

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

PROYECTO DE GRADO PARA LA OBTENCIÓN
DEL TÍTULO DE INGENIERÍA

DISEÑO DE ANTENA PARA CURACIONES
HEPATICAS VIA MICROONDA UTILIZANDO UN
MODELO ELECTROMAGNETICO ASIMETRICO
POR MEDIO DE CST STUDIO

Daniela Viteri Herrera

SANGOLQUÍ – ECUADOR

2009

CERTIFICACIÓN

Ing. David Andrade e Ing. José Robles Salazar MBA., certifican que el trabajo titulado **DISEÑO DE ANTENA PARA CURACIONES HEPATICAS VIA MICROONDA UTILIZANDO UN MODELO ELECTROMAGNETICO ASIMETRICO POR MEDIO DE CST STUDIO**, realizado por la Srta. Daniela Viteri Herrera, es una investigación original cuyo contenido, ideas y criterios son de exclusiva responsabilidad y autoría de la alumna.

Por lo expresado anteriormente se certifica la elaboración de este proyecto bajo nuestra dirección.

Ing. David Andrade

DIRECTOR

Ing. José Robles Salazar MBA.

CODIRECTOR

RESUMEN

A nivel mundial uno de los problemas que afecta la salud pública es el cáncer hepático, más de un millón de personas han muerto por esta causa. Este tipo de cáncer puede ser tratado exitosamente a través de una alternativa prometedora que es la ablación hepática microonda (MWA), procedimiento experimental mediante el cual una antena es insertada percutáneamente o mediante cirugía para inducir necrosis celular a través del calentamiento de tumores profundos.

El presente proyecto rediseña este tipo de antena a través de la utilización de un nuevo software denominado CST MICROWAVE STUDIO. Mediante el uso de este programa, se modela tanto la antena como el tejido hepático, para posteriormente simular la radiación de pulsos intensos del campo electromagnético dentro del tejido, permitiendo determinar con gran precisión las condiciones de radiación para tratar efectivamente tumores hepáticos profundos no resecables. De esta manera se establece un nuevo método para la creación de antenas para ablación hepática vía microonda.

Finalmente, los resultados obtenidos son comparados verificando la validez tanto de la investigación realizada por los creadores de la antena tomada como modelo para el presente proyecto, como también se verifica el correcto funcionamiento del programa utilizado para aplicaciones biomédicas.

DEDICATORIA

Dedico la presente tesis a mis dos razones de vida.

*A mi madre, quien ha sido mi escudo, mi ángel,
mi hada, quien me dio la vida, me enseñó a dar
mis primeros pasos y me ha llevado de la mano
convirtiéndome en la persona que ahora soy.*

*A mi Pulguita, mi mejor amiga, mi hermanita,
quien me ha dado la fuerza e inspiración para
seguir adelante y luchar por mis sueños.*

*Esta tesis es para ustedes, porque es nuestro
Esfuerzo.*

Las amo.

AGRADECIMIENTO

A Dios por hacer este sueño realidad.

A mi Papi, por darme todo su apoyo a lo largo de la carrera.

A mi Mami y Hermanita, porque sin ustedes no lo hubiera logrado. Gracias por estar siempre junto a mí, por guiar mi camino y brindarme su apoyo incondicional.

A mis tutores, por sus conocimientos compartidos y por ayudarme a la realización de esta tesis.

PRÓLOGO

El continuo avance científico tecnológico por el cual atraviesa la humanidad, permite interactuar el campo de la electrónica con la medicina, por tal motivo el presente trabajo quiere ser un aporte significativo considerando que el diseño y desarrollo de pequeñas antenas se convierte en una herramienta que disminuiría la morbi-mortalidad causada por el daño que sufre el hígado en muchos pacientes de nuestro país.

Estudios recientes demuestran fehacientemente que los pulsos eléctricos ultracortos se utilizan para la electro-poración de células por una parte, así como también es requerida como terapia puramente eléctrica que disuelve tumores sin necesidad de hipertermia o drogas. Estas aplicaciones clínicas requieren contar con pequeñas antenas de banda ancha que permitan radiar pulsos intensos del campo electromagnético dentro del tejido con el menor daño corporal y psicológico en el paciente.

Para la creación de este tipo de antenas se han utilizado diversos simuladores con técnicas propias que han permitido el diseño de una antena MWA hepática.

La importancia de este proyecto reside en encontrar un modelo alternativo que permita una reingeniería en el proceso de simulación para la construcción de estas pequeñas antenas de banda ancha, facilitando la producción de las mismas a escala nacional, para su aplicación médica en beneficio de los pacientes que adolecen de esta enfermedad en nuestro país.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIÓN-----	2
RESUMEN-----	3
DEDICATORIA-----	4
AGRADECIMIENTO-----	5
PRÓLOGO-----	6
ÍNDICE DE CONTENIDO-----	7
ÍNDICE DE TABLAS-----	9
ÍNDICE DE FIGURAS-----	10
ÍNDICE DE HOJAS TÉCNICAS-----	15
GLOSARIO-----	16
CONTENIDO	
Capítulo 1: Introducción	
1.1 Revisión de antenas para aplicaciones médicas-----	18
1.1.1 Terapias utilizando microondas para la curación del cáncer hepático-----	18
1.1.2 Telemetría Biomédica-----	19
1.1.3 Hipertermia usando Microonda-----	23
1.2 Terapia de cáncer a través de pulsos ultracortos de campo eléctrico-----	25
1.3 Requerimientos y desafíos en el diseño de antenas utilizadas en la medicina--	27
Capítulo 2: Ingeniería BioMédica	
2.1 Método del elemento finito para el diseño de la antena-----	29
2.2 Materiales y métodos-----	33
2.2.1 Diseño de la antena-----	33
2.2.2 Desarrollo del modelo-----	35
2.3 Validación del modelo-----	35

2.4	Resultados-----	37
Capítulo 3: Diseño de la antena utilizando CST MICROWAVE STUDIO		
3.1	Introducción a CST Microwave Studio-----	40
3.1.1	Definición del simulador CST Microwave-----	40
3.1.2	Características de CST Microwave Studio-----	42
3.1.3	(FDTD) Método del dominio del tiempo por diferencias finitas-----	45
3.1.4	(FIT) Técnica de Integración Finita-----	50
3.1.5	Procedimientos de simulación electromagnética automatizados y errores comunes-	54
3.2	Diseño de la antena-----	59
3.2.1	Elaboración de la antena utilizando CST Microwave Studio-----	59
3.2.2	Elaboración del tejido hepático utilizando CST Studio-----	87
3.2.3	Propiedades de la malla-----	102
3.2.4	Condiciones de Borde y de Simetría-----	117
3.2.5	Definición de puertos-----	125
3.3	Resultados-----	132
3.3.1	Simulación-----	132
3.3.2	Resultados obtenidos-----	138
Capítulo 4: Análisis de resultados		
4.1	Comparación de los resultados obtenidos entre la antena diseñada en FEMLAB y la antena diseñada en CST Microwave Studio-----	149
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES-----		155
ANEXOS-----		157
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS-----		170

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla. 2.1. Parámetros de los materiales de frecuencia independiente-----	35
Tabla. 2.2. Parámetros de la malla en FEMLAB-----	36
Tabla. 3.1. Fortalezas y debilidades de los métodos FDTD-----	49
Tabla. 3.2. Parámetros utilizados para el cálculo de E'' -----	97
Tabla. 4.1 Resultados obtenidos en FEMLAB y en CST-----	145

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura. 1.1. Antena de ranura de cavidad con ranura en forma de pesa propuesta como una antena implante [2]	20
Figura. 1.2. Implante PIFA con un radiador ancho no uniforme [3]	21
Figura. 1.3. Cápsula endoscopio inalámbrica [5]	21
Figura. 1.4. Antena helicoidal para cápsula endoscopio [6]	22
Figura. 1.5. Pequeña antena en forma espiral para la cápsula endoscopio [7]	22
Figura. 1.6. Estructura de la antena coaxial de ranura utilizada para hipertermia [7]	24
Figura. 1.7. Estructura de la antena coaxial de ranura con el correspondiente circuito para hipertermia [9]	24
Figura. 1.8. Estructura básica de la antena coaxial-dipolo para hipertermia [10]	25
Figura. 1.9. Completa regresión del melanoma en 65 días después del tratamiento.	26
Figura. 2.1. Propiedades dieléctricas del tejido hepático medido de un hígado bovino recién extirpadas.	33
Figura. 2.2. Esquema radial y axial de una antena coaxial de doble ranura con obturador, diseñada para ablación hepática vía microonda MWA. Todas las unidades están en mm.	34
Figura. 2.3. Modelo electromagnético asimétrico de la antena de doble ranura con obturador utilizada para la ablación hepática microonda (MWA).	37
Figura. 2.4. Distribución logarítmico SAR. Los resultados se normalizaron usando el máximo SAR obtenido.	38
Figura. 2.5. El coeficiente de reflexión simulado de la antena de doble ranura con obturador, expresada logarítmicamente La línea entrecortada representa la frecuencia de MWA de 2.45 GHz.	38
Figura. 2.6. Fotografía de la antena de doble ranura con obturador, mostrada sin catéter.	39

Figura. 2.7. Comparación de el coeficiente de reflexión experimental y simulado de la antena de doble ranura con obturador, expresada logarítmicamente. La antena fue simulada y medida en solución salina en lugar del hígado para garantizar un medio homogéneo para una mejor validación.	39
Figura. 3.1. Malla FDTD bidimensional (celdas de Yee) para el caso TM-y.	46
Figura. 3.2. Método de saltos de rana	48
Figura. 3.3. Discretización espacial de las ecuaciones de Maxwell	50
Figura. 3.4. Aplicando el esquema FIT de la Ley de Faraday.	51
Figura. 3.5. Esquema Salto rana aplicado a FIT en el dominio del tiempo.	53
Figura. 3.6. (a) Representación de la fuente de voltaje teóricamente ideal para la alimentación de un dipolo. (b) Representación del puerto de vacío de la región de alimentación del dipolo utilizados por algunos simuladores; (c) La alimentación coaxial actual para el dipolo.	56
Figura. 3.7. Antenas de parche con alimentación de microcinta. a) arriba a la izquierda b) superior derecha c) abajo a la izquierda y derecha	57
Figura. 3.8. Modelo abierto demasiado cercano a los límites externos	58
Figura. 3.9 Ambiente de diseño de CST MICROWAVE STUDIO	59
Figura. 3.10 Crear un nuevo proyecto	60
Figura. 3.11 Partes del ambiente de diseño de CST	61
Figura. 3.12 Cuadro de modificación de unidades	62
Figura. 3.13 Cuadro de propiedades de fondo (<i>background properties</i>)	63
Figura. 3.14 Cuadro de configuración de frecuencia	64
Figura. 3.15 Ventana de trabajo definida por los ejes x,y,z	65
Figura. 3.16 Cuadro de diálogo de configuración del conductor interno	68
Figura. 3.17 Cuadro de diálogo de configuración del parámetro de longitud	69
Figura. 3.18 Gráfica del conductor interno	69
Figura. 3.19 Cuadro de diálogo de configuración del dieléctrico	70
Figura. 3.20 Cuadro de diálogo de configuración de parámetros del nuevo material	74

