which is in good agreement with the 55.85°C derived from the simulation of the Simul-Therm model.

4.2 Didactic discussion

Moreover, Simul-Therm has important benefits for its application to the educational area. Particularly, the modelling with Simul-Therm is very intuitive since the user does not need to deal with the mathematical expressions defining the phenomenon and the block interface of the blockset is simple. On the other hand, the user must interpret the real physic phenomenon and adapt it to the model, so that the simulation will be less or more accurate depending on the individual's skill and knowledge. For that reason, Simul-Therm is an appropriate didactic tool to check whether the students have understood heat transfer phenomena or not. Furthermore, as has been mentioned before, the simulations with Simul-Therm require a low computing load so no specific and very

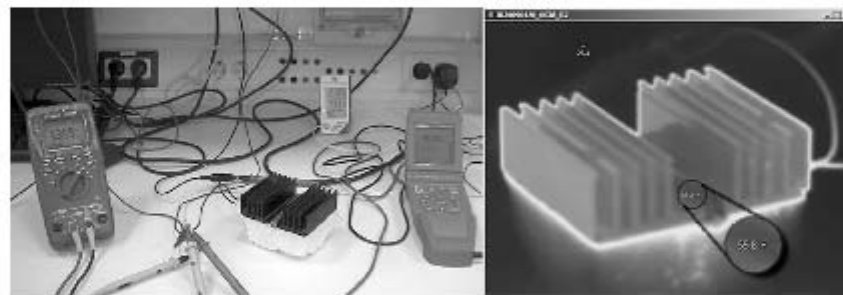


Fig. 11. Trial test and thermographic pictures obtained during validation experiment.

Table 2. Qualification data of students (scale: 0–100%).

	2005/2006	2006/2007	2007/2008
Number of students who did not attend the exam	7	3	2
Number of Fail (0–49%)	2	1	2
Number of Pass (50–69%)	11	15	14
Number of Good or Very Good (70–89%)	18	15	21
Number of Excellent or Outstanding (90–100%)	3	2	6
Average Values of the Qualifications	59.4%	64.3%	69.8%

Table 3. Data and standard deviation(s) from opinion polls of students (scale: 0–5).

	2005/2006	2006/2007	2007/2008
Number of students enrolled/poll.	41/27	36/25	45/37
Item 4: Facilitate learning and promote student participation.	4.12 (<i>s</i> = 0.78)	4.77 (<i>s</i> = 0.60)	4.86 (<i>s</i> = 0.38)
Item 8: Teaching resources used increase the understanding of the subject.	3.41 (<i>s</i> = 0.87)	4.23 (<i>s</i> = 0.73)	4.71 (<i>s</i> = 0.49)
Item 14: Learning has proved affordable.	3.47 (<i>s</i> = 0.87)	4.08 (<i>s</i> = 0.86)	4.43 (<i>s</i> = 0.79)
Item 17: The practical activities help understanding the subject.	3.94 (<i>s</i> = 0.97)	4.31 (<i>s</i> = 1.03)	4.86 (<i>s</i> = 0.38)
Item 26: Overall evaluation.	4.31 (<i>s</i> = 0.79)	4.85 (<i>s</i> = 0.38)	4.86 (<i>s</i> = 0.38)

expensive computers are needed. Finally, complex models are easy and quickly simulated so that the teacher does not need to spend very much extra time on that activity.

In order to show the positive impact of Simul-Therm on teaching and learning, a brief report of the last three years experience in the subject of Engineering of Electronic Equipment is presented. This is an optional subject (4.5 credits) of the second semester in the 3rd year of Industrial Electronics Technical Engineering degree, which is offered by the Polytechnic High School in the University of Cordoba (Spain). The syllabus for this subject includes, among others, the issue of thermal analysis and design of electric and electronic equipment, discussed both theoretically and practically [18].

The first years that this subject was held, its experimental contents were taught by means of problems and exercises that might be solved on paper with pen and calculator. This activity follows a classical methodology poorly motivating for students. In that way, Simul-Therm arises from the necessity of a new didactic and encouraging tool. It was used for the first time during 2006/2007 academic year, trying to give a more experimental approach to the subject. This change not only improved student's motivation but also the level of knowledge they acquired at the end of the semester.

In that sense, the teachers could check that students understood much better heat transfer phenomena and their influence in electronic devices. In fact, it has been checked that the student's qualifications have improved from 59.4% to 69.8% on average (Table 2).

In addition, students showed great satisfaction with the new methodology. Particularly, this

approval was reflected in the polls that the teaching quality department of the University of Cordoba conducts every year among students. In that sense, Table 3 shows the results of these surveys related to the subject Engineering of Electronic Equipment. Specifically, the results form the academic year 2005/2006 in which the traditional methodology was followed are compared with those of the years 2006/2007 and 2007/2008 in which Simul-Therm was already used as a teaching tool.

Accordingly, it is possible to state that students find that this application promote their active participation in the teaching-learning process favouring the understanding of the contents of the subject, so that, they feel that the subject is more easily affordable with this tool. Finally, the increase in students assessment in item 17 (The practical activities help understanding of the subject) is particularly meaningful, rising from 3.94 in the course 2005/2006 (without Simul-Therm) to 4.86 in 2007/2008 (with Simul-Therm), on a scale of 0 to 5.

For all these reasons, it is possible to conclude that this application is very useful as an educational tool while teaching heat transfer phenomena in engineering degrees.

6. CONCLUSIONS

In this paper, a set of simple object libraries is presented, called Simul-Therm. The bodies are classified into different libraries according to the heat transfer process they experiment. Thus, as has been previously described, different libraries have been implemented for each unidirectional energy transfer process, such as conduction, convection

(natural and forced) and radiation. In addition, multidirectional connectors have been defined in order to model and simulate multidirectional processes by linking the blocks of the unidirectional transfer libraries mentioned.

Thanks to this classification, the libraries are structured and, consequently, the modelling and simulation become easier. Each simple body modelled in the libraries has an icon that is representative of the body modelled itself and the thermal phenomenon experimented. In that way, it is possible to get an object-oriented interface. Furthermore, a parameter mask for each body is created in order to define its dimensions and the materials it is made of (in those cases it influences the thermal processes). The materials parameters are extracted from a database created and linked to the mask. Thanks to all these features described, and the great possibility of grouping models offered by Simulink, this computer application stands out because of its simplicity and the great reduction of work in the modelling and simulation.

Another advantage of this modelling and simulation tool is the low computer resources needed. Thanks to that, thermal processes can be easily and quickly simulated and holistic structures can be implemented from simple and homogeneous structures.

The models included in this library, called Simul-Therm, have been validated against an example based on an aluminium heat sink typical for electrical and electronic power devices. In that

way, firstly, it has been implemented into the blockset, updating the characteristic parameters of the real heat sink, and lately, an experiment has been developed reproducing these simulation conditions. The difference between the results obtained by both methods is smaller than 0.1%.

These features described make this application very useful for didactic purposes (especially in Higher Education)) as has been possible to check in the subject of Engineering of Electronic Equipment, an optional subject of the Industrial Electronics Technical Engineering degree, held in the Polytechnic High School in the University of Cordoba (Spain). In this subject, the use of Simul-Therm not only has improved student motivation but also the level of knowledge on heat transfer phenomena they acquired. In fact, student qualifications have risen since Simul-Therm has been used, by 10.4%. Besides, as opinion polls show, students find that this application promotes their active participation in the teaching learning process favouring the understanding of the contents of the subject.

Furthermore, it is also very helpful in engineering projects and scientific applications in which 3D thermal maps are not essential and the top priority is to get a fast and accurate solution. Moreover, this modelling and simulation tool could become a starting point for both the development of real holistic modelling environments, which could be defined by the user and the multi-physical simulation in an integrated environment.

REFERENCES

1. C. J. M. Lasance, Ten years of boundary-condition-independent compact thermal modeling of electronic parts: A review, *Heat Transfer Engineering*, 29(2), 2008, pp. 149-168.
2. A. F. Mills, *Heat Transfer*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1998, p. 954.
3. J. J. Luna, D. Tzoclos, P. Martinez, V. Barranco and M. Varo, Dynamic analysis of heat transfers by Laplace transform, *American Institute of Physics Conference Proceedings*, 1148, Crete (Greece), 25-30 September 2008, 2009, pp. 538-541.
4. M. Janicki, G. De-Mey and A. Napieralski, Thermal analysis of layered electronic circuits with Green's functions, *Microelectronics Journal*, 38(2), 2007, pp. 177-184.
5. J. J. Luna-Rodriguez, V. Barranco-Lopez, M. J. Gonzalez-Redondo, J. Ruiz-Garcia and J. Garcia-Aznar-Escudero, Simulación térmica de dispositivos eléctricos y electrónicos mediante modelos en espacio de estado, *XIV Reunión de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica*, Barcelona, 1-2 April 2004, 2004, pp. 104-113.
6. A. Albagul, O. Khalifa and O. Wahyudi, MATLAB and Simulink in mechatronics education, *International Journal of Engineering Education*, 21(5), 2005, pp. 896-905.
7. M. Varadarajan and S.P. Valsan, MatPECS—A MATLAB-based power electronic circuit simulation package with GUI for effective classroom teaching, *International Journal of Engineering Education*, 21(4), 2005, pp. 606-611.
8. P. Krysl and A. Trivedi, Instructional use of MATLAB software components for computational structural engineering applications, *International Journal of Engineering Education*, 21(5), 2005, pp. 778-783.
9. J. Ahlstrom and M. Christie, Using a MATLAB exercise to improve the teaching and learning of heat conduction during welding, *International Journal of Engineering Education*, 21(5), 2005, pp. 769-777.
10. H. Kloe, *Simulation of Dynamic Systems with MATLAB and Simulink*, CRC Press, Boca Raton, 2007, p. 784.
11. M. R. Spiegel, *Transformadas de Laplace*, McGraw Hill, México, 1991, p. 261.
12. N. Braithwaite and G. Weaver, *Electronic Materials inside Electronic Devices*, The Open University, London, 1990, p. 424.
13. J. P. Holman, *Heat Transfer*, MacGraw-Hill, New York, 1997, p. 725.
14. D. S. Steinberg, *Cooling Techniques for Electronic Equipment*, Wiley-Interscience, New York, 1991, p. 512.
15. M. Pecht, *Handbook of Electronic Package Design*, Marcel Dekker, New York, 1991, p. 904.

16. S. Ayasun and C. O. Nwankpa, Transformer tests using MATLAB/Simulink and their integration into undergraduate electric machinery courses, *Computer Applications in Engineering Education*, 14(2), 2006, pp. 142–150.
17. P. Martínez-Jiménez, M. Varo-Martínez, G. P. Pérez, Md. C. G. Martínez, Md. S. C. Bellido, M. J. A. Urena and J. Fernández-Sánchez, Tutorial and simulation electrooptic and acousto-optic software as innovative methodology to improve the quality of electronic and computer engineering formation, *IEEE Transactions on Education*, 49(2), 2006, pp. 302–308.
18. Polytechnic High School in the University of Córdoba, <http://rvinin12.uco.es/sites/default/files/titulaciones/ITIElectronica/asignaturas/guiasECTS/9033039.pdf> (Accessed 8 March 2010).

Juan-Jesus Luna-Rodríguez has been a lecturer in Electronic Technology at the University of Córdoba (Spain) since 1989. He has an Industrial Engineering degree specializing in Electricity (1985) and a Senior Engineering degree specializing in Automation and Industrial Electronics (2002). He has completed postgraduate studies in the doctoral programme Advanced Techniques for Analysis, Simulation and Control (2002–2004) and currently he is finishing the doctoral thesis *Study of multiphysics models for holistic and concurrent simulation of printed circuit boards*. He has been electronic research director of the Industrial Technologic Centre (CTI) for three years (1996–1999) and he is currently the research and development director of the Andalusian research group of Electrical Engineering (TIC-173). He has authored and co-authored four books and published several research papers in international conferences and journals, e.g. IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2008), International Conference on Education and Information Systems, Technologies and Applications (EISTA 2009), and American Institute of Physics Conference Proceeding (AIP 2009).

Daniel Tocados-Castro has been an Engineer in the speciality of Industrial Electronics since 2007 and a Senior Engineer in the speciality of Automation and Industrial Electronics since 2009. He has been a collaborator student of the Department of Computer Architecture, Electronics and Electronic Technology in 2007 and an honorary collaborator student of the same department in 2009. Currently, he is a scholarship holder of the Department of Computer Architecture, Electronics and Electronic Technology of Córdoba University. He has published a research paper in the International Conference on Computational Methods in Sciences and Engineering (ICCMSE 2008).

Marta Varo-Martínez has a Degree in Physics (2002) and obtained a grant to do her thesis in the Applied Physics Department of Córdoba University (2003–2007). She is currently a lecturer in the Applied Physics Department. Her research interests are divided into two different lines: ultraviolet solar radiation, on which her thesis is focused; and virtual laboratories software, visual programming, collaborative work, and educational technology. She has co-authored several papers for national and international conferences and journals.

Pilar Martínez-Jiménez received the Ph.D. degree from the University of Córdoba (Spain) in 1987. She is a Professor with the Applied Physics Department, University of Córdoba. She is the Director of the Scientific and Technology Virtual Laboratory (LVCT) research group. She has co-authored 10 books and published research papers in international conferences and journals, including Analytical Chemistry Acta, Atomic Spectroscopic, Analytical Chemistry, Computers in Physics, the Journal of Chemical Education, Lecture Notes in Computer Science, Computer Application in Engineering Education, the Journal of Applied Physics, etc. Her research interests include virtual laboratories software, visual programming, collaborative work, educational technology, spectroscopic and renewable energy.

Vicente Barranco-Lopez has been a Professor in Electrical Engineering at the University of Córdoba (Spain) since 1983. He obtained the Ph.D. grade in Physics in 1998. He is the Head of the Department of Electrical Engineering in the University of Córdoba and the Director of the Electrical Engineering Research Group (TIC 173 PAI). He has participated in more than a hundred national and international conferences and some patents in exploitation. He has co-authored many publications in some national and international journals and participated in some research projects funded by the EU.