Figura. 3.21 Gráfica del dieléctrico	75
Figura. 3.22 Cuadro de diálogo de configuración del conductor externo	75
Figura. 3.23 Gráfica del conductor externo	76
Figura. 3.24 Cuadro de diálogo de configuración de la soldadura	76
Figura. 3.25 Gráfica de la soldadura	77
Figura. 3.26 Cuadro de diálogo de configuración del slot 1.	77
Figura. 3.27 Cuadro de diálogo de intersección de figuras y su respectiva intersección.	79
Figura. 3.28 Gráfica de la ranura 1	80
Figura. 3.29 Cuadro de diálogo de configuración de la ranura 2.	81
Figura. 3.30 Cuadro de diálogo de intersección de figuras y su respectiva intersección (ranura 2).	81
Figura. 3.31 Gráfica de la ranura 2	82
Figura. 3.32 Cuadro de diálogo de configuración del choke.	83
Figura. 3.33 Gráfica del choke	83
Figura. 3.34 Visualización de cada componente creado	84
Figura. 3.35 Visualización de cada material utilizado	85
Figura. 3.36 Visualización de la antena creada desde diferentes perspectivas.	86
Figura. 3.37 Cuadro de diálogo de configuración del tejido.	89
Figura. 3.38 Cuadro de diálogo de configuración de las propiedades del nuevo material.	89
Figura. 3.39 Cuadro de diálogo de configuración de las propiedades de dispersión del nuevo material.	93
Figura. 3.40 Cuadro de diálogo de configuración de las propiedades de dispersión dieléctricas	94
Figura. 3.41 Gráfica de permitividad relativa VS frecuencia	95
Figura. 3.42 Gráfica de conductividad VS frecuencia	96

Figura. 3.43 Cuadro de diálogo completado de la configuración del tejido.	97
Figura. 3.44 Cuadros de diálogos de inserción de figuras con sus respectivas gráficas.	99
Figura. 3.45 Gráficas del tejido con antena insertada.	100
Figura. 3.46 Cambio de material en los dos slots y su respectiva gráfica.	102
Figura. 3.47 Gráfica de la visualización de la malla.	106
Figura. 3.48 Cuadro de configuración de las propiedades de la malla y gráfica correspondiente	111
Figura. 3.49 Cuadro de configuración de las propiedades locales de la malla para el dieléctrico y gráfica correspondiente	114
Figura. 3.50 Cuadro de configuración de las propiedades locales de la malla para los slots y gráfica correspondiente	115
Figura. 3.51 Cuadro de configuración de las propiedades locales de la malla para el tejido y gráfica correspondiente	116
Figura. 3.52 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, boundaries.	120
Figura. 3.53 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, plano de simetría en YZ y su gráfica.	122
Figura. 3.54 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, plano de simetría en XZ y su gráfica.	122
Figura. 3.55 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, bordes térmicos y su gráfica.	123
Figura. 3.56 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, temperatura y su gráfica.	124
Figura. 3.57 Cuadro de configuración del puerto de guía de onda y sus gráficas	131
Figura. 3.58 Cuadro de configuración de los parámetros del solver transitorio.	137
Figura. 3.59 Resultado obtenido de la excitación.	138
Figura. 3.60 Resultados obtenidos del parámetro S.	141
Figura. 3.61 Resultados obtenidos del parámetro S en gráficas polares y carta de smith.	142

Figura. 3.62 Resultados obtenidos de balance, energía y dispersión.	143
Figura. 3.63 Resultados obtenidos según el campo eléctrico	145
Figura. 3.64 Resultados obtenidos según el campo magnético	147
Figura. 3.65 Gráfica resultante de la densidad de energía desprendida	148
Figura. 4.1 Gráficas obtenidas de la simulación en FEMLAB y CST	150
Figura.4.2Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en la simulación de FEMLAB y CS152	
Figura. 4.3 Gráfica de las medidas de la antena creada en FEMLAB	153
Figura. 4.4 Gráfica de las medidas de la antena creada en CST MWS.	153

INDICE DE HOJAS TECNICAS

HOJA TECNICA I. CST MICROWAVE STUDIO®, Technical Specification--- 158

HOJA TECNICA II. CST MICROWAVE STUDIO® - Providing Complete Technology
for High Frequency 3D EM Field Simulation----- 162

GLOSARIO

Hemostasis: conjunto de mecanismos con los que se controla la pérdida de sangre del organismo.

FDTD: Finite-difference time-domain

FIT: Técnica de Integración Finita

Intersticial: Relacionado o situado en los pequeños y angostos espacios existentes entre los tejidos o partes de un órgano.

MEF en castellano o FEM en inglés: método de los elementos finitos, es un método numérico general para la aproximación de soluciones de ecuaciones diferenciales parciales muy utilizado en diversos problemas de ingeniería y física.

Modo TEM: (Transverse ElectroMagnetic) no existe ninguna componente del campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación

MWA: Microwave ablation

MWS: Microwave studio

Necrosis coagulativa: es la muerte patológica de un conjunto de células o de cualquier tejido del organismo, provocada por un agente nocivo que causa una lesión tan grave que no se puede reparar o curar.

PBA: Perfect Boundary Aproximation

PEC: conductor eléctrico perfecto

PTFE :Politetrafluoroetileno, es un polímero de tetrafluoroetileno.

SAR: (specific absorption rate o tasa de absorción específica), es una medida de la potencia máxima con que un campo electromagnético de radiofrecuencia es absorbido por el tejido vivo

Telemetría: es una tecnología que permite la medición remota de magnitudes físicas y el posterior envío de la información hacia el operador del sistema.

TM: Transversal magnético

Transección: Sección quirúrgica completa y transversal de un órgano alargado.

TST: Thin Sheet Technique

VSWR: Razón de Voltaje de Onda Estacionaria, se define como la razón de la magnitud del voltaje máximo en la línea a la magnitud del mínimo voltaje en la línea

CAPITULO I

INTRODUCCIÓN

1.1 REVISIÓN DE ANTENAS PARA APLICACIONES MÉDICAS

1.1.1 Terapias utilizando microondas para la curación del cáncer hepático

Un tumor hepático puede ser tratado de varias maneras. La ablación loco-regional vía microonda es una nueva alternativa que permite destruir los tumores hepáticos con calor intenso derivado de la energía de las microondas. Esta es una alternativa importante dado que la mayoría de los cánceres de hígado no son resecables y no todos los pacientes son candidatos válidos para un trasplante.

La coagulación vía microonda fue inicialmente desarrollada en 1980 para lograr hemostasis a lo largo del plano de transección durante la resección hepática [1]. A pesar de que la coagulación microonda no ha sido útil en la resección hepática, la extensa área del tejido necrótico ha conducido a la investigación de la utilización de esta técnica para tratar neoplasias hepáticas no resecables.

Para llevar a cabo el procedimiento, se accede al tumor a través de la piel o a través de un pequeño puerto laparoscópico o incisión. Guiado por ultrasonidos o por un escáner de tomografía computarizada se localiza el tumor y se lo atraviesa con una fina antena que emite frecuencias de microondas. Biológicamente, las microondas son aplicadas al tejido vivo produciendo calentamiento dieléctrico debido a la estimulación de moléculas de agua dentro de tejidos y células. Esta energía hace girar las moléculas de agua en el tumor produciendo una fricción que, a su vez causa calor y por ende necrosis coagulativa. El rápido desarrollo de la necrosis coagulativa en el tejido alrededor de la aguja produce un coágulo de tejido que inhibe aún más la disipación de calor dentro del tejido. Las temperaturas por encima de los 60 grados Celsius (140 grados Fahrenheit) causan la muerte celular en aproximadamente unos 10 minutos.

La ablación por microondas elimina el tumor rápidamente y con precisión. Este método es más eficaz que otras técnicas de ablación, implicando una mejor destrucción del tumor y menos tiempo bajo los efectos de la anestesia general para el paciente. La ablación por microondas se ha mostrado prometedora para el tratamiento no solo del cáncer hepático, sino también del cáncer de pulmón, riñón y el óseo.

1.1.2 Telemetría Biomédica

Recientemente, dispositivos implantables han llamado la atención como la herramienta de comunicación más cercana. Estas herramientas deben ser inalámbricas cuando se utiliza para comunicarse con el exterior debido a que están incrustadas en el cuerpo humano y en cuerpos de animales.

Así, el estudio de las antenas para dispositivos implantables (antenas implantadas) es muy importante, además, la antena implantable debe ser pequeña y mecánicamente robusta, este tipo de antena puede ser implantada en diversas regiones y posee varias aplicaciones. Algunos ejemplos de aplicaciones en animales son la localización de mascotas perdidas, control de animales de granja en cuanto a seguridad y calidad de mantenimiento, etc. Ejemplos en humanos son la presión arterial y el pulso de los pacientes que se encuentran en continuo monitoreo en salas de enfermos y en unidades de cuidados intensivos, registros médicos e información del cuerpo como alergias que pueden ser almacenados en dispositivos implantables siendo de gran utilidad para el diagnóstico y decisión en el método de tratamiento, confirmación de identidad, certificación de una persona, etc [2].

Una antena con una ranura de cavidad (*cavity slot antenna*) en forma de pesa, es propuesta como una antena implantable, como se muestra en la Figura 1.1 Esta opera en la banda ISM (2.45GHz) y tiene un mérito por alta miniaturización y robustez mecánica [2].

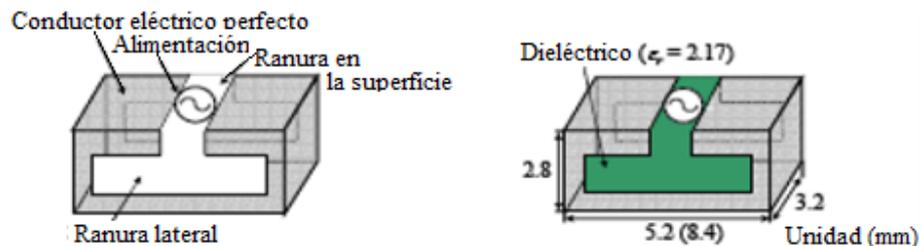


Figura. 1.1. Antena de ranura de cavidad con ranura en forma de pesa propuesta como una antena implante [2]

Una antena plana denominada F invertida (PIFA) con un radiador ancho no uniforme, ubicada en el cuerpo humano es estudiada, como se muestra en la Figura 1.2. El PIFA presta servicios de comunicación en implantes médicos (MICS) en la banda de frecuencia (402-405 MHz) [3].

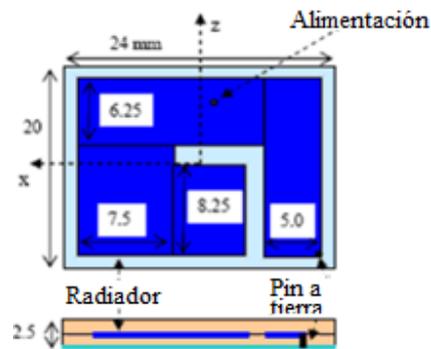


Figura. 1.2. Implante PIFA con un radiador ancho no uniforme [3]

El sistema cápsula endoscópica fue introducido recientemente. Este sistema se compone de sensores con su circuitería asociada y un transmisor, el cual está recubierto por una cápsula que es lo suficientemente pequeña para ser tragada y recorrer todo el tubo digestivo, mientras se transmite sus lecturas como imágenes a un receptor externo [4]. La figura 1.3 muestra un ejemplo de las últimas cápsulas endoscópicas. El tamaño de la antena equipada en el endoscopio debe ser comprensiblemente pequeña [5].

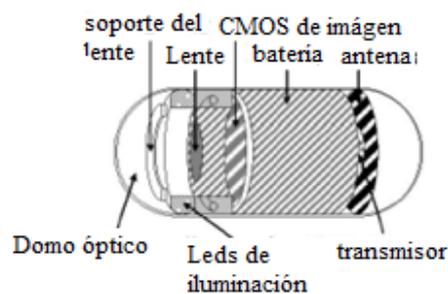
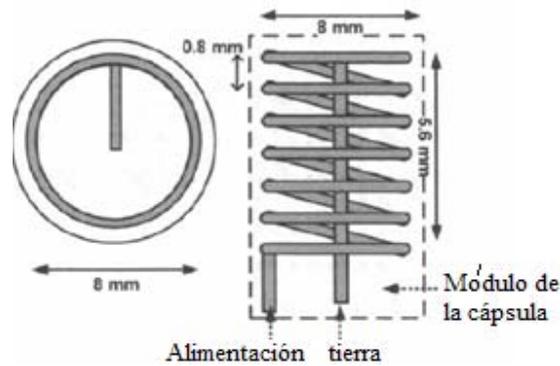


Figura. 1.3. Cápsula endoscópica inalámbrica [5]

Una antena helicoidal modo normal y tamaño pequeño, ha sido diseñada para la cápsula endoscópica [6]. Su final está conectado a tierra para aumentar el ancho de banda. El diámetro y la altura de la hélice son 8 mm y 5.6 mm, respectivamente. Resultados

medidos indican que la antena tiene 32 MHz de ancho de banda para $VSWR < 2$, y el patrón de radiación es omni-direccional.



(a) Vista superior (b) Vista lateral

Figura. 1.4. Antena helicoidal para cápsula endoscopio [6]

Una antena espiral de pequeño tamaño, también ha sido diseñada para la cápsula endoscópica [7]. La antena tiene el ancho de banda de 400-510 MHz para $VSWR < 2$, y el ancho de banda fraccional de 24,1%. El patrón de radiación de la antena es omni-direccional y el tamaño es de 10,5 mm de diámetro y 3 mm de altura, como se muestra en la figura 1.5.



Figura. 1.5. Pequeña antena en forma espiral para la cápsula endoscopio [7]

1.1.3 Hipertermia usando Microonda

La hipertermia es una de las alternativas actuales para el tratamiento del cáncer, la cual utiliza la diferencia de sensibilidad térmica entre el tumor y el tejido normal. En este tratamiento, el tumor es calentado hasta la temperatura terapéutica entre 42 y 45°C sin sobrecalentar los tejidos normales circundantes. Con el uso de la hipertermia se puede mejorar el efecto del tratamiento de otros tipos de procedimientos contra el cáncer, tales como la radioterapia y la quimioterapia [8].

El grupo en la Universidad de Chiba en Japón, ha realizado estudios sobre la antena coaxial de ranura para fines intersticiales, así como también para la hipertermia microonda intracavitaria. La estructura básica de la antena coaxial de ranura es mostrada en la Figura 1.6. La frecuencia de operación es de 2450 MHz. Se determinó que la antena genera una región de calentamiento localizado únicamente alrededor de la punta de la antena, bajo varias profundidades de inserción [5].

Con el fin de adaptar impedancias, se propone una antena coaxial de ranura, con una ranura para la adaptación de impedancias y un tubo metálico para cubrir esta ranura [9], como se muestra en la Figura 1.7.

A fin de que el patrón de calentamiento pueda ser controlado en la dirección axial, una antena coaxial-dipolo es introducida, como se muestra en la figura 1.8. Se verificó que el patrón de calentamiento en la dirección axial podría ser controlado variando la longitud del mango [10].

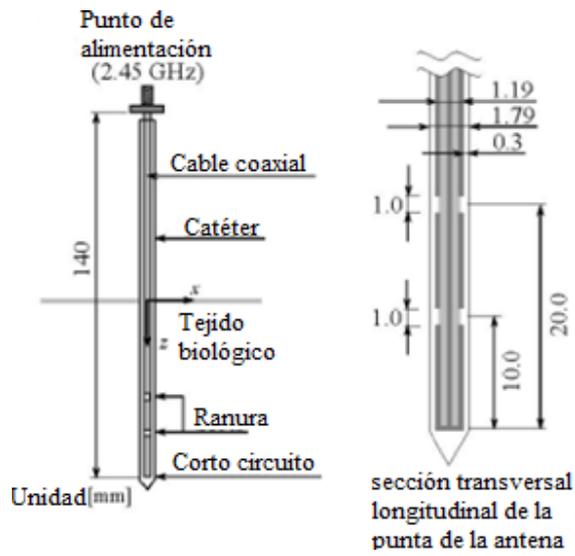


Figura. 1.6. Estructura de la antena coaxial de ranura utilizada para hipertermia [7]

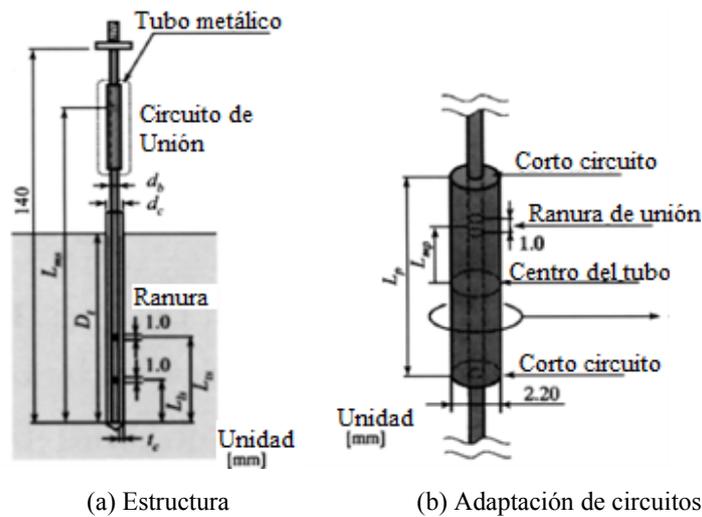


Figura. 1.7. Estructura de la antena coaxial de ranura con el correspondiente circuito para hipertermia [9]

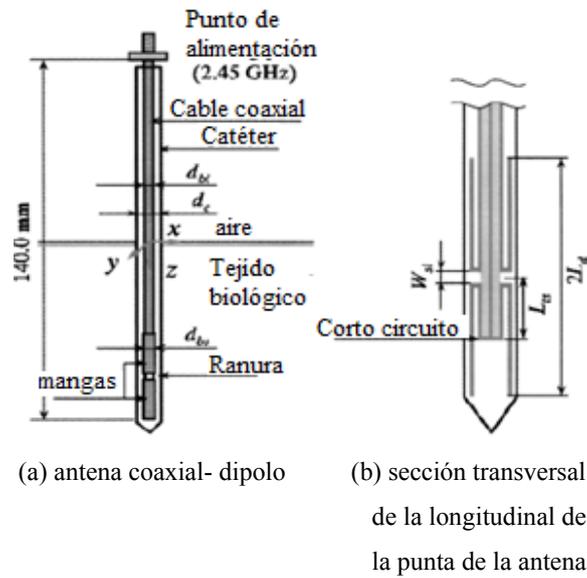


Figura. 1.8. Estructura básica de la antena coaxial-dipolo para hipertermia [10]

1.2 TERAPIA DE CÁNCER A TRAVÉS DE PULSOS ULTRACORTOS DE CAMPO ELÉCTRICO

Radioterapia, quimioterapia y la resección quirúrgica de los tejidos malignos, han sido desarrollados como las principales áreas de tratamiento para el cáncer [11]. Aunque algunos tipos de cáncer pueden ser tratados con éxito mediante resección quirúrgica de los tejidos malignos, algunos pacientes con la enfermedad no son elegibles para el procedimiento debido a factores como la insuficiencia de los órganos de reserva y la proximidad de los tumores a los vasos sanguíneos [12]. La resistencia de las células malignas a la penetración de ciertos agentes quimioterapéuticos, reducen la eficacia de la quimioterapia [13]. La radioterapia, con la participación de los rayos-X, es una forma de radiación ionizante y como tal, puede ser peligroso [11]. Una pequeña fracción de los pacientes tratados con radioterapia tendrá recurrencia local de la enfermedad [13].

La hipertermia por microonda se ha llevado a cabo ampliamente. Esta puede mejorar los efectos del tratamiento de otros tratamientos contra el cáncer, tales como la radioterapia y la quimioterapia [8] [13]. Las ventajas de la hipertermia han impulsado a los investigadores a desarrollar antenas para tratar eficazmente tumores profundos localizados. Estos diseños se han centrado en gran medida en delgadas antenas intersticiales con base coaxial, las cuales son mínimamente invasivas. Es fundamental que únicamente las partes con tumor sean calentadas [10], por lo tanto, un patrón de calentamiento localizado de las antenas es necesario para evitar el calentamiento de tejidos sanos y aumentar la posibilidad de las regiones que están siendo tratadas, sin embargo, es muy difícil controlar el patrón de calentamiento.

Recientemente, se ha descubierto que los pulsos eléctricos ultracortos pueden ser utilizados como una terapia de cáncer puramente eléctrica que mata tumores sin hipertermia o drogas. Un ejemplo se muestra en la figura 1.9, donde cien pulsos con duración de 300ns fueron aplicados a ratones con tumor de piel, utilizando un par de electrodos de placa. En el plazo de dos meses del tratamiento inicial, el melanoma es indetectable por trans-iluminación, ultrasonido o investigación histológica de la sección serial [14].

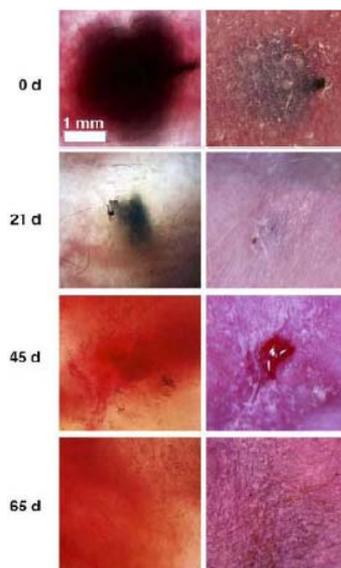


Figura. 1.9. Completa regresión del melanoma en 65 días después del tratamiento.

Cada par de fotografías fueron tomadas en el día indicado a la izquierda. Transiluminación a la izquierda y vista de la superficie a la derecha [14].

La principal característica de los campos eléctricos de los pulsos ultracortos es la baja energía que conduce una muy pequeña producción de calor y su capacidad para penetrar en la célula para permeabilizar orgánulos intracelulares y liberar calcio del retículo endoplasmático. Esto proporcionan un nuevo enfoque para la orientación física de orgánulos intracelulares con muchas aplicaciones, incluyendo la iniciación de apoptosis en células cultivadas y tumores, mejora de la eficiencia de la transfección de genes e inhibición del crecimiento del tumor [14]. Al reducir la duración de los impulsos eléctricos en subnanosegundos (100 o menos ps) de alcance, la interacción eléctrica campo-célula cambia cada vez más de la membrana del plasma (celular) a las estructuras subcelulares. Al introducir el rango temporal de los subnanosegundos, también se puede utilizar el enfoque de campo cercano y antenas de banda ancha, en lugar de agujas o placa de electrodos, para irradiar grandes impulsos de campos eléctricos en los tejidos [15] [16].