DEVELOPMENT OF PHYSICS AND ELECTRONIC VIRTUAL LABORATORIES IN A WEB LEARNING MANAGEMENT SYSTEM

Pilar Martínez Jimenez, Juan Luna Rodriguez

Department of Applied Physic, University of Córdoba, Córdoba, Spain

fa1maqjp@uco.es

Department of Computer and Electronic Technology, University of Córdoba, Córdoba, Spain

allluroj@uco.es

Marta Varo-Martínez, Carmen García, Gerardo Pedrós-Pérez, Pedro Pérez, Juan Calero

Department of Applied Physic, University of Córdoba, Córdoba, Spain

{fa2vamam, fa1gamam, fa1pepeg, i72cagoj}@uco.es

Keywords: Virtual Labs, e-learning, Engineering.

Abstract: This paper presents a new Learning Management System (LMS), which permits teachers to administrate the contents stored in the system. It also allows the carrying out of student handling actions: enrolment in a course, evaluations, generation of reports in PDF format or as tabulated data in CSV format, notification via e-mail, which facilitates both the management of subjects taught by the teacher and the learning of them by students, thus obtaining a personalized Virtual Classroom. This project presents some advantages in comparison to others LMSs, since we can develop and include some virtual laboratories as a typical content in the portal, adapting them according to the needs of the user, i.e. the teacher. Particularly, whilst in other tools virtual laboratories can be only linked to external resources, in this LMS they can be directly created, edited or designed within the same environment.

1 INTRODUCTION

Very many studies (Lopez Martin, A. , 2003; Babulak E. , 2009; Fang RJ, Chang YH, Tsai HL, 2009) have shown the usefulness of new technologies at an educational level (Clive L. Dym, 2004). Within the field of scientific and technological education, computers can be used as a tool for reflection, since thanks to them students are the protagonists of their own learning processes (Romero, C.; Ventura, S. Et al. 2009).

In the past few years we have developed and evaluated numerous computer science applications, which include different modules: diagnosis of knowledge and previous ideas, solution of problems, numerical simulations, virtual laboratories, interactive tutorials, etc (Martínez-Jiménez , P., Varo, M; et al 2009).

The main advantages of this type of educational tools are: representation of situations which in practice are irreproducible, idealization of

experimental conditions, depiction of situations requiring costly and complex equipment or without many prototypes available, the use of models representing partial aspects of reality, handling of dangerous processes, and control of variables, etc . Furthermore, very many changes have occurred in the "network above all networks" (Stefanovic M, Matijevic M, Cvijetkovic V, 2009) since 1995. In the field of Physics, numerous advances have been made, especially in the area of research and teaching.

Currently, teleinformation is an important challenge in education since it lets teachers teach subjects and resolve students' doubts through Internet, and, at the same time, students can carry out a self-directed learning process.

In addition, most of the Learning Management Systems available on the market present a very generic philosophy and, consequently, the users (teachers and students) cannot make the most of them.

INNOV 2010 - International Multi-Conference on Innovative Developments in ICT

Inside this line of work, the department of Applied Physics has been compiling a large amount of links to different resources created for the department, each one focusing on an aspect of Physics (<http://rabfis15.uco.es/lvct/> and <http://rabfis15.uco.es/deptfisica/>)

2 OBJECTIVES

The basic objective of the project presented is the creation of a Learning Management System or LMS, which permits teachers to administrate the contents stored in the system (inclusion or exclusion and modification of different types of contents: tutorials, practices, problems, simulations). In addition, organization actions can be carried out for students: enrolment in a course, evaluation, generation of reports in PDF or as tabulated data in CSV, notification via e-mail. This features facilitate both teaching and learning, obtaining a personalized Virtual Classroom, moving away from the pre-fabricated products in existence, such as Moodle, Dokeos and other LMSs.

The aims of this application are:

- A complete management of students. To enable teachers to administrate simply and intuitively the different groups of students they teach.
- A classification of the contents and teaching resources, problems, questionnaires and simulations in order to place them at the students' disposal.
- Generation of courses with personalized contents (tutorials, simulations and virtual laboratories) reinforcing the concept of the Virtual Classroom as a complement tool to teaching.

In view of the current tendency of using the web in our daily lives, with this system we shall be able to focus on teaching from a more up-to-date point of view and in accordance with the advances supplied by this technology. Among the advantages of this web aspects are:

- Magnetic support independence: it will not be necessary for the student to load magnetic or optic material for the installation of software in different computers.
- Geographical independence: The student can access to the application from any terminal possessing a connection to Internet, without any other special requirement.
- Adaptation to new technologies: there is no doubt that the web support contributes a nuance of progress to the project in accordance with the

technology of the information networks in force today.

- Restricting access to certain areas: It has become necessary to prevent non authorized users from having complete access to specific areas, mostly used for the organization of users and of the portal contents.

3 PROJECT DESCRIPTION

GCAD is a Web application which implements an information system useful in teaching as a LMS (Learning Management System). For that, the PHP 5 programm language, a database system such as MySQL and a Web server are used.

As in all the dynamic contents web management system, the application is divided into two visualization modes. On the one hand, the portal public views, that is, the front-end in which all the contents stored in the system are shown categorized according to the kind of content. On the other hand, the private block of the software, the back-end, which is only accessible to the users registered as administrators or teachers and with the corresponding licenses to create, edit or delete contents or to manage the different users

3.1 Development of the Front-end or Public View

In this part of the tool the external interface or front-end has been implemented. This permits us to show users the different types of contents to which each user is associated and which have been generated with the administration tool. To achieve this, the logic controlling the access to the contents was codified (figure 1)



Figure 1: Public View Screen.

DEVELOPMENT OF PHYSICS AND ELECTRONIC VIRTUAL LABORATORIES IN A WEB LEARNING MANAGEMENT SYSTEM

3.2 Development of Back-on or Administration

The databases and the web environment have been designed to permit the development of the administration tool of the contents or back-end in accordance with the philosophy of the web creation. The whole web portal (those aspect related to the users and those related to the contents) can be administrated from this section. Access to this section of the portal will be restricted per user profiles.

The content is classified into courses, tutorials, questionnaires and the web portal front-page. Course content type include tutorials and questionnaires which can be linked allowing the creation of personalized courses with the desirable content. At the same time, tutorials are based on a page structure so that it is possible to create a "book" with a more comfortable navigation, which permits browsing to be easier in the form of "training pills" (Figure 2).

Next, each of the functions of the Learning Management System is explained:

- **Administration of users.** This is a basic functionality. With this administration tool we shall be able to incorporate users, modify the data or remove users as basic tasks, and other more advanced ones like the management of the applications for enrolment in the courses, grade control, sending of notifications, blocking of users or generation of reports. The users can play one of three possible roles: Administrator, Teacher or Student. These roles will determine access to the System's tools, so that access to the back-end is reserved for users with the role of Administrator or Teacher.
- **Administration of Courses.** This second tool is that which allows the incorporation, modification or removal of courses or virtual laboratories in the system. A course or virtual laboratory, as a type of content, is the framework in which the rest of the information stored in the system is encompassed.
- **Administration of Tutorials, Simulations.** A complete administration tool has been designed with the basic functionalities of inclusion, modification or removal for each of the types of contents that can be included in the courses or virtual laboratories. Contents already created with other technologies can be included, such as Flash, Applets, Java, Video, in different formats or other XHTML elements and make them the portal's own material, thus eliminating the need

to access to the source where they come from (Figure 3).



Figure 2: Administration screen.

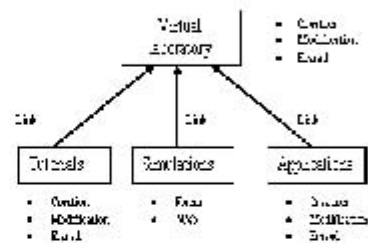


Figure 3: General diagram of the Virtual Laboratory editor.

- **Administration of Questionnaires.** In the same way as in the previous sections, a tool for administrating questionnaires has been created with the basic sections of inclusion, exclusion and modification. The questionnaires can be used, as well as contents which can be associated with a laboratory or course, as an element which decides the admission of a student in a course or not. We can also use questionnaires as a filter for admitting a student in one course or another. That is to say, we can create several courses at a different level, and, depending on the result obtained in the questionnaire, the student will be included in a certain course.

3.3 Public Portal

The system has an access control for its users. Once they have been identified in it, they can access to the different courses in which they are enrolled, or can apply for enrolment in the rest of the courses available.

INNOV 2010 - International Multi-Conference on Innovative Developments in ICT

4 INNOVATION

Comparing this application with other LMSs such as Moodle, is the higher management content level, that is, users can edit their own pages without a predefined structure, being possible to include educational contents instead of linking it. This personalization system is based on the current CMS (Content Management System) not implemented in most of the LMS. This Web 2.0 feature makes the present project nearer to the current website design tendency.

On the other hand the GCAD Project is a dynamic tool specifically designed for the educational field that complements and makes up for the deficiencies on edition tools of the Applied Physic Department Website, which are very necessary in the present university learning-teaching process.

Finally, the main GCAD innovation is the personalization of the application, which is based on the application of the Content Management System philosophy to the LMS. Thanks to that it is possible to integrate all the contents stored in the system (questionnaires, tutorials, ...) and to re-use them in different courses.

5 CONCLUSIONS

A new platform, Learning Management System, has been developed. It is somewhat removed from the traditional Moodle type systems, since it not only permits the administration of the actual tasks of learning management but it enables users to design, create, erase and modify lessons and/or virtual laboratories housed in the server as if they belonged to it.

In short, this project signifies an advance with respect to other LMSs such as Moodle in the sense that we can include these courses and/or virtual laboratories as an actual content of the portal, adapting it according to the needs of the user, in this case the teacher; whereas with other tools it is not possible to create, edit or design directly within the same environment the courses created, but one is limited to creating links to other external resources.

Together with this advance, which means managing the contents as one's own, it is important to point out the advantage signified by the fact of executing elements created externally on the same platform without taking into account the original source. This centralization of the contents permits: a greater fluidity in browsing since everything is

housed in the same server; rapidity in localization at the moment of creating courses as the contents forming part of the portal can be used by different courses; and, generally, the generation of a large library of perfectly catalogued and permanently available resources.

REFERENCES

- Babulak E., *Next Generation of Applied Internet Technologies in E-Manufacturing*, Conference Information: 11th International Conference on Computer Modelling and Simulation (UKSim 2009), MAR 25-27, 2009 Emmanuel Coll, Cambridge, ENGLAND, Source: UKSIM 2009: Eleventh International Conference on Computer Modelling and Simulation 386-390, (2009).
- Clive L. Dym, *Design, Systems, and Engineering Education*, International Journal in Engineering Education, 20 (3), 305-312, (2004).
- Fang R. J., Chang Y. H., Tsai H. L., *Web-based Multimedia for Distance Learning* Conference Information: 9th WSEAS International Conference on Multimedia Systems and Signal Processing, MAY 20-22, 2009 Hangzhou, Peoples R. China, Source: MUSP '06: Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Multimedia Systems and Signal Processing Book Series: Electrical and Computer Engineering Series, 175-181, (2009).
- Lopez Martin, A. J. "Web-based remote of communication systems: a successful experience". International Journal in Electrical Engineering Education 40, (3), 169-174, (2003)
- Martinez-Jimenez, P., Varo, M.; Garcia, M. C.; Pedrós Pérez, G.; Martínez-Jiménez, J. M.; R. Posadillo, R.; Varo-Martinez, E.P.; *Virtual web sound laboratories as an educational tool in physics teaching in engineering*, Computer Applications in Engineering Education, Published Online: May 6 (2009).
- Romero, C.; Ventura, S.; De Bra, P.; *Using mobile and web-based computerized tests to evaluate university students*, Computer Applications in Engineering Education, 435-447, Published Online: Jan 22 (2009).
- Stefanovic M., Matijevic M., Cvijetkovic V., *Web-Based Laboratories for Distance Learning*, International Journal of Engineering Education, 25, 5 Special Issue: Sp. Iss. SI p. 1005-1012 (2009).

Simul-EMI II: An Application to Simulate Electric and Magnetic Phenomena in PCB Designs

Juan-Jesús Luna-Rodríguez¹, Ricardo Martín-Díaz¹, Manuel Hernández-Igüeño¹,
Marta Varo-Martínez², Vicente Barranco-López³, Pilar Martínez-Jiménez²,
and Antonio Moreno-Muñoz¹

¹ University of Cordoba, Department of Computer Architecture, Electronic and Electronic Technology. 'Leonardo da Vinci' building (Campus Rabanales)

14071 Cordoba, Spain

² University of Cordoba, Department of Applied Physics. 'Einstein' building (Campus Rabanales)

14071 Cordoba, Spain

³ University of Cordoba, Department of Electrical Engineering. 'Leonardo da Vinci' building (Campus Rabanales)

14071 Cordoba, Spain

allluroj@uco.es, p42madir@uco.es, p42heigm@uco.es,
fa2vamam@uco.es, allbalov@uco.es, falmajip@uco.es,
amoreno@uco.es

Abstract. In this work, an application to simulate electric and magnetic phenomena during design of printed circuit boards (PCB) is presented. The commercial schematic simulation software currently uses advanced models of components, but not of connections. However, with Simul-EMI II it is possible to get results very close to physical reality of the electronic circuits, in the same environment of schematic simulation. The parasitic effects considered are: connection resistance (traces, solder pads and vias), insulation resistance (prepreg, air, solder mask, etc.), self inductance and capacity (traces, solder pads and vias) and mutual inductances and capacities. For that, several applications of data mining, parametric model extraction and knowledge management have been developed in the MATLAB™ environment. Finally, the results of a PCB simulation with PSPICE™ before and after Simul-EMI II application, together with the electronics laboratory validation tests, are shown.

Keywords: EMI simulation, PCB simulation, EDA application, connection model, model generation, trace coupling, crosstalk, signal reflection.

1 Introduction

The Printed Circuit Boards (PCB) are the most important circuit technology in the electronic industry. The increase of connection density and signal frequency has been the trend in the last years [1]. In that sense, the separation and routing of

490 J.-J. Luna-Rodríguez et al.

traces¹ in connection layers have become one of the most critical design tasks. Currently, electronic design engineers need new software technologies (e.g. in simulation) to develop circuits in environments as Computer Aided Design (CAD), Computer Aided Engineering (CAE) or Electronic Design Automation (EDA). The main purpose of that is to reduce the cost and time of electronic circuit development, whereas the reliability and function complexity of the modern circuits are increased [2].

In practice, the probability of design errors and operation failures during the development of a circuit is high and that increases its cost and completion time. This is mainly due to the fact that modern electronic circuits are very complex hardware systems. The components are connected by means of hundreds or even thousands of traces, vias (plated holes that connect several layers) and pad solders, whose behaviour differ from ideal connections. [3]

The electrical simulation is usually done during the schematic circuit design by means of simulators such as PSPICE™ or Electronic Work Bench™ (EWB), in a Computer Aided Simulation (CAS) environment. These computer applications use advanced models of the components but not of the connections, which are considered as ideal connections. To understand the importance of this fact, Fig. 1 shows an example of the difference between an ideal connection (connecting two resistors) in a schematic circuit and a real connection in the PCB, where there are multiples electrical and magnetic phenomena. [4]

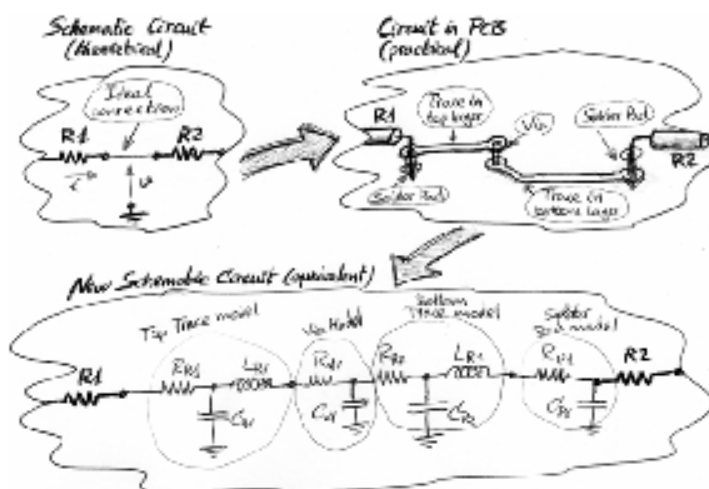


Fig. 1. Changes of circuit connection model after its implementation on a PCB

Currently there are plenty of commercial solutions to simulate the electromagnetic interference (EMI) phenomena of printed circuits, e.g. *SI Verify* by Zuken™ or *IE3D* by Zeland Software™, which are based in Finite Element Modeling/Method (FEM).

¹ Thin copper sheets, also called tracks, used to connect the pins of components.

But these are independent of the electric simulation environments, most popular among electronic designers. In addition, their acquisition and maintenance cost is very high and they are not easy to use. [5]

2 General Description of Simul-EMI II

The main aim of "Simul-EMI II" project is to provide an affordable alternative (cheap, easy and fast) to expensive commercial EMI simulation software, with results very close to the physical reality of the electronic circuits. For this purpose, our application includes most electric and magnetic interference phenomena (coupling, crosstalk, reflections, etc.) that are actually produced in a PCB. In this simulation environment the all near field EMIs can be simulated, which include the resistance effects (contact and isolation), inductance (self and mutual) and capacity (self and mutual) of traces, solder pads and vias [6]. The far field phenomena (electromagnetic radiation) are not supported in Simul-EMI II, for the time being.

The main premises for the Simul-EMI II development have been: working in the same electrical simulation environment as in the schematic design (PSPICE in this case) and using only the normally available information from the PCB design software. In Fig. 2, a scheme of the general steps of our simulation environment is shown, where the typical workflow can be easily understood.

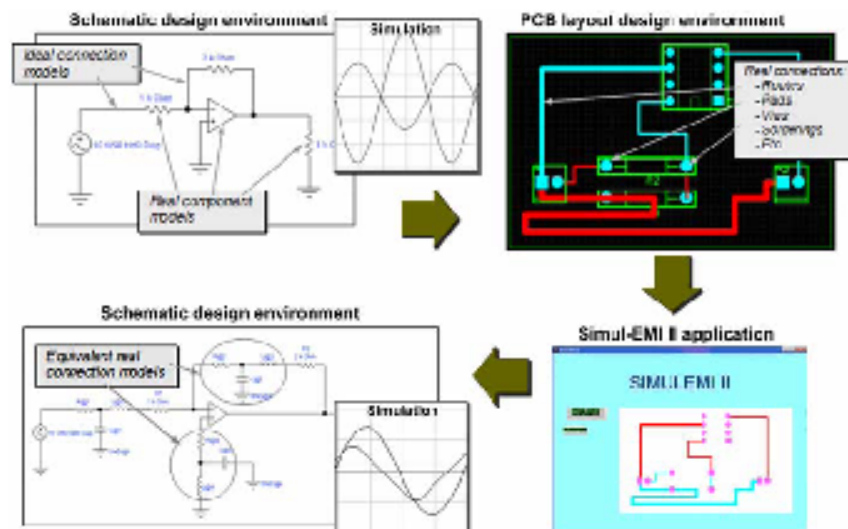


Fig. 2. Steps in the development process of an electronic circuit using Simul-EMI II

Briefly, Simul-EMI II can read the schematic design from EDA software (with ideal connections) and then the physical design of the corresponding PCB is interpreted. Finally, a new schematic circuit (compatible with PSPICE™) is redesigned

automatically, which includes electromagnetic models of the actual connections. In order to achieve this, a MATLAB™ program is executed with help from the EXCEL™ spreadsheet. This program performs the following tasks:

1. Data mining:
 - Net-list and component-list reading.
 - "Gerber" files (geometric data) interpretation.
 - Technological information acquisition.
2. Extraction of models:
 - Conversion of geometric and technological data to parasite parameters.
 - Management of data base of EMI knowledge.
3. Redesign of schematic circuit:
 - Equivalent connection models builder.
 - Net-list rebuilder.

Consequently, Simul-EMI II can be considered as an "application to design" (in the EDA context) related to Data Mining in field of the Artificial Intelligence (AI).

3 EMI Phenomena Modelling

In the computer application presented in this paper, a knowledge database on near field EMIs has been included. The parasitic effects considered in this database are: connection resistance, insulation resistance, self inductance and capacity and mutual inductances and capacities [3]. These parasitic elements are the ones that cause the most disturbing phenomena in the electronic circuits, such as crosstalk and reflections, especially when high frequency signals are present.

The calculation of connection return resistance may be more complicated when the same path return is used to finish loops of multiple signals. Considering a distribution multiple traces of the "microstrip line" type sharing the return signal through the ground plane, a resistance matrix, as shown in (1), can be defined to establish the interaction between conductors and their return paths. [1]

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} & \dots & R_{1j} \\ R_{21} & R_{22} & \dots & R_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_n & R_{n2} & \dots & R_{nj} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

The values showed on the main diagonal ($R_{11}, R_{22}, \dots, R_{ij}$) represent the conductor resistances in free loop, including the resistance of its return path when the others are conducting zero current. The terms outside the main diagonal represent the mutual resistance between each conductor. Finally, note that the dielectric losses of insulations, the side etching factor of the conductors and its temperature dependence are also included in the matrix formulation of resistive parasitic effects. [3]

Parasitic capacitances are present between any two conductive surfaces at different voltage. For traces of a PCB, this means that there will be capacities between each

other and also between them and the reference plane [1]. The relations of self and mutual capacity on PCB traces can be defined by means of a capacity matrix, similar to the previous resistance matrix.

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} +C_{11} & -C_{12} & \dots & -C_{1j} \\ -C_{21} & +C_{22} & \dots & -C_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \dots & +C_{nj} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

The mutual capacitances are out of the diagonal in (2) and represent the charges between a set of conductors. In the circuit, these charges are considered capacitive couplings and must appear as negative in the matrix. The self capacitance $C_{11}, C_{22}, \dots, C_{ij}$ represent the capacitive coupling between conductors with the GND conductor. [3]

As it was done with the parasitic resistances and parasitic capacitances, an inductance matrix including self and mutual inductances related to each of the PCB traces can be defined. [1]

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1j} \\ L_{21} & L_{22} & \dots & L_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{n1} & L_{n2} & \dots & L_{nj} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

The inductance matrix (3) shows the inductance of each track with his return in the main diagonal, when currents in the rest of the conductors are zero. The non-diagonal terms represent the coupling inductance that appears between traces. [3]

In Fig. 3 the equivalent model of a continuous transmission line, applicable to the traces on a PCB, is shown. This model divides the transmission line (the trace) in a set of standard length segments.

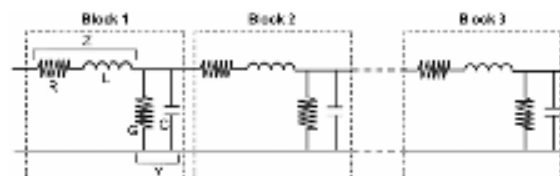


Fig. 3. Characteristic impedance of transmission lines from R, L, G and C parameters

The series impedance consists of a resistance R coupled with an inductance L. The shunt admittance is a conductance G in parallel with a capacitance C. The values of R, L, C and G represent the cumulative amount of resistance, inductance, capacity and conductance per unit length, respectively, in the transmission line. [1]

The advantage of the connection equivalent model based on transmission lines with infinite blocks in series (Fig. 3) is that adding a new block does not change the input impedance of the whole structure. [7]

4 Data Mining and Automatic Generation of Parametric Models

To calculate the actual connection models, the geometric data of PCB design are required, as well as some technological information (e.g. layer stack, materials, etc.). Geometrical information of the traces, solder pads and vias are contained in the design software database, but these are not usually accessible from another computer application. [8]

However, this information can be extracted by applying data mining to GERBER² files (all EDA software can generate them), which are typically used to send drawings of the different layers to the manufacturer [9]. Then, as the GERBER format contains only graphic information, it has been necessary to implement an “interpreter” to transform the drawing into dimensions. [10]

The numerical extraction phase of coordinates from a GERBER file has been automated with MATLAB™, working with Microsoft EXCEL™ [11], since it is possible to separate and classify the numerical data and ASCII characters in the spreadsheet in a simple and effective way.

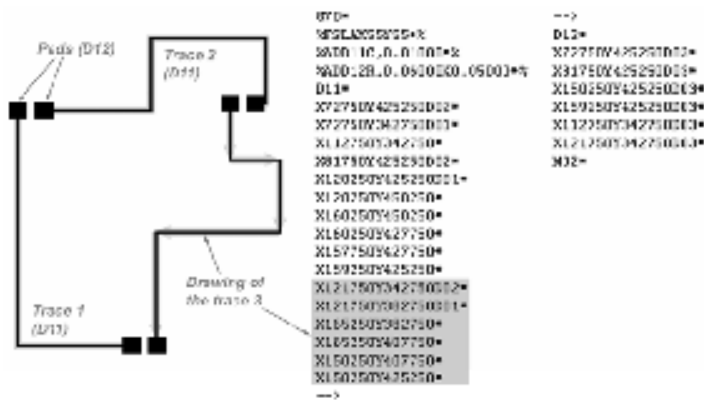


Fig. 4. A simple layout of top connections and its corresponding extended GERBER file

In order to simplify and systematize the final parameterization algorithm, each trace is divided into segments. For example, track 3 of the layout shown in Fig. 4 will be processed as 5 traces, corresponding to its 5 segments.

In order to calculate the “length” of each trace, it has only been necessary to draw each segment step by step, while a program counter updates that parameter. The inference of the parameter “separation” has been somewhat more complicated, because our MATLAB™ program must check the parallelism of each trace segment with others traces, and how much of its length they are facing. [12]

A study about the influence of distance on the parasitic capacitance between two traces is shown in Fig. 5. This study has allowed to identify a threshold value (~10mm) from which the coupling effects between two traces are discarded.

² The extended GERBER is the currently used format for obtaining the manufacturing artworks by photoplotter, and it is specified in the RS-274X standard by Barco Graphics.

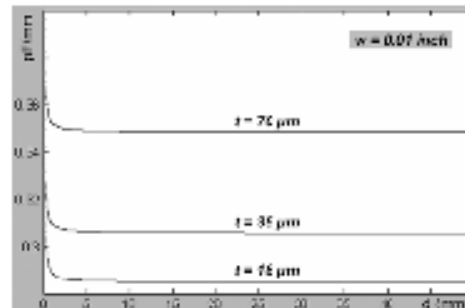


Fig. 5. Study of mutual capacity depending on the distance between traces

The calculated geometrical parameters, together with some data entered via user interface, are now used for the model extraction. For this, a database of knowledge about the parasitic effects described in section 3 (EMI Phenomena Modelling) has been implemented with the available formulas in the current literature. [13] [14] [15]

5 Reconstruction of the PCB Equivalent Schematic Circuit

The description of schematic circuits in file form has been traditionally done by the "net-list" format. This file contains all the information related to the circuit components and the connections between them. A file containing this information can be obtained directly from the CADSTAR™ through a tool called "report generator", which is only a processor of scripts with access to the PCB design software database.

In addition to the data of components and connections (obtained from the net-list file) it is necessary to relate each net with the component pins and their exact positions on the PCB. Below, the simple program that extracts this information from the database of CADSTAR™ is showed.

```

Text *Component Value Position X Position Y"
New Line
For Each Component (Component, Testpoint)
  If Component.Comp Side = All on Top Side
    For Each Pin
      Component.Name
      Component.Part Name
      Text " "
      Pin.Position X
      Text "**
      Pin.Position Y
    Next
  End If
Next

```


To simulate the printed circuit in the same environment of the schematic circuit (PSPICE™), including models of the actual connections, the original net-list is modified by inserting new nodes [16]. Fig. 6 shows an example of the reconstruction of the original net-list to include EMI phenomena of the PCB.