1.3 REQUERIMIENTOS Y DESAFÍOS EN EL DISEÑO DE ANTENAS UTILIZADAS EN LA MEDICINA

La mayoría de las antenas microonda para el tratamiento de tumores mediante hipertermia directa son de banda estrecha. Con el fin de tratar eficazmente los tumores profundos, las antenas deben ser lo suficientemente pequeñas para trabajar en espacios intersticiales, como también para el tratamiento intracavitario [5]. Hay muchos problemas técnicos en el diseño de pequeñas antenas para este tipo de aplicación biomédica. Dado que las antenas se encuentran localizadas dentro y alrededor del cuerpo humano, los efectos del cuerpo humano sobre las características de la antena también deben ser considerados [6].

Las dimensiones de la antena se basan en la eficacia de la longitud de onda en el tejido. Esta cantidad depende en gran medida de la permitividad relativa del medio, pero las propiedades dieléctricas de los tejidos son muy dispersivas y cambian con el tipo de tejido, el contenido de agua y la temperatura [12]. En el acoplamiento de energía electromagnética en sistemas biológicos, los campos cercanos son a menudo más importantes que los campos lejanos, en contraste con otras aplicaciones. Como los sistemas biológicos por lo general tienen altas constantes dieléctricas, la antena para el acoplamiento dentro de ellos, debe ser diseñada de manera diferente de aquellas que son radiadas en el espacio libre[17]. La localización de los campos es muy importante a fin de realizar una mínima invasión y un tratamiento más efectivo [17]. Esto significa que el campo debe cubrir la zona de lesión únicamente [18].

Las antenas deben ser diseñadas de tal manera que se produzca la mínima cantidad de fugas de radiación fuera del tumor. La concentración de los campos, sin embargo, equivale a tener estrechos haces de radiación, lo que requiere una gran apertura eléctrica. Para restringir las aperturas al tamaño físico conveniente para el uso con pacientes, y poder obtener un haz de radiación estrecho, frecuencias de operación más altas son viables. Sin embargo, a bajas frecuencias, las radiaciones deben ser a menudo eléctricamente pequeñas, resultando un perfil de radiación similar a la de una fuente puntual, lo cual significa que la concentración de los campos en una pequeña región en el interior del cuerpo (como en un tumor) sería muy difícil [17].

Las pequeñas antenas de banda ancha y de campo-concentrado son necesarias para el tratamiento de pulsos cortos contra el cáncer. El tamaño de la apertura debe ser inferior a 25 mm * 25 mm para tratamientos de tumor localizados en la superficie. El diámetro total de la sección transversal de la antena debe ser inferior a 2.05mm para el tratamiento de tumores profundos localizados, lo que le permite ser guiado al tumor a través de un catéter [18]. El máximo ancho de banda debe ser de hasta 10GHz, lo que corresponde con el ancho de banda de un pulso rectangular de 100ps.

CAPITULO II

INGENIERÍA BIOMÉDICA

2.1 MÉTODO DEL ELEMENTO FINITO PARA EL DISEÑO DE LA ANTENA

El método de los elementos finitos o diferencias finitas (MEF en castellano o FEM en inglés) es un método numérico general para la aproximación de soluciones de ecuaciones diferenciales parciales muy utilizado en diversos problemas de ingeniería y física. El método se basa en dividir el cuerpo, estructura o dominio (medio continuo) — sobre el que están definidas ciertas ecuaciones integrales que caracterizan el comportamiento físico del problema— en una serie de subdominios no intersectantes entre sí denominados elementos finitos. El conjunto de elementos finitos forma una partición del dominio también denominada discretización. Dentro de cada elemento se distinguen una serie de puntos representativos llamados nodos. El conjunto de nodos considerando sus relaciones de adyacencia se llama «malla». Dos nodos son adyacentes si pertenecen al mismo elemento finito. Los cálculos se realizan sobre una malla creada a partir del dominio con programas especiales llamados generadores de mallas, en una etapa previa a los cálculos que se denomina pre-proceso. De acuerdo con estas relaciones de adyacencia o conectividad se relaciona el valor de un conjunto de variables incógnitas definidas en cada nodo y denominadas grados de libertad. El conjunto de relaciones entre el valor de una determinada variable entre los nodos se puede escribir en forma de sistema de ecuaciones lineales. La matriz de dicho sistema de ecuaciones se llama matriz de rigidez del sistema.

El número de ecuaciones de dicho sistema es proporcional al número de nodos. El método de los elementos finitos es muy usado debido a su generalidad y a la facilidad de introducir dominios de cálculo complejos (en dos o tres dimensiones). Además el método es fácilmente adaptable a problemas de transmisión de calor, de mecánica de fluidos para calcular campos de velocidades y presiones (mecánica de fluidos computacional, CFD) o de campo electromagnético. Dada la imposibilidad práctica de encontrar la solución analítica de estos problemas, con frecuencia en la práctica ingenieril los métodos numéricos y, en particular, los elementos finitos, se convierten en la única alternativa práctica de cálculo.[19]

El modelo FEM utilizado en este estudio, fue adaptado a un modelo general de la antena coaxial ranurada, elaborado para terapias de cáncer vía microonda [20]. En este modelo, los campos eléctricos y magnéticos asociados con las variaciones de tiempo de las ondas electromagnéticas transversales (TEM) generadas por la fuente de propagación de microondas a través de un cable coaxial en la dirección z, se expresaron en 2D en coordenadas cilíndricas simétricas axialmente como se indica:

$$\bar{E}(r) = r \frac{C}{r} e^{j(\omega t - kz)} \quad (1)$$

$$\bar{H}(r) = \varphi \frac{C}{Zr} e^{j(\omega t - kz)} \quad (2)$$

Con

$$C = \sqrt{\frac{Z P_{in}}{\pi \cdot \ln(r_o / r_i)}} \quad (3)$$

Donde r_o y r_I son los radios exterior e interior del cable coaxial expresado en metros, P_{in} es la potencia de entrada expresada en Vatios, ϵ_{rd} es la permitividad relativa del dieléctrico, $Z = Z_0 / \sqrt{\epsilon_{rd}}$ es la impedancia de la onda en el dieléctrico del cable coaxial (Ω), $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ es la impedancia intrínseca (Ω), $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ es la permitividad del espacio libre (F/m), $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ es la permeabilidad del espacio libre (H/m), $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular (rad/s), f es la frecuencia en (Hz), $k = 2\pi/\lambda$ es la constante de propagación (m^{-1}), y λ es la longitud de onda en metros.

Para la antena intersticial de base coaxial, durante la ablación vía microonda, el campo magnético es puramente azimutal. El campo eléctrico está en la dirección radial únicamente en el interior del cable coaxial y en ambas direcciones, radial y axial, en el interior del tejido. Esto permite que la antena sea modelada utilizando una formulación de onda magnética transversal y asimétrica, en la que la fuente sea modelada como una frontera de baja reflexión con excitación del campo magnético $H_{\phi 0} = C/Zr$.

$$\hat{n} \times \sqrt{\epsilon} \bar{E} - \sqrt{\mu} H_{\phi} = -2\sqrt{\mu} H_{\phi 0} \quad (4)$$

El modelo asimétrico FEM, es muy conveniente ya que reduce espectacularmente el tiempo de cálculo. Cuidadosos exámenes sobre el parámetro de la tasa de absorción (SAR) de la antena y el coeficiente de reflexión de frecuencia dependiente del tejido, son esenciales para la optimización de antenas para MWA hepática. SAR representa la energía electromagnética depositada por unidad de masa en el tejido (W / kg) y puede ser definida matemáticamente como:

$$SAR = \frac{\sigma}{2\rho} |\bar{E}|^2 \quad [W/kg] \quad (5)$$

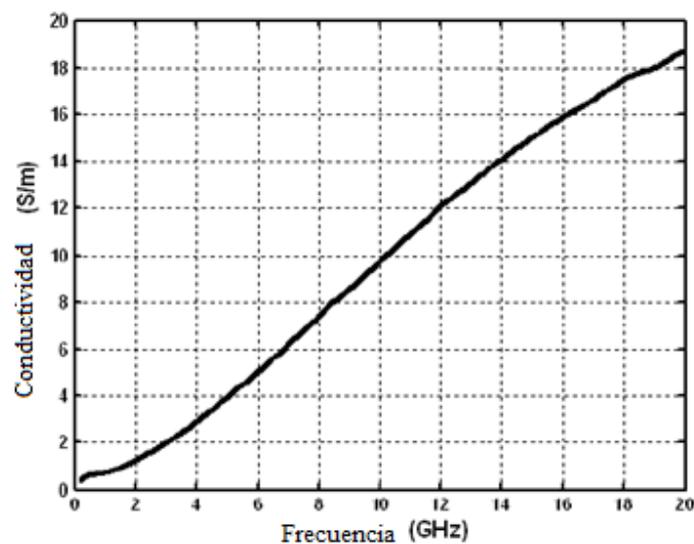
donde σ es la conductividad del tejido (S/m) y ρ es la densidad del tejido (kg/m³) [21]. Para el tratamiento de profundos tumores hepáticos localizados, el parámetro SAR de una antena intersticial debe ser localizado cerca del extremo distal de la antena.

La eficiencia de la antena puede ser cuantificada mediante el coeficiente de reflexión de la frecuencia dependiente, que puede expresarse logarítmicamente como:

$$\Gamma(f) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_r(f)}{P_{in}} \right) \text{ [dB]} \quad (6)$$

donde P_r corresponde a la energía reflejada (W). La frecuencia donde el coeficiente de reflexión es mínimo es comúnmente referido a la frecuencia de resonancia y debe ser aproximadamente la misma que la frecuencia de operación del generador utilizado. Las antenas que funcionan con un alto coeficiente de reflexión (especialmente en los niveles más altos de energía) pueden causar recalentamiento de la *feedline* produciendo daños en la línea coaxial o debido al delgado conductor externo se pueden producir daños en los tejidos [22].

Fundamentalmente para el desarrollo de modelos electromagnéticos de MWA hepática, se requiere un conocimiento preciso de las propiedades de los dieléctricos de los tejidos del hígado. En la figura 2.1 se indican las propiedades dieléctricas de un hígado vacuno fresco. [23]



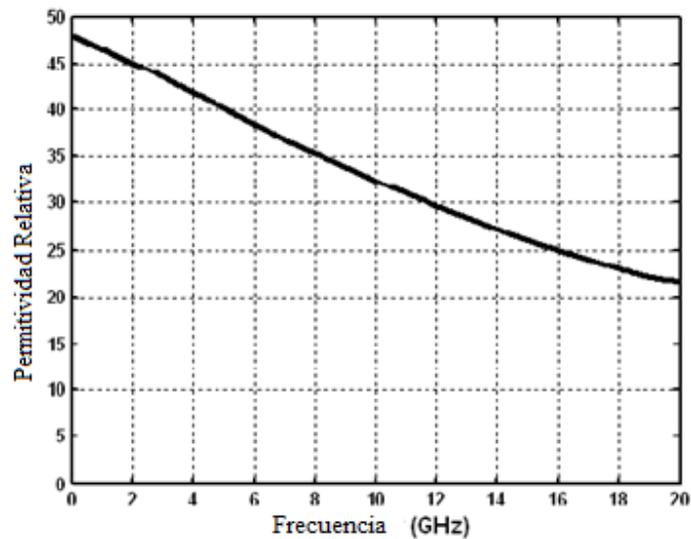


Figura. 2.1. Propiedades dieléctricas del tejido hepático medido de un hígado bovino recién extirpadas.

2.2 MATERIALES Y MÉTODOS

2.2.1 Diseño de la antena

Varios diseños de antena han demostrado ser eficaces para el tratamiento de tumores hepáticos profundos. Recientemente, Saito K.[24] presentó el diseño de una antena de doble ranura que es capaz de lograr un mayor grado de localización SAR que el de una antena de una sola ranura y se ha utilizado en los ensayos clínicos iniciales. Otro diseño muy popular es la antena cap-choke [25a-27ro], la cual fue originalmente diseñada para aplicaciones de MWA cardíacas, pero también se ha encontrado a través de investigación independiente, que es un medio eficaz para MWA hepática. En este diseño, el obturador (choke) actúa como un balun (que aísla a la antena y el feedline proporcionando una salida balanceada) para prevenir el reflujos de corriente a lo largo de la longitud axial de la antena, resultando en una alta localización SAR cerca de la punta distal de la antena [28-30]. La figura 2.2 muestra el esquema general de una antena de doble ranura con obturador

(double slot choked antenna). Los parámetros de la geometría de la antena, el espaciado de la ranura, el offset del obturador, la longitud del obturador, etc, fueron elegidos basados en la longitud de onda efectiva del tejido hepático bovino a 2,45 GHz, que fue calculado utilizando

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad [\text{m}] \quad (7)$$

donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre (m/s), f es la frecuencia de funcionamiento del generador microondas (2,45 GHz), y $\epsilon_r = 44.4$ es la permitividad relativa del tejido hepático bovino a la frecuencia de operación, lo que produjo 18,4 mm para la longitud de onda. Sin embargo, debido a que el catéter y su grosor también afectan la geometría óptima y el rendimiento de la antena, la ecuación 7 solamente proporciona una aproximación cruda para el diseño. La figura 2.2 muestra que el espaciado de la ranura, el offset y la longitud del obturador corresponden a $0.25\lambda_{\text{eff}}$, $0.5\lambda_{\text{eff}}$, y λ_{eff} , respectivamente, las cuales fueron elegidas para poder alcanzar la disposición de la energía localizada cerca al extremo distal de la antena. La longitud de la punta y el grosor del catéter fueron ajustadas para lograr resonancia.

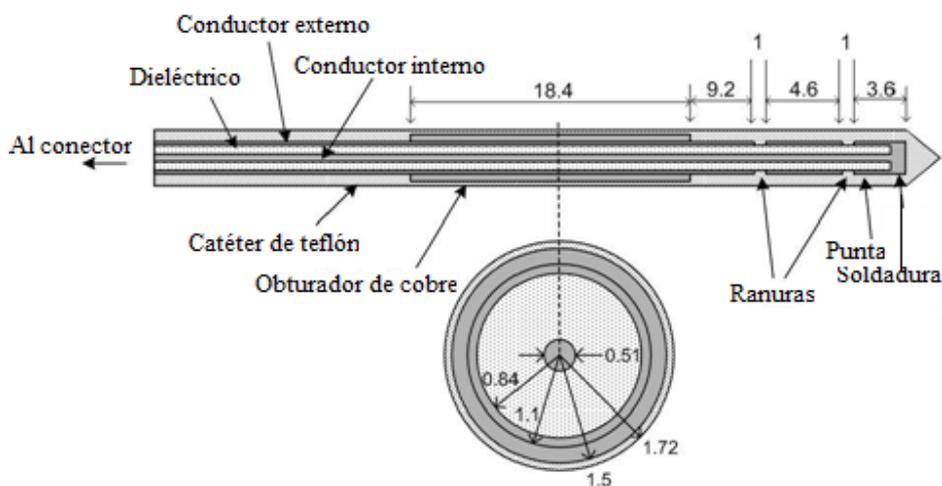


Figura. 2.2. Esquema radial y axial de una antena coaxial de doble ranura con obturador, diseñada para ablación hepática vía microonda MWA. Todas las unidades están en mm.

2.2.2 Desarrollo del modelo

Por sencillez y para eliminar el error numérico, el conductor interno y externo de la antena, fueron modelados utilizando las condiciones de borde de un conductor eléctrico perfecto (PEC). Las condiciones de borde de baja reflexión se han utilizado a lo largo del modelo de fronteras para impedir la reflexión en artefactos; las condiciones de borde con simetría axial también fueron empleadas a lo largo del eje de rotación. La tabla 2.1 muestra los parámetros de materiales con frecuencias independientes utilizados en este modelo.

Tabla. 2.1. Parámetros de los materiales de frecuencia independiente

Región FEM	Material	Conductividad(S/m)	Permitividad Relativa
Catéter	Teflón	0	2.1
Cable coaxial dieléctrico	PTFE	0	2.03

Un dominio modelado con dimensiones radiales y axiales de 0,03 m y 0,08 m fue utilizado para la simulación, resultados calculados se representaron gráficamente en términos del SAR normalizado. Para determinar la frecuencia de respuesta de la antena, el modelo fue simulado en FEMLAB en múltiples frecuencias discretas entre 0,8 y 10 GHz utilizando incrementos de 50 MHz y las propiedades dieléctricas de tejidos de hígado bovino como se muestra en la figura 2.1. Mediante FEMLAB, a cada frecuencia se le realizó una integración de frontera de la potencia de salida a lo largo de la fuente para determinar la potencia neta entregada a la antena. Posteriormente, se utilizó (6) para calcular la energía reflejada P_r y el coeficiente de reflexión dependiente de la frecuencia $\Gamma(f)$.

Para determinar la resolución óptima de la malla del modelo y maximizar la eficiencia computacional, un estudio de convergencia fue realizado en FEMLAB™ usando los parámetros de la malla que se muestra en la Tabla 2.2.

Tabla. 2.2. Parámetros de la malla en FEMLAB

Tasa de crecimiento del elemento	1.25
Factor de ajuste del máximo tamaño del elemento	0.55
Corte de curvatura de la malla	0.0005
Factor de curvatura de la malla	0.25

Esto se llevó a cabo incrementando gradualmente la resolución de la malla a lo largo de la fuente efectiva, catéter, y las fronteras del conductor externo de la antena, así como también en el cable coaxial dieléctrico. La resolución en cada una de estas regiones se ajustó individualmente y el resultado numérico de la convergencia fue la obtención del SAR, cuando un cambio uniforme de menos del 0,1% en la energía reflejada es aplicado y normalizado.

Como resultado del estudio de la convergencia, el tamaño máximo del elemento se fijó en 0,001 metros a lo largo del catéter, conductor externo y las fronteras simétricas axiales. Para las fronteras de la fuente y las fronteras dentro del cable coaxial dieléctrico, el tamaño máximo del elemento también se estableció en 0,0001 y 0,0002 m, respectivamente.

2.3 VALIDACIÓN DEL MODELO

Para validar el rendimiento del modelo de la antena de FEMLAB™, se construyó una antena de doble ranura con obturador. Esta antena fue físicamente inmersa en solución salina sin catéter y fue conectada a un analizador de desempeño de red (PNA), Agilent E8364A, para medir el coeficiente de reflexión de la frecuencia dependiente de la antena. Las propiedades dieléctricas de la solución salina, se midieron con el mismo procedimiento de espectroscopía dieléctrica utilizado para el tejido hepático. Estas propiedades se utilizaron en el modelo de FEMLAB™ para simular el coeficiente de reflexión de la antena

en solución salina sin utilización del catéter y se compararon con los resultados medidos. El catéter no se utilizó en ambas mediciones, en el modelo de FEMLAB no se lo utilizó con el fin de evitar los posibles efectos del mismo. La antena es muy sensible al espesor del catéter, pero por razones prácticas, el espesor no será controlado exactamente en el curso de la construcción de la antena. La comparación con la antena sin catéter aún cumple con el propósito de validar el modelo computacional para mediciones experimentales.

2.4 RESULTADOS

La figura 2.3 muestra la malla de elemento finito asimétrico, que fue generado por FEMLAB™ usando los parámetros de malla de la tabla 2.1 y el máximo tamaño de los elementos determinados por el estudio de convergencia. Esta malla se compone de 8920 elementos triangulares.

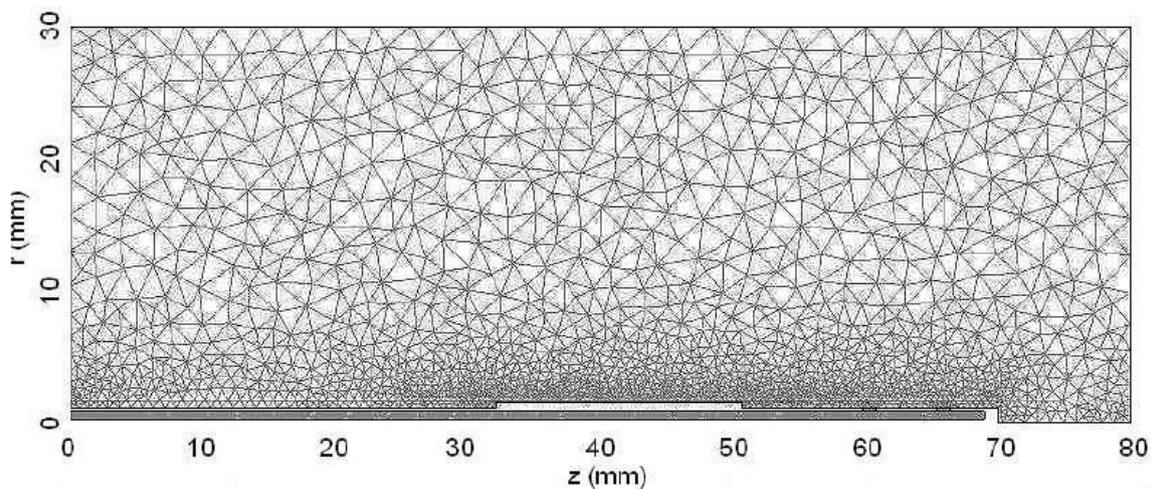


Figura. 2.3. Modelo electromagnético asimétrico de la antena de doble ranura con obturador utilizada para la ablación hepática microonda (MWA).

La figura 2.4 muestra la distribución de SAR normalizada, en dos dimensiones, producida por FEMLAB™ para una antena de doble ranura con obturador.