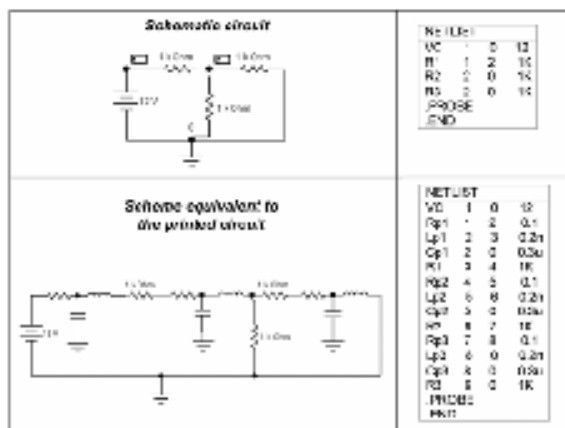


Fig. 6. A net-list example of a simple circuit and its reconstruction using SIMULEMI II

The final result of this process, automated by using programming functions in MATLAB™ code, is a net-list file compatible with PSPICE™ to simulate an actual PCB electronic circuit like a schematic circuit [12] [16].

6 Tests and Validation

To validate the Simul-EMI II application, a simple passive voltage divisor circuit has been designed. As shown in Fig. 7, the traces routing (layout) on the PCB is pretty bad (it has been done on purpose) in order to highlight the EMI phenomena.

The practical net-list (with actual connections) of this circuit after the application of Simul-EMI II includes more than 70 lines. Each of these lines corresponds to a parasitic effect, which is not considered in the theoretical net-list based on ideal connections.



Fig. 7. Passive voltage divisor in a printed circuit board designed (badly) in CADSTAR

Subsequently, this circuit has been manufactured and there have been several tests in the laboratory, using a wave generator Tektronix AFG 3022B Dual Channel – Arbitrary / Function Generator (250MS/s – 25MHz) and an oscilloscope Tektronix TDS2002B Two Channel Digital Storage Oscilloscope (1GS/s – 60MHz). In Fig. 8, the results of simulation with PSPICE™ before and after Simul-EMI II application, together with the electronics laboratory tests, are shown.

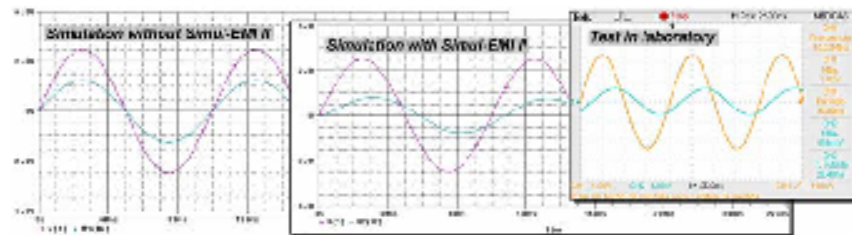


Fig. 8. Simulation with sinusoidal excitation signal of 10MHz frequency and 5Vpp range

As shown, the simulation results with Simul-EMI II are very similar to the tests conducted in the laboratory. However this does not happen in the simulations without Simul-EMI II. Laboratory tests with frequencies below 1 MHz showed no parasitic effects, and consequently they have not been included in this paper.

7 Conclusions

The schematic simulation software currently uses advanced component models, but connection models are simple (ideal). However, with the application presented in this work is possible to get results very close to the physical reality of the electronic circuits, in the same environment of schematic simulation. Simul-EMI II can read the schematic design from EDA software (with ideal connections) and then the physical design of the corresponding PCB is interpreted. Finally, a new schematic circuit (compatible with PSPICE™) is redesigned automatically, which includes electromagnetic models of the actual connections.

Given the results of the validation tests, we can conclude that the parasitic effects of the connections are irrelevant below 1MHz. However, above 3MHz these effects can modify substantially the expected (ideal) behaviour of the circuit.

Moreover, comparative analysis of simulations carried out with Simul-EMI II and the measurements performed in the laboratory confirm the validity of this computer application as a useful tool for electronic design.

References

1. Jonson, H., Graham, M.: High Speed Signal Propagation - Advanced Black Magic. Prentice Hall, Upper Saddle River (2003)
2. Abhari, R., Eleftheriades, G.V., Deventer-Perkins, E.: Physics-Based CAD Models for the Analysis of Vias in Parallel-Plate Environments. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 49(10), 1697–1707 (2001)

498 J.-J. Luna-Rodríguez et al.

3. Thierauf, S.C.: *High-Speed Circuit Board Signal Integrity*. Artech House, Norwood (2004)
4. Luna-Rodríguez, J.J.: *Diseño de Circuitos Impresos: un Manual Teórico-Práctico con CadStar*. Universidad de Córdoba, Córdoba (2008)
5. Klee, H.: *Simulation of Dynamic Systems with MATLAB and Simulink*. CRC Press, Boca Raton (2007)
6. Braithwaite, N., Weaver, G.: *Electronic Materials inside Electronic Devices*. The Open University, London (1990)
7. Scarlatti, A., Holloway, C.L.: An equivalent transmission-line model containing dispersion for high-speed digital lines with an FDTD implementation. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 43(4), 504–514 (2001)
8. Kusiak, A., Kurasek, C.: Data Mining of Printed-Circuit Board Defects. *IEEE Transactions on Robotics and Automation* 17(2) (2001)
9. Choudhary, A.K., Harding, J.A., Tiwari, M.K.: Data mining in manufacturing: a review based on the kind of knowledge. *J. Intell. Manuf.* 20, 501–521 (2009)
10. Barco Graphis, N.V.: *Gerber RS-274X Format. User's Guide*. Gent. (2001)
11. Artwork Conversion Software, Inc.,
<http://www.artwork.com/gerber/274x/rs274x.htm>
12. Downey, A.B.: *Physical Modeling in MATLAB*. Green Tea Press, Needham (2008)
13. Abhari, R., Eleftheriades, G.V., Deventer-Perkins, E.: Analysis of Differential Vias in a Multilayer Parallel Plate Environment Using a Physics-Based CAD Model. In: *IEEE International Microwave Symposium, Phoenix*, pp. THIF-09-4 (2001)
14. Chen, H., Li, Q., Tsang, L., Huang, C.C., Jandhyala, V.: Analysis of a Large Number of Vias and Differential Signaling in Multilayered Structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51(3), 818–829 (2003)
15. Kouzaev, G.A., Nikolova, N.K., Deen, M.J.: Circular-Pad Via Model Based on Cavity Field Analysis. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 13(11), 481–483 (2003)
16. Quintáns, C.: *Simulación de Circuitos Electrónicos con OrCAD® 16 Demo*. Marcombo, Barcelona (2008)

A didactic Test System for Thermal Characterization of Electric and Electronic Devices

Juan-J. LUNA-RODRIGUEZ
Isabel-P. SANTIAGO-CHIQUERO
Jose-I. GARRIDO-PACHA
Jose-A. ALVAREZ-RUIZ

Dept. of Computer Architecture, Electronics and Electronic Technology
"Rabanales" Campus, "Leonardo da Vinci" Building
University of Cordoba, 14071 - Córdoba (Spain)

and

Marta VARO-MARTINEZ
Pilar MARTINEZ-JIMENEZ
Dept. of Applied Physics

"Rabanales" Campus, "Albert Einstein" (C-2) Building
University of Cordoba, 14071 - Córdoba (Spain)

ABSTRACT

The thermal characterization of electric and electronic devices is an important topic during the training of future electric and electronic engineers, especially in technology subjects. In the industry and accredited laboratories, the thermal tests are carried out with environmental screening process and testing systems into special chambers. However, these test systems are not usually available for didactic purposes due to mainly their acquisition and maintenance cost. Consequently, a new test system for thermal characterization in didactic laboratories has been designed. This new system is simple, intuitive, and economically viable for universities and formation centres. Students, among other aspects, can analyze how temperature affects some specific parameters of various passive and active components. In this work a didactic thermal test system is presented and its use for laboratory practicals in the studies of Industrial Technical Engineering is discussed.

Keywords: Didactic Test System, Temperature Dependence, Electronic Device and Thermal Characterization.

1. INTRODUCTION

Temperature exerts a high influence on all the characteristics of electric and electronic devices, which affects a large number of applications, their features, their utilization ranges and their operating modes [1]. The main causes of this influence are:

- 1) The internal temperature of components is increased in the same proportion to environment temperature [2].
- 2) There is a high dependence of most of the material properties with respect to temperature [3].

For these reasons, thermal characterization of electronic and electric devices is one of the most important topics that might be considered during the training of future electric and electronic engineers [1], especially in technology subjects.

In the industry and accredited laboratories, the thermal tests are carried out with environmental screening process and testing systems into special chambers, using the protocols established by the corresponding regulations or standard, so that the results obtained could be recognised [4]. To achieve high reliability product, often the electronic equipments are subjected to environmental-stress screening process for predicting latent failures [5].

The thermal characterization of electrical and electronic devices obtained by these test systems is usually published by manufacturers in their data sheets usually, whereas the thermal characterization of others parts (eg. PCB conductors) is published in the well-known standards (eg. IPC 39: 225-32) [6] and also in the scientific and technical journals, as researching results. [7] [8] [9]

However, these test systems are not usually available for didactic purposes in universities and formation centres due to, mainly, their acquisition and maintenance cost.

Consequently, a new test system for thermal characterization in didactic laboratories has been designed. This new system is simple, intuitive, and economically viable. So in this work, this new thermal test system is presented and its use by students for laboratory practicals in the studies of Industrial Technical Engineering is discussed.

2. PREPARATION OF DIDACTIC EXPERIENCES

One of the objectives of the subject "Electronic Technology", held in the second year of the Industrial Technical Engineering degree, is that students develop criteria for selection and use of various electronic devices, based on the design and manufacturing techniques within the variety offered by the market [4]. The choice of each component must be conditioned by the specific needs of each application. To do this students

must tackle an analysis of the parameters that characterize each type of device, also they must find non-ideal behavior of the various technologies for manufacturing electronic components.

In this subject, in addition to the theoretical concepts, a series of practicals for studying specifically issues related to the behaviour of electronic devices, are carried out in the laboratory [10] [11]. The professor gives the student a short script in which he asks them, through the implementation of a series of experimental measurements, a study of various characteristics of each component, and the extraction of a series of conclusions about them [12].

Students, among other aspects, must analyze how temperature affects some specific parameters of various electronic passive and active components (resistance value of a resistor, capacitance of a capacitor, inverse current of a diode or gain of a transistor), behaviour which must be taken into account in any implementation of these components. [13]

The electronic components studied and the activities demanded in the script are listed below.

Resistors

The variation of the resistance values with the temperature increment has been studied from five types of electronic resistors, manufactured using different technologies.

- 1) A Carbon film fixed resistor, 1K Ω
- 2) A Precision metal film fixed resistor, 1K Ω (*Royal Ohm*).
- 3) A Power metal oxide resistor, 1K Ω (*Wolwyn*)
- 4) A Metal glazed film resistor, 1.2 M Ω (*BC components*).
- 5) A Wirewound square ceramic cased (high power) resistor, 1K Ω (*Meggitt CGS*).

Each technology shows its own temperature dependence, due to the different resistive materials deposited to make the component. This activity appears in the script in the form: "Measure the ohmic value of the different resistances at different temperatures, from ambient temperature to 70°C. Using the values obtained, plot the curve $R(T)$ and calculate the average value of the temperature coefficient α_R , approaching dR/dT to $\Delta R/\Delta T$. Compare the value obtained with that supplied by the manufacturer in the data sheets".

Capacitors

The modification of the capacitance with the temperature increment has been studied from five types of electronic capacitors, manufactured using different technologies.

- 1) A Ceramic (Y5V) capacitor, 47 nF (*Multicomp*).
- 2) A Metallized paper (Y2) capacitor, 1nF (*Evot Rifa*).
- 3) A Metallized polyester (MKT) capacitor, 100nF (*Roadsterstein*).
- 4) A Silvered Mica capacitor, 100 pF.
- 5) A Tantalum Electrolytic capacitor, 1 μ F (*Multicomp*).

This activity appears in the script in the form: "Measure the capacitance value of the different capacitors at different temperatures, from ambient temperature to 70°C. Using the values obtained, plot the curve $C(T)$ and calculate the average value of the temperature coefficient α_C , approaching dC/dT to

$\Delta C/\Delta T$. Compare the value obtained with that supplied by the manufacturer in the data sheets".

Diodes

The reverse saturation current of some diodes has been analysed.

- 1) A Schottky Barrier Rectifiers (*TSC*).
- 2) A Germanium point contact diode.

This activity appears in the script in the form: "Study the variation of the reverse current of each diode with temperature. For this, measure the value of I_R at different temperatures, from ambient to 70°C.

Transistors

The reverse saturation current of some diodes has been analysed.

- 1) A NPN Silicon transistor (*ON Semiconductor*).

This activity appears in the script in the form: "Study the variation of the h_{FE} parameter of the transistor with temperature. For this, register the value of h_{FE} at different temperatures, from ambient temperature to 70°C".

3. DESCRIPTION OF TEST SYSTEM

Figure 1 shows a schematic diagram for the experimental device used to characterize the temperature dependence of the different parameters studied. A ten litre container is filled with water. In this container a resistor, with enough power to make the temperature of the water increase up to 80°C at a rate of 1°C per minute, and a shaking element, to homogenize the temperature, are introduced. In that way, and thanks to the high thermal inertia (specific heat) of the water, an isothermal environment, which provides the stability and precision needed for the test, is achieved. [14]

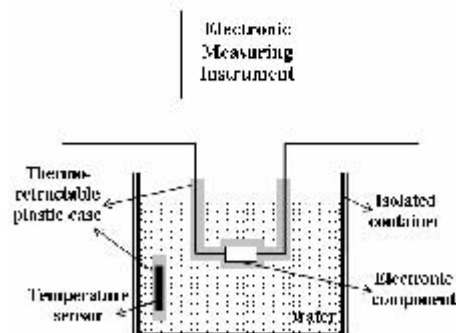


Figure 1: Experimental arrangement.