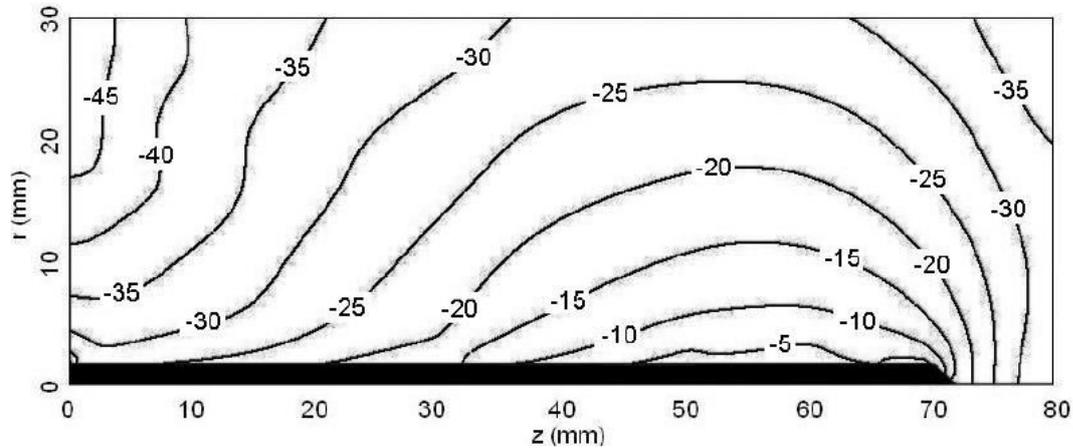


Figura. 2.4. Distribución logarítmico SAR. Los resultados se normalizaron usando el máximo SAR obtenido.

La figura 2.5 muestra el coeficiente de reflexión de la antena simulada en el hígado expresado logarítmicamente en función de la frecuencia, con línea discontinua indicando la frecuencia MWA utiliza de 2.45 GHz. Esta respuesta de frecuencia se calculó utilizando el procedimiento descrito arriba y requiere aproximadamente 30 minutos para ser completada.

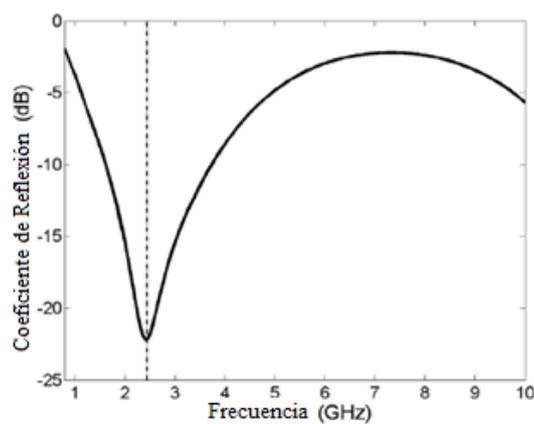


Figura. 2.5. El coeficiente de reflexión simulado de la antena de doble ranura con obturador, expresada logarítmicamente. La línea entrecortada representa la frecuencia de MWA de 2.45 GHz.

La figura 2.6 muestra la antena de doble ranura con obturador que fue construida para validar estos resultados.

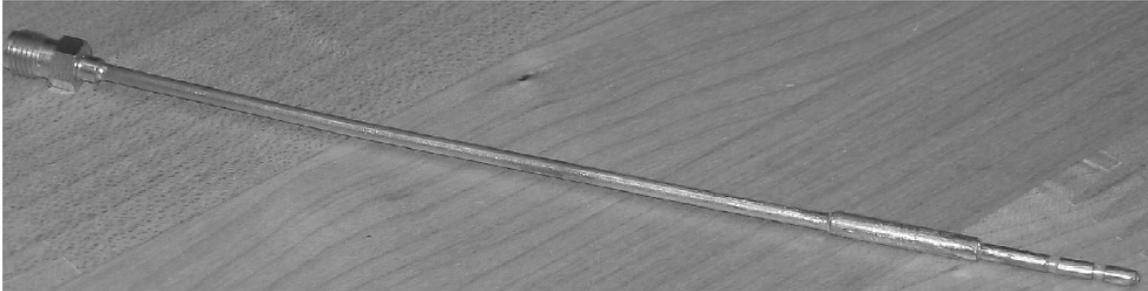


Figura. 2.6. Fotografía de la antena de doble ranura con obturador, mostrada sin catéter.

La figura 2.7 muestra la simulación y medición del coeficiente de reflexión de esta antena construida en solución salina.

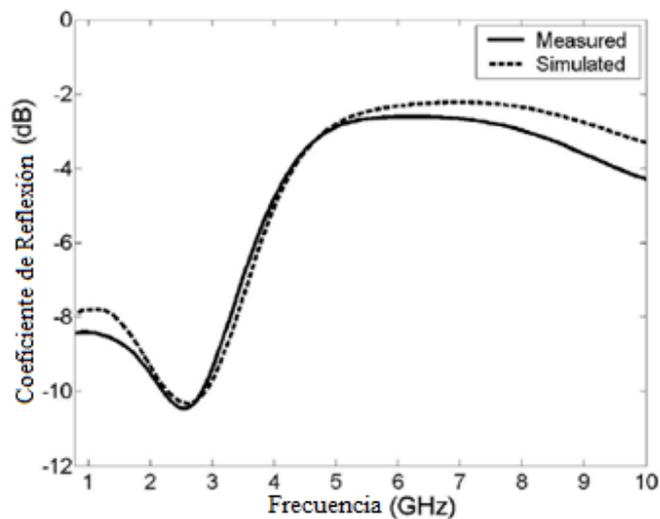


Figura. 2.7. Comparación de el coeficiente de reflexión experimental y simulado de la antena de doble ranura con obturador, expresada logarítmicamente. La antena fue simulada y medida en solución salina en lugar del hígado para garantizar un medio homogéneo para una mejor validación.

CAPITULO III

DISEÑO DE LA ANTENA UTILIZANDO CST MICROWAVE STUDIO

3.1 INTRODUCCIÓN A CST MICROWAVE STUDIO

3.1.1 Definición del simulador CST Microwave.

CST MICROWAVE STUDIO® es un paquete completo de software para el análisis y diseño electromagnético en la gama de alta frecuencia. Este software proporciona una potente interfaz para el modelamiento de sólidos que se basa en el modelador ACIS (modelación del núcleo). Después de que el componente ha sido modelado, un procedimiento totalmente automático de mallado se aplica antes de iniciar con la simulación.

Una característica clave de CST MICROWAVE STUDIO® es el método de demanda™ (*Method on Demand™*), proceso que permite utilizar el simulador o el tipo de malla que sea más adecuado para un problema particular. Todos los simuladores soportan redes hexahedrales con el método PBA, aproximación de frontera perfecta, (*Perfect*

Boundary Aproximation). Algunos también disponen de la técnica TST™, técnica de hoja delgada, (*Thin Sheet Technique*). La aplicación de estas técnicas avanzadas, aumenta la precisión de la simulación sustancialmente en comparación con los simuladores convencionales.

El software contiene tres técnicas de simulación diferentes (solucionador transitorio, *transient solver*, solucionador del dominio de frecuencia, *frequency domain solver* y *eigenmode solver*) que se ajustan de mejor manera de acuerdo a sus aplicaciones. El *frequency domain solver* contiene métodos especializados para el análisis de estructuras muy resonantes como filtros, además soporta tipos de mallas tanto hexahedral como tetraédrica. El *transient solver*, puede obtener toda la banda ancha de frecuencia para la simulación de dispositivos en una sola corrida de cálculo (en contraste con los pasos de frecuencia de otros simuladores). Este *solver* es muy eficiente para la mayoría de las aplicaciones de alta frecuencia, tales como conectores, líneas de transmisión, filtros, antenas y más. El *transient solver* es menos eficiente en pequeñas estructuras eléctricas las cuales son más pequeñas que la longitud de onda más corta. En estos casos se utiliza el *frequency domain solver*. Este *solver* puede ser el método de elección para problemas de banda estrecha como filtros o cuando se utiliza malla tetraédrica. Además el *solver* contiene alternativas para el cálculo del parámetro S de estructuras resonantes. CST MICROWAVE STUDIO® también cuenta con un *eigenmode solver* el cual eficientemente calcula un número finito de modos en campos electromagnéticos cercanos.

Cada simulación de los solvers puede ser visualizada con una variedad de opciones. Otra característica de CST es la parametrización completa de la estructura modelada, que permite el uso de variables en la definición de su componente.

Por lo expresado anteriormente se puede concluir que CST MICROWAVE STUDIO® permite realizar el análisis y diseño de dispositivos electromagnéticos.

3.1.2 Características de CST Microwave Studio.

CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS) es una herramienta especializada para la rápida y exacta simulación en 3D EM de problemas de alta frecuencia. A continuación se presentan algunas características de este programa.

General

- Interfaz de usuario gráfica basada en Windows 2000 y Windows XP.
- Memoria rápida y eficiente método FI.
- Muy buen rendimiento debido a PBA, aproximación de frontera perfecta para *Solvers* que utilizan malla hexahedral. El *transient* y *eigenmode solvers* también soportan la TST, *Thin Sheet Technique*.
- La estructura puede ser vista como un modelo en 3D o como un esquema.

Modelamiento de la Estructura

- Características basadas en un modelador híbrido que permiten un rápido cambio estructural.
- Importación de datos de CAD en 3D por SAT (por ejemplo, AutoCAD®), Autodesk Inventor®, IGES, VDAFS, STEP, ProE®, CATIA 4®, CATIA 5®, CoventorWare®, Mecadtron® or STL files.
- Importación de datos de CAD en 2D por DXF, GDSII and Gerber RS274X, RS274D files.
- Importación de diseños de Agilent ADS®
- Importación de modelos Sonnet em® (8.5x)

-
- Importación de datos de un modelo humano visibles u otros datos Voxel.
 - Exportación de datos CAD por SAT, IGES, STEP, STL, DXF.
 - Parametrización para importaciones de archivos CAD.
 - Base de datos de material
 - Plantillas de estructuras para simplificar problemas de descripción.

Simulador transitorio, Simulador de dominio de frecuencia, Simulador Eigenmode

- Cálculo eficiente de estructuras con pérdida-libre y sin pérdida.
- Cálculo de banda ancha del parámetro S para una sola corrida, a través de la aplicación DFT a señales de tiempo.
- Cálculo de las distribuciones de campo como una función del tiempo o en múltiples frecuencias seleccionadas para una simulación
- Adaptable refinamiento de malla en 3D.
- Propiedades de los materiales isotrópicos y anisotrópicos.
- Frecuencia dependiente de las propiedades de los materiales.
- Múltiples puertos para el modo TEM, puertos con conductores múltiples.
- Excitación multipuertos y multimodo(subsecuente o simultáneamente).
- Excitación de plano de onda (lineal, circular o polarización elíptica).
- Opción de simetría del parámetro S para disminuir el tiempo para resolver muchas estructuras.
- Filtrado auto-regresivo para el tratamiento eficiente de las estructuras con gran resonancia.
- Fase de incorporación del parámetro S.
- Alto rendimiento de radiación/absorción de las condiciones de frontera.
- Condiciones de borde periódicas, sin límite de cambio de fase.
- Cálculo de diferentes magnitudes electromagnéticas tales como los campos eléctricos, magnéticos, las corrientes superficiales, los flujos de energía eléctrica, las densidades de corriente, pérdida de densidad de potencia, densidades de energía

eléctrica, densidades de energía magnética, tensiones en el tiempo y dominio de frecuencia.