The body and part of the terminals of the electronic component, whose parameters are being studied as a function of the temperature, are insulated by means of a thermo-retractable

plastic case (with a gauge adequate to their sizes) or by a painting rubber cover, so that the water does not alter their correct test measures. [15]

The component is immersed in the water, except for its connection terminals (figure 2), and the adequate measuring instrument is connected. The resistance and the capacitance values have been registered using a digital multimeter of 3½ digits, IDM 73 Iso-Tech. For the case of the diodes an external power is supplied with the aim of polarizing them. The reverse current has been measured using the same multimeter. The parameter h_{FE} corresponding to the transistor has been registered using a semiconductor component analyser, Peak Atlas DCA, model DCA55.



Figure 2: Didactic test system for thermal characterization.

Then, the heating process starts and the values of the parameter studied and the water temperature are registered. For the latter, the temperature measuring sensor (a Hg thermometer) must be thermally insulated with the same material as the component tested.

4. RESULTS

Students use in the laboratory the experimental device designed. They register the values of the studied parameters in real time. Later they must process and analyse the experimental data, and make a report discussing the results obtained.

The values resulting from the analysis of the data registered in different experiments are shown below. The values of the temperature coefficient for the different resistors and capacitors studied are presented in Table I and Table II. In these tables the values obtained in two different experimental tests, and also that provided by the manufacturer in the data sheets of the discrete components, have been indicated. [16]

Table I. Temperature Coefficient for different resistors technologies, measured in two experiments.

Resistor Technologies	Experiment 1	Experiment 2	Manufacturer
	α_R (ppm/°C)		
Carbon film	-200,74	-200,00	[0, -450]
Metal film	-7,00	-5,00	±100
Metal oxide	80,20	70,25	±350
Metal glazed	41,65	40,65	±200
Wirewound	-20,13	-20,12	±100

These results are consistent with the behaviour predicted by the theory for the various types of technologies [4]. For example, the value of α_C obtained for the silvered mica capacitor is null, this result is consistent with the fact that mica capacitors (o capacitors made of mica) are characterized by their stability, and the variation of the capacitive value being negligible with the temperature variation in the ranges studied in these tests. With respect to the values obtained for resistors it can be observed that the value of the temperature coefficient is higher in the resistor made using the carbon film technology (pyrolytic resistors) than in the metal one, being this technology characterized by a greater stability.

Moreover, the results obtained are similar in the different tests performed and they are within the range of values provided by manufacturers. This is in addition to the repeatability of the results obtained in different tests performed.

Table II. Temperature Coefficient for different capacitors technologies, measured in two experiments.

Capacitor Technologies	Experiment 1	Experiment 2	Manufacturer
	α_C (ppm/°C)		
Ceramic	11293	11930	—
Metallized paper	940	936	—
Metallized plastic	148	224	—
Silvered Mica	0	0	[0,70]
Tantalum Electrolytic	3045	4000	—

In Figures 3 and 4 the increment of the reverse current with the temperature for a germanium point contact diode and a Schottky barrier rectifier are respectively represented, values registered polarizing both diodes with a fixed value of inverse voltage. In figure 5 the variation of the h_{FE} parameter of a bipolar transistor are depicted. These values are registered in seven different experiments. Again the repetitively of results in different experiments and their consistency with theoretical are shown [17]. Moreover the results are in agreement with the technique information supplied by the manufacturer.

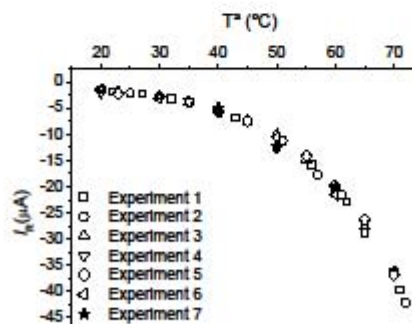


Figure 3: Variation of I_R versus T for a Germanium point contact diode.

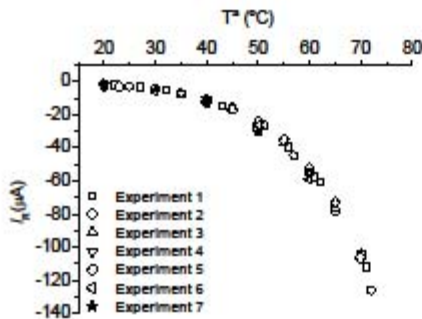


Figure 4: Variation of I_s versus T for a Schottky barrier rectifier

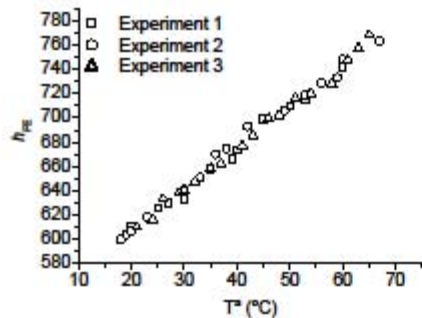


Figure 5: Variation of h_{FE} versus T for a NPN silicon transistor.

All this lead to conclude that the experimental device used provides consistent results, and it enables students to analyze the variation of these parameters with an increment of temperature in an easy and intuitive way.

In addition results are corroborated by satisfaction, motivation and improvement of student's academic results. Students, in this learning process, have to research, consult and look up bibliography, make hypotheses, conduct experiments in the laboratory, evaluate the observations and measurements using different software, and make the report of the results and conclusions.

With this type of activities students participate actively in the experimental process, and they are the discoverers of the results obtained in the laboratory ("constructed" learning or *constructivism*), unlike what happens with conventional guided practice ("guided" learning). It is intended that the knowledge is not transmitted directly by the teacher to students, but knowledge is built by own students during the experimental process, being the professor only a guide or a help for the process. [18]

In that way student work is aimed to acquire not only knowledge but skills, abilities and attitudes. They develop several competences: both specific ones, at a scientific level, and generic ones, such as self-learning, research techniques, critical analysis and abilities with informatics tools. Therefore this type of activities covers student's demands for a practical and experimental learning, due to an increasingly tech society where in the future they are going to exercise their professional activity.

5. CONCLUSIONS

An easy to implement experimental device has been designed devoted to study the influence of the temperature variation in the operation of various active and passive electronic components. The behaviour of some of the characteristic parameters of these components was presented by the professor in a theoretical form, but it was later discovered by students through the empirical observation of this phenomenon making used of the experimental device designed. The results obtained with this really cheap and quite simple method for doing the thermal characterization of the electric devices are coherent with the theory and repetitive, thus allowing for making this study without the sophisticated equipments used at industrial levels.

In addition students participate actively in the laboratory and in their own learning process, enabling them to develop various skills, which help them to achieve an integrated and global learning during their studies.

Acknowledgments

This work has been partially supported by the Vicerector Office of Planning and Quality of Córdoba University (Spain), thanks to the projects devoted to the Quality Teaching Improvement.

6. REFERENCES

- [1] D.S. Steinberg, *Cooling Techniques for Electronic Equipment* (2nd ed.), New York: Wiley-Interscience, 1991.
- [2] J. Lohan et al., "Validation and Application of Different Experimental Techniques to Measure Electronic Component Operating Junction Temperature", *IEEE Transactions on Components and Packaging Technology*, Vol. 22, No. 2, 1999, pp. 252-258.
- [3] Braithwaite N, Weaver G. *Electronic Materials inside Electronic Devices*. London. The Open University, 1990.
- [4] Pecht M. *Handbook of Electronic Package Design*. New York. Marcel Dekker, 1991.
- [5] V. Lakshminarayanan, "Environmental-stress Screening", *EDN*, September 20, 2001 73-84
- [6] M.R. Jouppi, "Thermal Characterization of PCB Conductors", *9th Electronic Circuits World Convention*, 2002; paper number: IPC 39: 225-32.
- [7] J. Christofferson et al., "Microscale and Nanoscale Thermal Characterization Techniques", *Journal of Electronic Packaging*, Vol. 130, Issue: 4, 2008.
- [8] R.U. Lenke et al., "Experimental Characterization of Immersion-Cooled Devices at Elevated Ambient Temperatures", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 1-10, 2008, pp. 493-497.

- [9] P.E. Raad et al., "Thermal characterization of embedded electronic features by an integrated system of CCD thermography and self-adaptive numerical modelling", *Microelectronics Journal*, Vol. 39, 2008, Issue: 7, pp. 1008-1015.
- [10] H. Hassan et al., "Innovative Methodology to Improve the Quality of Electronic Engineering Formation through Teaching Industrial Computer Engineering", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 47, No. 4, 2004, pp. 446-452.
- [11] K.E. Holbert and G.G. Karady, "Strategies, Challenges and Prospects for Active Learning in the Computer-Based Classroom", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 52, Issue 1, 2009, pp. 31-38.
- [12] J. Kolzer et al., "Thermal Imaging and Measurement Techniques for Electronic Materials and Devices", *Microelectronic Engineering*, Vol. 31, 1996, Issue: 1-4, pp. 251-270.
- [13] S. Dhokkar et al., "Experimental Setup for the Measurement of Local Temperature in Electronic Component during the Steady and Transient State", *50TH Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Vol. 1-3, 2007, pp. 995-998.
- [14] A.F. Mills, *Transferencia de calor*. Madrid: Irwin; 1995.
- [15] J.P. Holman, *Heat Transfer*. 8th ed. New York: MacGraw-Hill; 1997.
- [16] P. Martinez-Jimenez et al., "Tutorial and Simulation Electrooptic and Acoustooptic Software as Innovative Methodology to Improve the Quality of Electronic and Computer Engineering Formation", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 49, No. 2, 2006, pp. 302-308.
- [17] C.Y. Fu and C. Ume, "Characterizing the Temperature-Dependence of Electronic Packaging-Material Properties", *Journal of the Minerals Metals & Materials Society*, Vol. 47, Issue 6, 1995, pp. 31-35.
- [18] R. Magdalena et al., "A Teaching Laboratory in Analog Electronics: Changes to Address the Bologna Requirements", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 51, No. 4, 2008, pp. 456-460.

Dynamic Analysis of Heat Transfers by Laplace Transform

Juan J. Luna^a, Daniel Tocados^a, Pilar Martínez^b, Vicente Barranco^c, Marta Varo^b

^aDepartment of Computer and Electronic Technology, University of Cordoba, 'Leonardo da Vinci' Building (Rabanales Campus), 14071 Cordoba, Spain

^bDepartment of Physics Applied, University of Cordoba, 'Albert Einstein' Building (Rabanales Campus), 14071 Cordoba, Spain

^cDepartment of Electrical Engineering, University of Cordoba, 'Leonardo da Vinci' Building (Rabanales Campus), 14071 Cordoba, Spain

Abstract. In this paper a new method for the computational analysis of the dynamic behavior of bodies involved in calorific transfer processes is presented. This technique facilitates the thermal studies carried out in the engineering and science fields. The solution presented is based on Laplace direct transform application in order to solve the differential equations that characterizes one-way heat conduction. In this way, fast and precise results of the dynamic process are obtained, without the need of applying finite differences methods which result in high computational loads.

Keywords: Computational analysis, heat transfer, Laplace transform, thermal transfer function.

PACS: 44.05.+e, 44.10.+i, 85.30.-z

INTRODUCTION

In all scientific-technological applications a necessary study to clearly identify the main sources of heat is achieved [1]. Simultaneously, this analysis, whose aim is to avoid temperatures of the system components higher than admissible ones, provides a solution vector for the driving and dissipation of this energy, to get the correct speed and operation conditions [2].

In many cases, such as the engineering projects, it only interests to know the permanent state of the temperatures in the different heat transfers [3]. This way of heat transfer study, illustrated in the Figure 1, can be enunciated, in its most basic formulation, by the simple equation (1), where P_{th} (heat power) is a constant or an average value [4] and R_{th} (thermal resistance) depends on the transfer mode and conditions of thermal energy [5].

$$T_1 - T_2 \equiv \Delta T = R_{th} \cdot P_{th} \quad (1)$$

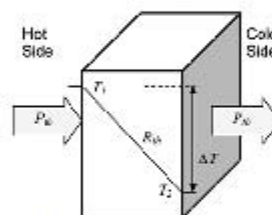


FIGURE 1. Heat transfer for stationary state.

The thermal energy can be transferred by three different ways [2, 6]: conduction, when the heat exchange is produced in solid state bodies; convection, when the heat exchange is produced between solid plates and fluids or between fluids; and radiation, when the heat transfer is produced by irradiation of electromagnetic energy.

The study for stationary state is not valid with cyclic heat sources (very often in the electronic devices), since a value of ΔT very different from the real one would be obtained, by commutations effect [7]. This is especially truth, when the commutation period is similar magnitude order that the thermal time constant of the assembly.

THERMAL TRANSFER FUNCTION FOR DYNAMIC STATE

According to the first law of the thermodynamics, the heat produced (E_{th_p}) in the hot side should be equal to the sum of the heat absorbed (E_{th_A}) by the body and the heat transferred (E_{th_T}) (Figure 2).

$$E_{th_p} = E_{th_A} + E_{th_T} \quad (2)$$

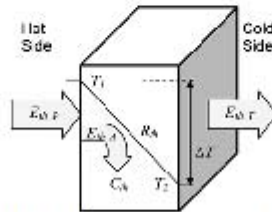


FIGURE 2. Heat transfer for transitory state.

If each E_{th} term of the equation (2) is substituted by its expression for a differential of time [7], it would result:

$$P_{th_p} \cdot dt = C_{th} \cdot d(\Delta T) + \frac{\Delta T}{R_{th}} \cdot dt \quad (3)$$

The thermal resistance (R_{th}) for the conduction heat transfer can be expressed by the following equation:

$$R_{th} = \frac{L}{k \cdot A} \quad (4)$$

where: k is the material thermal conductivity (in $W/K \cdot m$), L is the transfer length (in m) and A is the transfer cross area (in m^2). C_{th} is the specific heat capacity of the body involved in the heat transfer and it is also called thermal inertia, since it represents a delay in the temperature rise [2]. It can be calculated by the following expressions:

$$C_{th} = m \cdot c_e \quad (5)$$

$$C_{th} = V \cdot c_{ev} \quad (6)$$

where: m is the mass of the body (in kg), c_e and c_{ev} are the mass specific heat and volumetric specific heat of the material respectively (in $J/K \cdot kg$ and $J/K \cdot m^3$), V is the body volume (in m^3) [6]. The method developed in this paper can be applied to the other ways of heat transfer.

Once the differential equation (3), which denotes the dynamics of the heat transfer [2], is obtained, designating the thermal conductance by $G_{th} = 1/R_{th}$, it can be mathematically operated into equation (7). From it and applying Laplace direct transform, a function in the s complex plane is obtained (8). Thereby, those functions difficult to be solved in the time domain are transformed into more simple ones in the complex domain of the s variable [8, 9].

$$P_{th_p}(t) = C_{th} \cdot \frac{d(\Delta T)}{dt} + G_{th} \cdot \Delta T(t) \Rightarrow \quad (7)$$

$$\Rightarrow P_h(s) = C_{th} \cdot s \cdot \Delta T(s) + G_{th} \cdot \Delta T(s) \quad (8)$$

Operating from equation (8), the Thermal Transfer Function (TTF), which defines mathematically the thermal energy exchange between the hot side and the cold side, is obtained [2, 7].

$$\frac{\Delta T(s)}{P_h(s)} = \frac{1}{C_{th} \cdot s + G_{th}} \quad (9)$$

MODELING WITH NUMERICAL TOOLS AND PRACTICAL APPLICATION

From equation (9) and using numerical tools, such as Matlab/Simulink, that can work with algebra of blocks, a model for the one-way thermal conduction in a simple body of homogeneous material can be implemented [10]. Thereby, fast simulations of thermal transfers can be developed with an important reduction of computational load [7].

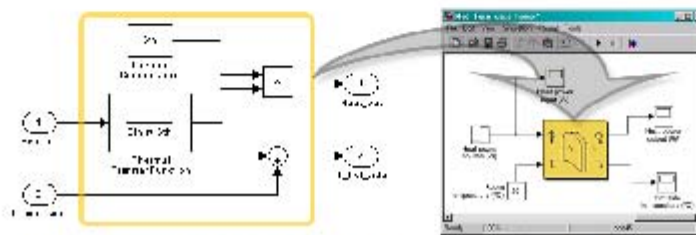


FIGURE 3. Modeling of the one-way thermal conduction with TTF in Matlab/Simulink.

Figure 3 shows a suitable model for simple bodies. Complex heterogeneous structures can be created by means of joining a group of simple bodies [7], as in Figure 4 is illustrated.

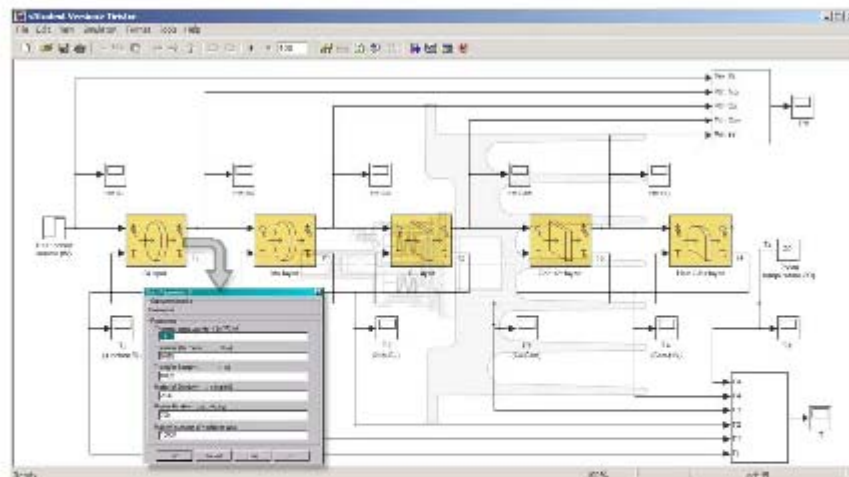


FIGURE 4. Modeling of a transistor with its heat sink with TTF in Matlab/Simulink.

Through the concatenation of simple homogeneous bodies, heterogeneous bodies of multiple layers can be modeled. As a practical example, the TTF model of a tiristor is represented in Figure 4, where the real physic device appears in the background of the Matlab/Simulink window screenshot [7].

The active zone of this device, where the losses of power are generated, is located in the layer of semiconductor material (silicon). The calorific flux between different layers is transmitted through the contact surfaces so that in each element, one part of the received heat is stored and the remainder is transferred to the following element (from the Si layer to the Mo layer, from the Mo layer to the Cu layer, etc.). At the end of heat transfer process, almost all the heat generated into device is transferred to the environment by the heat sink [7, 9].

The unidirectional heat transfer phenomenon can be modeled intuitively by means of the combination of TTF elements in Matlab/Simulink, introducing the physical data of the device layers in the simulation environment. This performance is very useful for the students of industrial electronics engineering, when they carry out practices about the power devices, as consequence of their high power values (>10000W in some commercial models) [5, 7].

Also, the TTF method has been used satisfactorily in multi-physic simulation of printed circuit boards research projects, where is necessary to calculate the correct heat sink for electronic devices and assemblies.

CONCLUSIONS

In this paper a simple resolution method has been developed to determine the thermodynamic behavior of bodies subjected to a heat source and to a specific room temperature. This method is based on Laplace direct Transform applications in order to solve the differential equations that represent the different ways of thermal transfers, not only for the transitory state but also for the stationary one.

Thanks to the simplification of mathematical calculations of this method, the temporary evolution of the heat power and temperature parameters are obtained, quickly and with a low computational load, having the input power, the environmental temperature and the constructive parameters data. The computational cost has been verified by Windows XP tools. Consequently, this method is suitable for its application in the university education, in projects of engineering and in research.

REFERENCES

1. J. J. Luna, *Diseño de circuitos impresos*, Córdoba: Editorial Martínez Bernia y Asociados, 1999, pp. 86-122.
2. J. P. Holman, *Heat Transfer*, New York: McGraw-Hill, 2002, pp. 34-201.
3. D. S. Steinberg, *Cooling Techniques for Electronic Equipment*, New York: Wiley-Interscience, Inc., 1991, pp. 24-181.
4. J. H. Janssen et al., "Demonstration of the use of compact models" in *Package Thermal Analysis*, 6th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems, Budapest, 2000, pp. 223-224.
5. J. J. Luna et al., "Diseño de Equipos Electrónicos. Una metodología finalista que incluya la síntesis de sistemas complejos", XVIII Congreso Internacional de Ingeniería de Proyectos, Córdoba, 1998, pp.18-25.
6. A. F. Mills, *Transferencia de calor*, México: IRWIN, 1995, pp. 32-138.
7. J. J. Luna et al., "Modelado y simulación con MATLAB de las pérdidas o transferencias caloríficas en dispositivos eléctricos y electrónicos industriales", XVIII Reunión de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica, Vigo, 2003, pp. 72-78.
8. M. R. Spiegel, *Transformadas de Laplace*, México: McGraw Hill, 1991, pp. 26-162.
9. M. Janicki et al., "Thermal analysis of layered electronic circuits with Green's functions", *Microelectronics Journal* 38 (2), 177-184 FEB (2007).
10. A. Moreno, *Trabajando con MATLAB y con la Control System Toolbox*, Madrid: RA-MA, 1999, pp. 12-207.

ANEXO 2 CÓDIGO SIMUL-EMI II

A2.1 VENTANA PRINCIPAL

```

function varargout = SIMULEMI_II(varargin)
% SIMULEMI_II M-file for SIMULEMI_II.fig

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @SIMULEMI_II_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @SIMULEMI_II_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [], ...
                  'gui_Callback',   []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargin
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

clear all
clc

% --- Executes just before SIMULEMI_II is made visible.
function SIMULEMI_II_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
scrsz=get(0,'ScreenSize');
pos_act=get(gcf,'Position');
xr=scrsz(3)-pos_act(3);
xp=round(xr/2);
yr=scrsz(4)-pos_act(4);
yp=round(yr/2);
set(gcf,'Position',[xp yp pos_act(3) pos_act(4)]);

% Choose default command line output for SIMULEMI_II
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = SIMULEMI_II_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)

varargout{1} = handles.output;

% --- Executes on button press in text1.
function text1_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes when user attempts to close figure1.
function figure1_CloseRequestFcn(hObject, eventdata, handles)
%opc=questdlg('¿Seguro que desea salir de SIMULEMI
II?', 'SALIR', 'SI', 'NO', 'NO');
%if strcmp(opc, 'NO')
%    return
%end
delete(hObject);

% --- Executes on button press in pushbutton5.
function pushbutton5_Callback(hObject, eventdata, handles)
opc=questdlg('¿Desea salir de SIMULEMI II?', 'SALIR', 'SI', 'NO', 'NO');
if strcmp(opc, 'SI')
    close SIMULEMI_II
end

% --- Executes on button press in pushbutton4.
function pushbutton4_Callback(hObject, eventdata, handles)
DATOS

```


Bibliografía

```
vector(definicion_apertura(i)+10)          vector(definicion_apertura(i)+11)
vector(definicion_apertura(i)+12) vector(definicion_apertura(i)+13)];
    ADC(i)=vector_anchura_pista(1)-48 + (vector_anchura_pista(3)-48)*0.1 +
(vector_anchura_pista(4)-48)*0.01 + (vector_anchura_pista(5)-48)*0.001 +
(vector_anchura_pista(6)-48)*0.0001 + (vector_anchura_pista(7)-48)*0.00001;

    ADC(i);

    hayC=1;
else
    if hayC==0
        ADC=0;
    end
end

    if vector(definicion_apertura(i)+5)==82          %82 es el caracter ASCII de
la R
alto_vector_anchura_pista=[vector(definicion_apertura(i)+7)
vector(definicion_apertura(i)+8)          vector(definicion_apertura(i)+9)
vector(definicion_apertura(i)+10)        vector(definicion_apertura(i)+11)
vector(definicion_apertura(i)+12) vector(definicion_apertura(i)+13)];
    ancho_vector_anchura_pista=[vector(definicion_apertura(i)+15)
vector(definicion_apertura(i)+16)          vector(definicion_apertura(i)+17)
vector(definicion_apertura(i)+18)        vector(definicion_apertura(i)+19)
vector(definicion_apertura(i)+20) vector(definicion_apertura(i)+21)];
    ADR_X(i)=alto_vector_anchura_pista(1)-48          +
(alto_vector_anchura_pista(3)-48)*0.1 + (alto_vector_anchura_pista(4)-48)*0.01
+ (alto_vector_anchura_pista(5)-48)*0.001 + (alto_vector_anchura_pista(6)-
48)*0.0001 + (alto_vector_anchura_pista(7)-48)*0.00001;
    ADR_Y(i)=ancho_vector_anchura_pista(1)-48          +
(ancho_vector_anchura_pista(3)-48)*0.1 + (ancho_vector_anchura_pista(4)-
48)*0.01 + (ancho_vector_anchura_pista(5)-48)*0.001 +
(ancho_vector_anchura_pista(6)-48)*0.0001 + (ancho_vector_anchura_pista(7)-
48)*0.00001;

    ADR_X(i);
    ADR_Y(i);

    hayR=1;
else
    if hayR==0
        ADR_X=0;
    end
end
end

if hayC~=0
    if hayR~=0
        cerosADC=find(ADR_X>0);
        ADC(cerosADC)=ADR_X(cerosADC); %Dejamos todas las aperturas en un solo vector
y
        AD=ADC; %además de forma ordenada(D11, D12, D13,...)
        cuadrado=1;
        circulo=1;
    end
end
if hayC==0
    if hayR~=0
        AD=ADR_X;
        cerosADC=find(ADR_X>0);
        cuadrado=1;
        circulo=0;
    end
end
if hayC~=0
    if hayR==0
        AD=ADC;
        cerosADC=find(ADC>0);
        circulo=1;
        cuadrado=0;
    end
end
end
```

```

%*****
%*****
% EXTRACCION DE LAS COORDENADAS DEL FICHERO GERBER %

winopen('RecuperarCoordenadas.xls');
[coordenadas,operacion]=xlsread('coordenadas.xls');
coordenadas1(1,:)=coordenadas(1,:);
coordenadas1(2,:)=coordenadas(2,:);
coordenadas(1,:)=coordenadas(1,:)*factorX;
coordenadas(2,:)=coordenadas(2,:)*factorY;
longitud_coordenadas=length(coordenadas);
longitud_operacion=length(operacion);

%*****
%*****
% DIBUJAR CIRCUITO y CALCULO DE VARIABLES %

CoordX=coordenadas(1,:);
Xmax=max(CoordX);
Xmin=min(CoordX);
CoordY=coordenadas(2,:);
Ymax=max(CoordY);
Ymin=min(CoordY);

axis([(Xmin*0.98) (Xmax*1.02) (Ymin*0.98) (Ymax*1.02)])
title('ESQUEMA DEL CIRCUITO IMPRESO')

n=3;
longcerosADC=length(cerosADC);
contflashes=0; %Contador de flashes
for i=1:2:longitud_coordenadas*2
n=n+4;

if (n)<(longitud_operacion*4)
    if char(operacion(n))=='D03'
        contflashes=contflashes+1;
        coordflashesX(n)=coordenadas(i)/factorX; %guarda las coordenadas de
flashes
        coordflashesY(n)=coordenadas(i+1)/factorY;
        zz=find(coordflashesX>0);
        zx=find(coordflashesY>0);
        coordflashesX=coordflashesX(zz);
        coordflashesY=coordflashesY(zx);

        t=char(operacion(n+1)); %Para ver el tipo de apertura
D11,D12,...
        if t(2)-48==2
            G=((sum(t)-(118+48))+10);
        else
            G=((sum(t)-(117+48)));
        end
        flashR=0; %Convertimos al número que nos
interesa
        if longcerosADC>1
            if cuadrado==1 %Comparamos el tercer valor de
D11,D12,..., es decir,
                for k=1:length(cerosADC) %el 1,2,3,...,con el ADR para
ver
                    if cerosADC(k) == (t(3)-48) %si el flash es circular o
rectangular.
                        hold on

plot(coordenadas(i),coordenadas(i+1),'s','MarkerSize',AD(G)*144,'MarkerFaceCol
or','b')

                        pause(0.2)
                        flashR=1; %Para verificar que se 'pintó'
cuadrada.

                        break
                    else
                        continue
                end
            end
        end
    end
end

```

Bibliografía

```
end
end
end
    if circulo==1
        if flashR==0;
            hold on
plot(coordenadas(i),coordenadas(i+1),'o','MarkerSize',AD(G)*144,'MarkerFaceCol
or','b')
            pause(0.2)
            end
        end
    else
        if cerosADC(1) == (t(3)-48)
            hold on
plot(coordenadas(i),coordenadas(i+1),'s','MarkerSize',AD(G)*144,'MarkerFaceCol
or','b')
            pause(0.2)
            elseif cerosADC(1) ~= (t(3)-48)
                hold on
plot(coordenadas(i),coordenadas(i+1),'o','MarkerSize',AD(G)*144,'MarkerFaceCol
or','b')
            pause(0.2)
        end
    end
end
end
%-----%
if (n)<(longitud_operacion*4)-1
    xini=coordenadas(i);
    yini=coordenadas(i+1);
    if char (operacion(n+4))=='D01'
        xfin=coordenadas(i+2);
        yfin=coordenadas(i+3);
        l(i)=sqrt((xfin - xini)^2 + (yfin-yini)^2);
        v=find(l>0);
        %Obtenemos la longitud (en pulgadas
y en milímetros) para cada pista
        Lpulgadas=l(v);
        Lmilimetros=(Lpulgadas).*(25.4);
        xi(i)=coordenadas1(i); yi(i)=coordenadas1(i+1); %coordenadas de
cada pista
        xf(i)=coordenadas1(i+2); yf(i)=coordenadas1(i+3);
        aa=find(xi>0);
        ab=find(xf>0);
        ac=find(yi>0);
        ad=find(yf>0);
        xi=xi(aa); yi=yi(ac);
        xf=xf(ab); yf=yf(ad);
        if char(operacion(n+1))=='D11'
            a=AD(1)*144;
            b=AD(1);
        elseif char(operacion(n+1))=='D12'
            a=AD(2)*144;
            b=AD(2);
        elseif char(operacion(n+1))=='D13'
            a=AD(3)*144;
            b=AD(3);
        elseif char(operacion(n+1))=='D14'
            a=AD(4)*144;
            b=AD(4);
        elseif char(operacion(n+1))=='D15'
            a=AD(5)*144;
```

```

        b=AD(5);
    elseif char(operacion(n+1))=='D16'
        a=AD(6)*144;
        b=AD(6);
    elseif char(operacion(n+1))=='D17'
        a=AD(7)*144;
        b=AD(7);
    elseif char(operacion(n+1))=='D18'
        a=AD(8)*144;
        b=AD(8);
    elseif char(operacion(n+1))=='D19'
        a=AD(9)*144;
        b=AD(9);
    else
        a=Dsiguientes(1)*144;
        b=Dsiguientes(1);
    end
    if xini==xfin
        if yini>yfin
            Y=yini:-0.005:yfin;
            for m=1:length(Y)
                line([xini xfin],[yini Y(m)],'LineWidth',a)
                %pause(0.00001)
            end
        elseif yini<yfin
            Y=yini:0.005:yfin;
            for m=1:length(Y)
                line([xini xfin],[yini Y(m)],'LineWidth',a)
                %pause(0.00001)
            end
        end
    elseif yini==yfin
        if xini>xfin
            X=xini:-0.005:xfin;
            for m=1:length(X)
                line([xini X(m)],[yini yfin],'LineWidth',a)
                %pause(0.00001)
            end
        elseif xini<xfin
            X=xini:0.005:xfin;
            for m=1:length(X)
                line([xini X(m)],[yini yfin],'LineWidth',a)
                %pause(0.00001)
            end
        end
    else
        line([xini xfin],[yini yfin],'LineWidth',a)
        %pause(0.2)
    end
end

w(i)=b;                                anchura (en pulgadas y en milímetros) para
cada pista
q=find(w>0);
Wpulgadas=w(q);
Wmilímetros=w(q).*(25.4);

    else
        continue
    end

end

end
end

for k=1:length(Lmilímetros)
    pistas(k)=[k];                       %Tenemos así las pistas que hay ordenadas
según el gerber
end

```

Bibliografía

```
%*****  
%*****  
% CALCULO DE LA DISTANCIA ENTRE PISTAS %  
  
single(xi);  
single(xf);  
single(yi);  
single(yf);  
for k=1:length(pistas)  
    for m=1:length(pistas)  
        entre(k,m)=0;  
    end  
end  
for i=1:length(pistas)-1  
    if xi(i)==xf(i) %Son pistas verticales  
        if yi(i)>yf(i)  
            cY=yf(i):1:yi(i);  
        else  
            cY=yi(i):1:yf(i);  
        end  
        for j=(i+1):1:length(pistas)  
            encontrado=0; %Inicializamos  
            if xi(j)==xf(j) %compara con las demás pistas  
                if yi(j)>yf(j)  
                    YY=yf(j):1:yi(j);  
                    encontrado=findstr(cY,YY); %Buscamos que coincidan rangos  
                else  
                    YY=yi(j):1:yf(j);  
                    encontrado=findstr(cY,YY); %Buscamos que coincidan rangos  
                end  
                if encontrado>=1 %Coinciden en intervalos  
                    a=abs(xi(i)-xi(j));  
                    entre(i,j)= a.*factorY;  
                else  
                    continue  
                end  
            end  
        end  
    end  
    if yi(i)==yf(i) %Son pistas horizontales  
        if xi(i)>xf(i)  
            cX=xf(i):1:xi(i);  
        else  
            cX=xi(i):1:xf(i);  
        end  
        for j=(i+1):1:length(pistas)  
            if yi(j)==yf(j) %Comparamos con las demás pistas  
                if xi(j)>xf(j)  
                    XX=xf(j):1:xi(j);  
                    encontrado=findstr(cX,XX); %Busca coincidan rangos de  
                else  
                    XX=xi(j):1:xf(j);  
                    encontrado=findstr(cX,XX); %Busca coincidan rangos de  
                end  
                if encontrado>=1 %Coinciden en intervalos  
                    a=abs(yi(i)-yi(j));  
                    entre(i,j)= a.*factorX;  
                else  
                    continue  
                end  
            end  
        end  
    end  
end
```

```

end
end
end
end
entre=entre.*25.4;

%*****
%*****
%CALCULO DE IMPEDANCIAS%

for i=1:length(Lmilímetros)
R(i)=(resistividad*Lmilímetros(i)/(Wmilímetros(i)*e));
L(i)=abs(((200)*Lmilímetros(i))/1000)*log(2*pi*(h/Wmilímetros(i)));
%expresadas en nH
C(i)=0.31*(e/Wmilímetros(i))*Lmilímetros(i); %Están expresadas en pF

end
contador=0;
for k=1:length(pistas)
for m=1:length(pistas)
if entre(k,m)>0 %Condición impuesta tras el estudio de Cmutua con
distintos
if entre(k,m)<15 % valores de la distancia, espesor y anchura
de pista.
contador=contador+1;
M(contador)=abs((1e-7/1000)*log(1+((2*h)/entre(k,m))^2));
Cmutua(contador)=0.23*(1+permitividad_r)*log10(1+(2*Wmilímetros(k)/entre(k,m))
+50.8*Wmilímetros(k)+(Wmilímetros(k))^2/entre(k,m)^2));
pista1(contador)=k;
pista2(contador)=m;
else
contador=contador+1;
end
end
end
end

o=find(pista1>0); %Este vector es el mismo para los tres.
pista1=pista1(o);
pista2=pista2(o);
Cmutua=Cmutua(o); %Son pF y se tendrá en cuenta a la hora de pasar el valor
al netlist

for i=1:length(pista1)
if Lmilímetros(pista1(i))>=Lmilímetros(pista2(i))
Cmutua(i)=Cmutua(i)*Lmilímetros(pista2(i));
else
Cmutua(i)=Cmutua(i)*Lmilímetros(pista1(i));
end
end

%*****
%*****
% NUDOS %

n=-2;
r=0;
z=0;
for i=1:length(pistas)
n=n+2;
a=0;
if r==1
n=n+1;
end
if z==1;
for j=1:3
nudos(i,j)=j+n+1;
end
end
for m=1:length(coordflashesX)
if a==1

```

Bibliografía

```
        z=1;
        break %Si se ha encontrado el flash nos tenemos que salir.
    end
    if i==1
        if ((xf(i)+ yf(i))-(coordflashesX(m)+ coordflashesY(m)))== 0
%Se ha encontrado un flash
            r=1;
            a=1;
        end
        for j=1:3
            nudos(i,j)=j;
        end
    else
        if ((xf(i)+ yf(i))-(coordflashesX(m)+ coordflashesY(m)))== 0
%Se ha encontrado un flash

            for j=1:3

                nudos(i,j)=j+n;
                r=1;
                a=1;
            end

        else
            for j=1:3
                nudos(i,j)=j+n;
                r=0;
                z=0;
            end
        end
    end
end
end

end

% Detector de bifurcaciones %

for i=1:length(xf)
    for j=1:length(xf)
        if ((xi(i)+yi(i))-(xf(j)+yf(j)))==0
            fila1(i)=[i];
            fila2(i)=[j];
            break
        else
            fila1(i)=0;
            fila2(i)=0;
        end
    end
end
for i=1:length(fila1)
    if fila1(i)-fila2(i)==1
        fila1(i)=0;
        fila2(i)=0;
    end
end
aaa=find(fila1>0);
fila1=fila1(aaa);
fila2=fila2(aaa); %Serán los mismos

for k=1:length(fila1)
    nudos(fila2(k),3)=nudos(fila1(k),1);
    nudos(fila2(k)+1,1)=nudos(fila1(k),1);
end

nudos=nudos(pistas,:); %Para eliminar el posible desbordamiento

%*****
%*****
% EXTRACCION DE LA POSICION DE LOS PINES %
```



```

winopen('RecuperarReport.xls');
[posicion,valor]=xlsread('report.xls');
posicion=posicion*10^2;
single(posicion);
for i=1:length(posicion)
    for k=1:(length(xi)) %Para evitar coincidencias
        if (posicion(i)==xi(k))
            if (posicion(i+length(posicion))==yi(k))
                nudocomponente(i)=nudos(k,1);
                componente(i)=valor(i+1);
                valorcomponente(i)=valor(1+i+length(valor));
                break
            end
        end
        if (posicion(i)==xf(k))
            if (posicion(i+length(posicion))==yf(k))
                nudocomponente(i)=nudos(k,3);
                componente(i)=valor(i+1);
                valorcomponente(i)=valor(i+length(valor)+1);
                break
            end
        end
    end
end
end

for n=1:length(componente)
    for m=n:length(componente)
        if (n~=m)
            if (char(componente(n))==char(componente(m)))
                mismocomponente(n)=m;
                break
            end
        end
    end
end
end

%*****
%*****
%NETLIST%

global pista1 pista2 pistas componente nudocomponente valorcomponente
mismocomponente nudos R L C Cmutua

NETLIST
uiwait

pause (1)
close SIMULEMI_II

%FIN DEL PROGRAMA%
%*****
%*****

```

A2.2 VENTANA DE DATOS

```

function varargout = DATOS(varargin)
% DATOS M-file for DATOS.fig
% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @DATOS_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @DATOS_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [] , ...
                  'gui_Callback',   []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargin
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before DATOS is made visible.
function DATOS_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
scrsz=get(0,'ScreenSize');
pos_act=get(gcf,'Position');
xr=scrsz(3)-pos_act(3);
xp=round(xr/2);
yr=scrsz(4)-pos_act(4);
yp=round(yr/2);
set(gcf,'Position',[xp yp pos_act(3) pos_act(4)]);

handles.output = hObject;

guidata(hObject, handles);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = DATOS_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

% --- Executes on button press in pushbutton1.
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)

function edit1_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function intro_frecuencia_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function intro_frecuencia_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function otra_conductividad_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function otra_conductividad_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function otro_dielectrico_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function otro_dielectrico_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function otro_espesor_placa_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function otro_espesor_placa_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function selec_forma_onda_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in selec_espesor_pista.
function selec_espesor_pista_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function selec_espesor_pista_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in selec_espesor_placa.
function selec_espesor_placa_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function selec_espesor_placa_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in selec_dielectrico.
function selec_dielectrico_Callback(hObject, eventdata, handles)
global permitividad_r
valor_dielectrico=get(handles.selec_dielectrico,'Value');
switch valor_dielectrico
case 1
    set(handles.dielectrico,'String','');
    set(handles.Permitividad,'String','');
case 2
    set(handles.dielectrico,'String','Aceite mineral');
    set(handles.Permitividad,'String','2.2023');
    permitividad_r=2.2024;
case 3
    set(handles.dielectrico,'String','Acetona');
    set(handles.Permitividad,'String','21.5717');
    permitividad_r=21.5717;
end

```

Bibliografía

```
case 4
    set(handles.dielectrico,'String','Aire');
    set(handles.Permitividad,'String','0.9984');
    permitividad_r=0.9984;
case 5
    set(handles.dielectrico,'String','Agua destilada');
    set(handles.Permitividad,'String','9.1482');
    permitividad_r=9.1482;
case 6
    set(handles.dielectrico,'String','Baquelita');
    set(handles.Permitividad,'String','7.3412');
    permitividad_r=7.3412;
case 7
    set(handles.dielectrico,'String','Caucho');
    set(handles.Permitividad,'String','3.9529');
    permitividad_r=3.9529;
case 8
    set(handles.dielectrico,'String','Madera');
    set(handles.Permitividad,'String','3.9529');
    permitividad_r=3.9529;
case 9
    set(handles.dielectrico,'String','Papel duro');
    set(handles.Permitividad,'String','5.5906');
    permitividad_r=5.5906;
case 10
    set(handles.dielectrico,'String','PVC');
    set(handles.Permitividad,'String','3.9529');
    permitividad_r=3.9529;
case 11
    set(handles.dielectrico,'String','Vidrio');
    set(handles.Permitividad,'String','5.6470');
    permitividad_r=5.647;
case 12
    set(handles.dielectrico,'String','Otro (a especificar)');
    set(handles.Permitividad,'String','');
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function selec_dielectrico_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in selec_conductor.
function selec_conductor_Callback(hObject, eventdata, handles)
global resistividad
res=get(handles.selec_conductor,'Value');

switch res
case 1
    set(handles.conductor,'String','');
    set(handles.conductividad,'String','');
case 2
    set(handles.conductor,'String','Plata');
    set(handles.conductividad,'String','16.2');
    resistividad=1.62e-11;
case 3
    set(handles.conductor,'String','Cobre');
    set(handles.conductividad,'String','17.6');
    resistividad=1.76e-11;
case 4
    set(handles.conductor,'String','Oro');
    set(handles.conductividad,'String','24.0');
    resistividad=2.4e-11;
case 5
    set(handles.conductor,'String','Aluminio');
    set(handles.conductividad,'String','28.3');
    resistividad=8e-11;
case 6
    set(handles.conductor,'String','Latón');
```

```

        set(handles.conductividad,'String','28.3');
        resistividad=8e-11;
    case 7
        set(handles.conductor,'String','Estaño');
        set(handles.conductividad,'String','115.0');
        resistividad=11.5e-11;
    case 8
        set(handles.conductor,'String','Otro (a especificar)');
        set(handles.conductividad,'String','');
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function conductorconductor_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in edit7.
function edit7_Callback(hObject, eventdata, handles)
global f
valor_frecuencia=get(handles.intro_frecuencia,'String');
valor_frecuencia=str2num(valor_frecuencia);
f=valor_frecuencia;
if valor_frecuencia<0 || isnan(valor_frecuencia)
    errordlg('Valor fuera de rango')
    return
end
set(handles.frecuencia,'String',valor_frecuencia);

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit7_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes on button press in pushbutton3.
function pushbutton3_Callback(hObject, eventdata, handles)
global h
h=get(handles.otro_placa,'String');
h=str2num(h);
if h<0 || isnan(h)
    errordlg('Valor fuera de rango')
    return
end
set(handles.placa2,'String',h);

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pushbutton3_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes on button press in pushbutton4.
function pushbutton4_Callback(hObject, eventdata, handles)
global permitividad
permitividad_r=get(handles.otro_dielectrico,'String');
permitividad_r=str2num(permitividad_r);
if permitividad_r<0 || isnan(permitividad_r)
    errordlg('Valor Fuera de rango')
    return
end
set(handles.dielectrico2,'String',permitividad_r);

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pushbutton4_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes on button press in pushbutton5.
function pushbutton5_Callback(hObject, eventdata, handles)
global resistividad
resistividad=get(handles.otra_conductividad,'String');
resistividad=str2num(resistividad);
if resistividad<0 || isnan(resistividad)
    errordlg('Valor Fuera de rango')
    return
end
set(handles.conductor2,'String',resistividad);

```

Bibliografía

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pushbutton5_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function frecuencia_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function forma_onda_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pista_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function placa_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function placa2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function dielectrico_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function dielectrico2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function conductor_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function conductor2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function popupmenu6_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in conductordielectricow.
function conductordielectricow_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function conductordielectricow_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function selec_conductor_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in selec_placa.
function selec_placa_Callback(hObject, eventdata, handles)
global h
espesorPCB=get(handles.selec_placa,'Value');
switch espesorPCB
    case 1
        set(handles.placa,'String','');
    case 2
        set(handles.placa,'String','0.0040 (0.101 mm)');
        h=0.101;
    case 3
        set(handles.placa,'String','0.0050 (0.127 mm)');
        h=0.127;
    case 4
```

```

        set(handles.placa, 'String', '0.0066 (0.168 mm)');
        h=0.168;
    case 5
        set(handles.placa, 'String', '0.0080 (0.203 mm)');
        h=0.203;
    case 6
        set(handles.placa, 'String', '0.0100 (0.254 mm)');
        h=0.254;
    case 7
        set(handles.placa, 'String', '0.0120 (0.305 mm)');
        h=0.305;
    case 8
        set(handles.placa, 'String', '0.0133 (0.338 mm)');
        h=0.338;
    case 9
        set(handles.placa, 'String', '0.0160 (0.406 mm)');
        h=0.406;
    case 10
        set(handles.placa, 'String', '0.0166 (0.422 mm)');
        h=0.422;
    case 11
        set(handles.placa, 'String', '0.0200 (0.508 mm)');
        h=0.508;
    case 12
        set(handles.placa, 'String', '0.0250 (0.625 mm)');
        h=0.625;
    case 13
        set(handles.placa, 'String', '0.0300 (0.762 mm)');
        h=0.762;
    case 14
        set(handles.placa, 'String', '0.0320 (0.813 mm)');
        h=0.813;
    case 15
        set(handles.placa, 'String', '0.0500 (1.270 mm)');
        h=1.27;
    case 16
        set(handles.placa, 'String', '0.0600 (1.524 mm)');
        h=1.524;
    case 17
        set(handles.placa, 'String', '0.0620 (1.570 mm)');
        h=1.570;
    case 18
        set(handles.placa, 'String', '0.0750 (1.905 mm)');
        h=1.905;
    case 19
        set(handles.placa, 'String', '0.1000 (2.540 mm)');
        h=2.54;
    case 20
        set(handles.placa, 'String', '0.1250 (3.170 mm)');
        h=3.17;
    case 21
        set(handles.placa, 'String', 'Otro (a especificar)');
end

% --- Executes on selection change in selec_pista.
function selec_pista_Callback(hObject, eventdata, handles)
global e
espesor=get(handles.selec_pista, 'Value');
switch espesor
    case 1
        set(handles.pista, 'String', '');
    case 2
        set(handles.pista, 'String', '18  $\mu\text{m}$ ');
        e=18*10^-3;
    case 3
        set(handles.pista, 'String', '35  $\mu\text{m}$ ');
        e=35*10^-3;
    case 4
        set(handles.pista, 'String', '70  $\mu\text{m}$ ');
        e=70*10^-3;
    case 5
        set(handles.pista, 'String', '105  $\mu\text{m}$ ');

```

Bibliografía

```
e=105*10^-3;
end

function intro_amplitud_Callback(hObject, eventdata, handles)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function intro_amplitud_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton6.
function pushbutton6_Callback(hObject, eventdata, handles)
global Amplitud
Amplitud=get(handles.intro_amplitud,'String');
Amplitud=str2num(Amplitud);
if Amplitud<0 || isnan(Amplitud)
    errordlg('Valor Fuera de rango')
    return
end
set(handles.valor_amplitud,'String',Amplitud);

% --- Executes on selection change in selec_onda.
function selec_onda_Callback(hObject, eventdata, handles)
global onda
onda=get(handles.selec_onda,'Value');
switch onda
    case 1
        set(handles.tipo_onda,'String','');
    case 2
        set(handles.tipo_onda,'String','Senoidal');
        onda = 2;
    case 3
        set(handles.tipo_onda,'String','Cuadrada');
        onda = 1;
    case 4
        set(handles.tipo_onda,'String','Triangular');
        onda = 3;
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function selec_onda_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit12_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit12 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

function edit12_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit12 (see GCBO)
%           See ISPC and COMPUTER.

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in text43.
function text43_Callback(hObject, eventdata, handles)
global offset
offset=get(handles.edit12,'String');
offset=str2num(offset);
if isnan(offset)
    errordlg('Valor Fuera de rango')
```



```

    return
end
set(handles.text44,'String',offset);

% --- Executes when user attempts to close figure1.
function figure1_CloseRequestFcn(hObject, eventdata, handles)
%opc=questdlg('¿Seguro que desea salir de SIMULEMI
II?', 'SALIR', 'SI', 'NO', 'NO');
%if strcmp(opc, 'NO')
%    return
%end

delete(hObject);

% --- Executes on button press in text2.
function text2_Callback(hObject, eventdata, handles)

close DATOS

```

A2.3 VENTANA DE APERTURA DEL ARCHIVO GERBER

```

function varargout = APERTURA_GERBER(varargin)
% APERTURA_GERBER M-file for APERTURA_GERBER.fig
% Edit the above text to modify the response to help APERTURA_GERBER

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',   gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @APERTURA_GERBER_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @APERTURA_GERBER_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [], ...
                  'gui_Callback',    []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before APERTURA_GERBER is made visible.
function APERTURA_GERBER_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)

% Choose default command line output for APERTURA_GERBER
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes APERTURA_GERBER wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = APERTURA_GERBER_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

% --- Executes on button press in pushbutton1.
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)
global vector

nombrearchivo = get(handles.edit1, 'String');
[arch,error] = fopen(nombrearchivo, 'r');

if (arch > -1)
    vector = fscanf(arch, '%c');
    res = fclose(arch);
else
    msgbox('El archivo no pudo ser abierto', 'AVISO')
    uiwait
    msgbox('El programa se cerrará en 5 segundos', 'No se ha encontrado el
archivo buscado', 'error')
    pause(1)
    msgbox('El programa se cerrará en 4 segundos', 'No se ha encontrado el
archivo buscado', 'error')
    pause(1)
    msgbox('El programa se cerrará en 3 segundos', 'No se ha encontrado el
archivo buscado', 'error')
    pause(1)
    msgbox('El programa se cerrará en 2 segundos', 'No se ha encontrado el
archivo buscado', 'error')

```

```

        pause(1)
        msgbox('El programa se cerrará en 1 segundos','No se ha encontrado el
archivo buscado','error')
        pause(1)

        exit
    end

close APERTURA_GERBER

function edit1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit1 (see GCBO)

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit1 (see GCBO)

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if      ispc      &&      isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

A2.4 VENTANA DE NOMBRE DE NETLIST

```

function varargout = NETLIST(varargin)
% NETLIST M-file for NETLIST.fig

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @NETLIST_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @NETLIST_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [], ...
                  'gui_Callback',   []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargin
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before NETLIST is made visible.
function NETLIST_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.

% Choose default command line output for NETLIST
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes NETLIST wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = NETLIST_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject handle to figure

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

function edit1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit1 (see GCBO)
% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit1 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit1 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton1.
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)

global pista1 pista2 pistas componente nudocomponente valorcomponente
mismocomponente nudos R L C Cmutua f onda Amplitud masa offset

nombreach = get(handles.edit1,'String');
[arch,error] = fopen(nombreach,'wt');

```

```

if (arch > -1)
fprintf(arch, '\tANALISIS DEL CIRCUITO USANDO SIMULEMI:\n\n', arch);
masa=0;

if onda == 1
    fprintf(arch, '%s %d %d\n%s %1.3f %1.3f %1.12f %s %s
%1.12f %1.12f\n', 'Vg', 1, 0, '+PULSE', (Amplitud)+(offset), (-
Amplitud)+(offset), 1/(2*f), '0.5p', '0.5p', (1/(2*f)), 1/f);
elseif onda == 2
    fprintf(arch, '%s %d %d %s %1.3f %1.3f %f
%s\n', 'Vg', 1, 0, 'SIN(', offset, Amplitud, f, '0 0)');
elseif onda == 3
    fprintf(arch, '%s %d %d\n%s %1.3f %1.3f %1.12f %1.12f %1.12f
%s %1.12f\n', 'Vg', 1, 0, '+PULSE', (Amplitud)+(offset), (-
Amplitud)+(offset), 1/(2*f), 1/(2*f), 1/(2*f), '0.05p', 1/f);
end

for j=1:2:length(componente)
    fprintf(arch, '%s %d %d\n', char(componente(j)), nudocomponente(j), nudocomponente(mismocomponente(j))
, char(valorcomponente(j)));
end
for j=1:2
    if j==1
    for i=1:length(pistas)
        a(i)=i;
        fprintf(arch, '%s%d %d %d %1.5f%s\n', 'Rp', a(i),
nudos(i, j), nudos(i, j+1), R(i)*1e6, 'u');
        end
        else
            for i=1:length(pistas)
                a(i)=i;
                fprintf(arch, '%s%d %d %d %1.5f%s\n', 'Lp', a(i),
nudos(i, j), nudos(i, j+1), L(i), 'n');
                fprintf(arch, '%s%d %d %d %1.5f%s\n', 'Cp', a(i),
nudos(i, j), masa, C(i), 'p');
            end
        end
    end

for k=1:length(pista1)
    a(k)=k;
    fprintf(arch, '%s%d %d %d %1.4f%s\n', 'Cpm', length(C)+a(k),
nudos(pista1(k), 2), nudos(pista2(k), 2), Cmutua(k), 'p');
end
if f>=1
    if f<=5000
        fprintf(arch, '%s\n%s\t%s\t%s\t%s\t%s\n%s', '.PROBE', '.TRAN', '0.5e-3', '10e-
3', '0', '0.5e-3', '.END');
        end
    end
if f>5000
    if f<=50000
        fprintf(arch, '%s\n%s\t%s\t%s\t%s\t%s\n%s', '.PROBE', '.TRAN', '0.5e-4', '10e-
4', '0', '0.5e-4', '.END');
        end
    end
if f>50000
    if f<=500000
        fprintf(arch, '%s\n%s\t%s\t%s\t%s\t%s\n%s', '.PROBE', '.TRAN', '0.5e-5', '10e-
5', '0', '0.5e-5', '.END');
        end
    end
if f>500000
    if f<=5000000
        fprintf(arch, '%s\n%s\t%s\t%s\t%s\t%s\n%s', '.PROBE', '.TRAN', '0.5e-6', '10e-
6', '0', '0.5e-6', '.END');
        end
    end
if f>5000000
    if f<=50000000

```

Bibliografia

```
fprintf(arch, '%s\n%s\t%s\t%s\t%s\n%s', '.PROBE', '.TRAN', '0.5e-7', '10e-7', '0', '0.5e-7', '.END');
end
end
if f>500000000
    if f<=5000000000
        fprintf(arch, '%s\n%s\t%s\t%s\t%s\n%s', '.PROBE', '.TRAN', '0.5e-8', '10e-8', '0', '0.5e-8', '.END');
        end
    end
    if f>5000000000
        fprintf(arch, '%s\n%s\t%s\t%s\t%s\n%s', '.PROBE', '.TRAN', '0.5e-9', '10e-9', '0', '0.5e-9', '.END');
        end
    end

fclose(arch);

end

close NETLIST
```