- Cálculo de antenas de campo lejano (incluido ganancia, dirección del haz, los lóbulos laterales de supresión, etc) con y sin aproximación de *farfield*.
- Arreglos de antenas para el cálculo de *farfield*.
- Cálculo RCS.
- Cálculo de la distribución SAR.
- Elementos discretos como puertos.
- Fuentes ideales de voltaje y corriente para problemas EMC.
- El usuario define las señales de excitación y la señal de base de datos.

Vista esquemática

- Permite la conexión de redes arbitrarias en puertos EM. Estas redes pueden contener cualquier combinación de elementos R/L/C del circuito, desfasadores ideales, absorbentes perfectos, reflexiones variable, acopladores direccionales, divisores 3dB.
- La visión esquemática y de la vista en 3D se sincronizan automáticamente.

Visualización y Cálculo de resultados secundarios

- Muestra los parámetros S de las gráficas en xy (escala logarítmica o lineal).
- Muestra de parámetros S en la carta de Smith y en gráficos polares.
- Visualización en línea de resultados intermedios durante la simulación.
- Importación y visualización de datos externos xy.
- Copiar/pegar datos xy.
- Acceso rápido a los datos de parámetros de manera interactiva a través de los deslizadores de ajuste.

-
- Muestra los modos de los puertos (con propagación constante, impedancia, etc).
 - Diversas opciones de visualización en 2D y 3D para campos eléctricos, campos magnéticos, flujos de energía eléctrica, corrientes superficiales, etc.
 - Animación de la distribución de campo.
 - Combinación de resultados de diferentes excitaciones de puerto.

Resultado de exportación

- Exportación de datos del parámetro S.
- Exportación de datos obtenidos como campos, curvas, etc como archivos ASCII.
- Exportación de capturas de pantalla de resultados ploteados.

Automatización

- Potente VBA (Visual Basic para Aplicaciones), lenguaje de macros compatible incluido editor y depurador de macro.
- Automatización OLE para la perfecta integración en el entorno de Windows (Microsoft Office ®, MATLAB ®, AutoCAD ®, Mathcad ®, Windows Scripting Host,etc).

3.1.3 (FDTD) Método del dominio del tiempo por diferencias finitas

La dimensión temporal puede ser tratada matemáticamente de la misma manera que la dimensión espacial. La mayoría de los simuladores de dominio de tiempo basados en diferencias finitas emplean el método propuesto por Yee [31] en 1966 y posteriormente desarrollado por Taflove y Brodwin[32]. Yee simplemente sustituye las derivadas parciales

en las ecuaciones de onda de Maxwell por diferencias finitas. Weiland[33] deriva la discretización equivalente usando la integración finita de las ecuaciones de Maxwell en 1977.

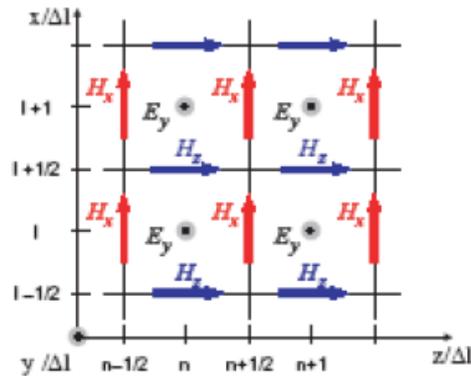


Figura. 3.1. Malla FDTD bidimensional (celdas de Yee) para el caso TM-y.

El muestreo de las posiciones para las componentes de campo eléctrico y magnético se alterna en el espacio y en el tiempo. La aproximación se muestra para las dos dimensiones FDTD en el caso TM-y. En coordenadas cartesianas el rotacional de las ecuaciones vectoriales, se reducen a las siguientes tres ecuaciones escalares diferenciales:

$$\frac{dE_y}{dx} = -\mu \frac{dH_z}{dt} \quad (8)$$

$$\frac{dE_y}{dz} = \mu \frac{dH_x}{dt} \quad (9)$$

$$\frac{dH_x}{dz} - \frac{dH_z}{dx} = \varepsilon \frac{dE_y}{dt} \quad (10)$$

Para obtener aproximaciones centrales de diferencias de estas expresiones, las muestras discretas del campo eléctrico y magnético de los componentes se alternaron en el espacio y en el tiempo. Esto significa que los momentos y posiciones de las muestras de campo eléctrico se definen a mitad de camino, entre ellas se define también el campo magnético de las muestras.

Si el campo eléctrico de la componente E_y es muestreado en puntos discretos de tiempo k y en posiciones discretas (l,n) , las componentes de campo magnético H_x y H_z serán muestreadas a puntos de tiempo $k+1/2$ y en las posiciones $(l,n+1/2)$ y $(l+1/2, n)$, respectivamente. Por lo tanto,

$$\frac{E_y^k(l+1, n) - E_y^k(l, n)}{\Delta x} = -\mu \frac{H_z^{k+1/2}(l+1/2, n) - H_z^{k-1/2}(l+1/2, n)}{\Delta t}$$

$$\frac{E_y^k(l, n+1) - E_y^k(l, n)}{\Delta z} = \mu \frac{H_x^{k+1/2}(l, n+1/2) - H_x^{k-1/2}(l, n+1/2)}{\Delta t}$$

$$\frac{H_x^{k+1/2}(l, n+1/2) - H_x^{k+1/2}(l, n-1/2)}{\Delta z} + \frac{H_z^{k+1/2}(l+1/2, n) - H_z^{k+1/2}(l-1/2, n)}{\Delta x}$$

$$= \varepsilon \frac{E_y^{k+1}(l, n) - E_y^k(l, n)}{\Delta t}$$

Estas expresiones también son referidas a las ecuaciones de actualización de campo, ya que nos permiten calcular explícitamente valores futuros de las componentes de los campos H , a partir de sus valores anteriores y las variaciones espaciales presentes del campo E , en un proceso de “salto de rana” de pasos de tiempo como se muestra en la figura 3.2, y viceversa.

Una apropiada iniciación y condiciones de borde deben ser definidas antes de que el proceso de actualización comience. La versión tridimensional completa de FDTD para la aproximación de las ecuaciones rotacionales de Maxwell consta de seis ecuaciones, una para cada componente de campo.

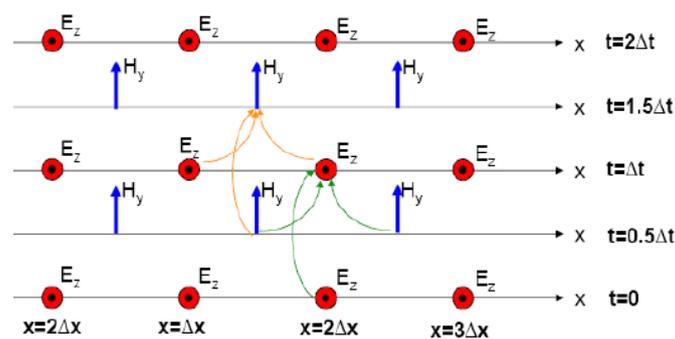


Figura. 3.2. Método de saltos de rana

Las fortalezas y debilidades de la FDTD se resumen en la Tabla 3.1.

Tabla. 3.1. Fortalezas y debilidades de los métodos FDTD

Fortalezas

Requisitos de almacenamiento inferiores a MoM o FEM.

No larga matriz para invertir.

Solución de las escalas de tiempo más linealmente con número de incógnitas.

Fácil de generar datos de banda ancha con FFT o DFT.

Fácil de localizar resonancias separadas ampliamente.

Capacidad de modelar materiales no lineales, fronteras, y dispositivos.

Capacidad de modelar materiales dispersivos y

límites de rendimiento de datos de banda ancha con una única simulación.

Capacidad de modelar operaciones transitorias (TDR).

El ancho de banda de excitación puede adaptarse a

circuito de banda ancha.

Se adapta fácilmente a procesamiento paralelo.

Debilidades

La convergencia es función de la malla, tiempo de ejecución, y Q.

Pasos de tiempo limitado por el criterio de estabilidad.

La discretización básica es uniforme en celdas cúbicas:

- Escalera de aproximación de curvas.
- Grandes deltas en la resolución de un problema.
- Más sofisticado Gridding disponible.
- Modificación de la malla local mejora la precisión de cálculo sin penalidades computacionales.

Múltiples soluciones necesarias para multipuertos de parámetros S.

Difícil de resolver espaciados estrechos y alta resonancia Q:

- No es una buena opción para los filtros.
- La convergencia puede acelerarse mediante el método de Prony o sistema de identificación.

Abrir las fronteras requieren ABCs o PMLs

FDTD doble red puede causar ambigüedades en interfaces

3.1.4 (FIT) Técnica de Integración Finita [34]

CST MICROWAVE STUDIO se basa en la técnica de integración finita (FIT), propuesta primeramente por Weiland en 1976/1977 [33]. Este método numérico proporciona un esquema de discretización espacial universal aplicable a diversos problemas electromagnéticos que van desde el ámbito de los cálculos estáticos para aplicaciones de alta frecuencia en el dominio del tiempo o de la frecuencia. A diferencia de la mayoría de los métodos numéricos, FIT discretiza las integrales de las ecuaciones de Maxwell de mejor manera que los diferenciales. Los principales aspectos de este procedimiento se explican a continuación. Refiriéndose a la figura 3.3, la malla eléctrica de voltajes e y facetas de flujos magnéticos b se asignan sobre la malla primaria de G . Además, las facetas de flujos dieléctricos d , así como la malla de voltaje magnético h se definen sobre la doble malla G (indicado por la tilde):

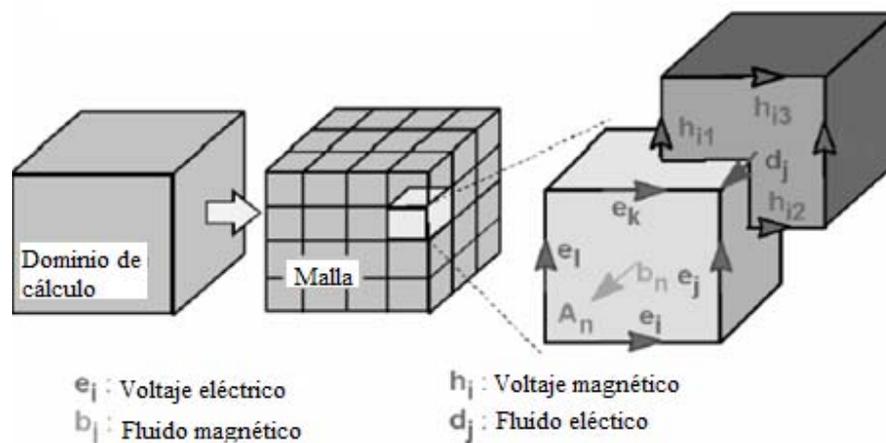


Figura. 3.3. Discretización espacial de las ecuaciones de Maxwell

Ahora las ecuaciones de Maxwell se formulan para cada una de las facetas de las celdas por separado como se muestra a continuación. Teniendo en cuenta la Ley de Faraday, la integral cerrada de la ecuación de la izquierda puede escribirse como la suma de cuatro mallas de voltajes sin introducir ningún error. En consecuencia, el tiempo derivativo del flujo magnético definido en la faceta de la celda primaria cercana, representa el lado derecho de la ecuación, como se ilustra en la figura 3.4. Repetir este procedimiento para todas las facetas de celdas resume la regla de cálculo en una matriz de formulación, introduciendo la topología de la matriz C como los equivalentes discretos del operador analítico:

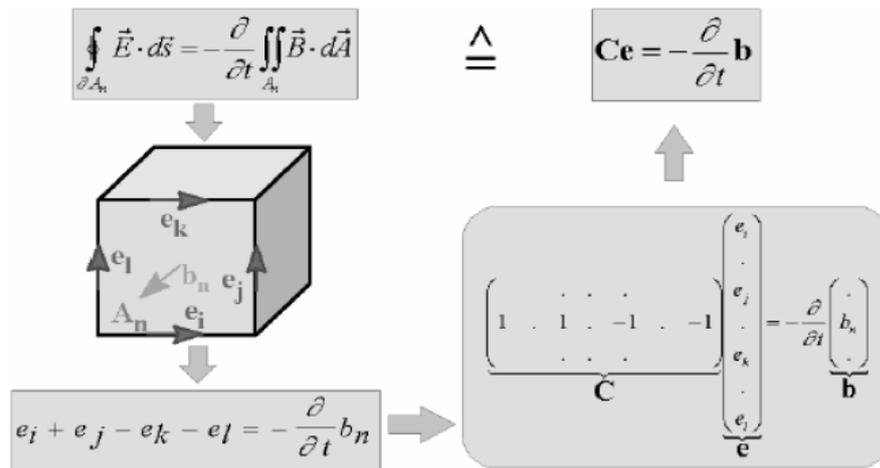


Figura. 3.4. Aplicando el esquema FIT de la Ley de Faraday.

Aplicando este régimen a las ecuaciones restantes se puede obtener el conjunto de discretización completa de las ecuaciones de malla de Maxwell (MGEs):

$$\begin{aligned} \mathbf{C} \mathbf{e} &= -\frac{d}{dt} \mathbf{b}, & \mathbf{C} \mathbf{h} &= \frac{d}{dt} \mathbf{d} + \mathbf{j}, \\ \tilde{\mathbf{S}} \mathbf{d} &= \mathbf{q}, & \mathbf{S} \mathbf{b} &= \mathbf{0}. \end{aligned}$$

En comparación con la forma continua de las ecuaciones de Maxwell, la similitud entre ambas descripciones es evidente. Cabe mencionar que errores de discretización aún no han sido introducidos. En este punto cabe mencionar que incluso la discretización espacial de un algoritmo numérico puede provocar a largo plazo inestabilidad. Sin embargo, basado en las relaciones fundamentales presentadas, se puede demostrar que la formulación FIT no se ve afectada por este tipo de problemas ya que el conjunto de MGEs mantienen la energía y la conservación de carga [35].

Por último, la falta de relación de los materiales introduce inevitablemente inexactitud numérica debido a la discretización espacial. En definitiva las relaciones necesarias entre tensiones y flujos, sus valores integrales tienen que aproximarse a lo largo de los bordes de la malla y en las áreas de las celdas, respectivamente. En consecuencia, el coeficiente resultante dependerá del promedio de los parámetros del material, así como también de la resolución espacial de la malla y se resumen nuevamente en las matrices correspondientes:

$$\begin{aligned} \overline{D} &= \varepsilon \overline{E} & \mathbf{d} &= \mathbf{M}_\varepsilon \mathbf{e} \\ \overline{B} &= \mu \overline{H} & \mathbf{b} &= \mathbf{M}_\mu \mathbf{h} \\ \overline{J} &= \sigma \overline{E} + \overline{J}_s & \mathbf{j} &= \mathbf{M}_\sigma \mathbf{e} + \mathbf{j}_s \end{aligned} \Rightarrow$$

Ahora todas las ecuaciones de la matriz están disponibles para resolver el problema del campo electromagnético en el espacio discreto de la malla. El hecho de que la información métrica y topológica se divide en diferentes ecuaciones tiene importancia teórica, numérica y consecuencias algorítmicas [35].

En el caso de la malla cartesiana, la formulación FIT puede volver a escribirse en el dominio del tiempo para el rendimiento del estándar FDTD. Sustituyendo las derivadas del

tiempo por las diferencias centrales da como resultado la formulación explícita de actualización para el caso sin pérdidas:

$$\mathbf{e}^{n+1/2} = \mathbf{e}^{n-1/2} + \Delta t \mathbf{M}_\varepsilon^{-1} [\mathbf{C} \mathbf{M}_\mu^{-1} \mathbf{b}^n + \mathbf{j}_S^n]$$

$$\mathbf{b}^{n+1} = \mathbf{b}^n - \Delta t \mathbf{C} \mathbf{e}^{n+1/2}$$

En cuanto a las relaciones anteriores, el cálculo de las variables está dado por voltajes eléctricos y por flujos magnéticos. Ambos tipos de incógnitas se encuentran alternadamente en el tiempo, como en el famoso esquema “salto-rana” que se muestra a continuación:

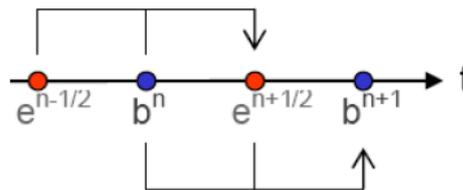


Figura. 3.5. Esquema Salto rana aplicado a FIT en el dominio del tiempo.

Por ejemplo, el flujo magnético en $t=(n+1)\Delta t$ se calcula a partir del flujo magnético del paso de tiempo anterior $t = n\Delta t$ y de la tensión eléctrica a la mitad de un paso de tiempo anterior en $t=(n+1/2)\Delta t$. El esquema de integración explícito de tiempo es condicionalmente estable. El límite de estabilidad para el paso de tiempo Δt se obtiene mediante el criterio de Courant-Friedrichs-Levy (CFL).

$$\Delta t \leq \frac{\sqrt{\varepsilon\mu}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}}$$

El cual debe ser cumplido en cada celda de la malla. Como se ha demostrado, la formulación FIT es un método general y por tanto puede ser aplicado a todos los rangos de frecuencia de DC a altas frecuencias.

3.1.5 Procedimientos de simulación electromagnética automatizados y errores comunes

Los simuladores electromagnéticos pueden servir como herramientas poderosas en el diseño electromagnético y visualización. Sin embargo, pueden emplearse de manera errónea. La tendencia a la automatización completa del procedimiento de simulación electromagnética sin prestar atención a la naturaleza física del problema, así como a la comprensión del procedimiento numérico utilizado, puede llevar a un diseñador a realizar decisiones equivocadas. Prometedores diseños pueden ser abortados, mientras otros que deben ser abortados pueden moverse a la etapa de prototipos, causando pérdida de tiempo y dinero. Los errores "fatales" pueden resultar como consecuencia de una automatizada simulación electromagnética. Esto es especialmente cierto con estructuras no convencionales que son las estructuras elaboradas por los usuarios más inclinados a confiar en el simulador.

Errores debido al mal manejo de mallado

Mallados pobres conducen a un aumento en el error efecto-escalera, por ejemplo, circuitos cortos para espacios cercanos. Algunas de las celdas tienen una gran relación de aspecto dimensión y/ dimensión x y los tamaños de las celdas varían rápidamente sobre las diferentes porciones de dominio. Todos estos factores conducen a resultados erróneos. Este error puede eliminarse utilizando la mejora del mallado denso. Sin embargo, los resultados obtenidos todavía no son garantizados de ser correctos. Este es un problema

común con los simuladores de dominio de tiempo, cuyos resultados son muy sensibles al mallado. Obviamente la dependencia total de la automatización del esquema de mallado de las estructuras no tradicionales es errada. Densas mallas no conducen necesariamente a resultados más precisos. Lo que es importante es la calidad (y no la densidad) de la malla. Por ejemplo, en el puerto coaxial, el simulador se basa en la malla definida para implícitamente capturar la impedancia del puerto, y el cálculo de la impedancia del puerto es sensible a las dimensiones exactas de la sección de cruce del puerto. A pesar de que el mallado es denso en todo el dominio computacional, todavía se puede tergiversar la sección de cruce del puerto en términos de la forma de su perímetro, así como también de sus dimensiones exactas. La calidad de mallado es mejorada cuando la sección de cruce del puerto coaxial es representada con mayor exactitud. Por lo tanto, la calidad, no se basa en procedimientos automatizados de mallado. Se puede dividir la estructura en el número de celdas necesarias y sin embargo puede no ser representado correctamente. Se debe investigar cuidadosamente el mallado de las partes sensibles del diseño (por ejemplo, la sección transversal de la alimentación de la antena). Para partes de la estructura simulada que tienen geometrías simétricas, se debe asegurar que la malla sea simétrica. Con mallados no uniformes se debe evitar el uso de celdas con grandes relaciones. Evite los cambios rápidos entre porciones vecinas no uniformes de la malla. Para estructuras delgadas infinitas, el mallado de dos dimensiones es preferible que el de tres dimensiones, a menos que modelos especiales para este caso sean utilizados por el simulador. Crear el mallado requiere de mucho cuidado y se debe entender plenamente el criterio utilizado por el simulador y sus limitaciones.

Errores debido a un inadecuado modelado de alimentación

Los modelos de alimentación son uno de los temas más críticos en simulaciones electromagnéticas. La mayoría de los simuladores utilizan el modelo de alimentación por abstracción llamado "puertos" para representar la alimentación. Incluso la mínima diferencia entre el modelo escogido por el usuario y la configuración actual puede dar

lugar a diferencias radicales en los resultados. Por ejemplo, el dipolo en los libros de texto suele describirse como se muestra en la figura 3.6a. Se supone que es alimentado por una fuente de vacío. Los simuladores representan la alimentación como un puerto vacío que se muestra en la figura 3.6b.

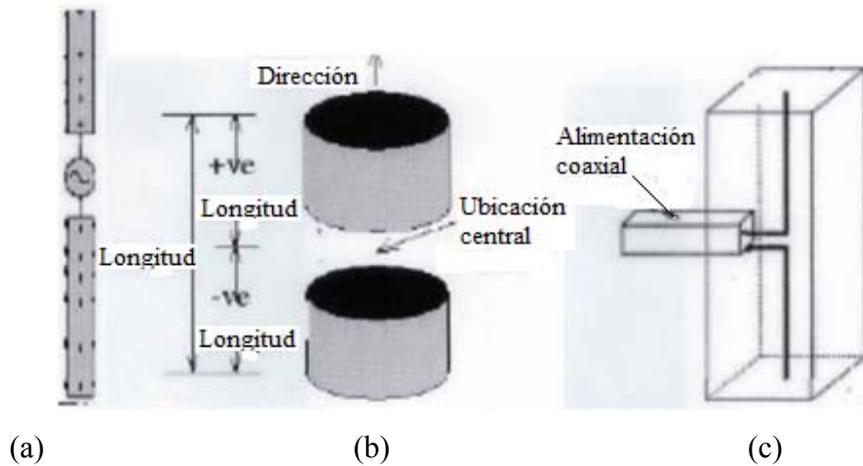


Figura. 3.6.

(a) Representación de la fuente de voltaje teóricamente ideal para la alimentación de un dipolo. (b) Representación del puerto de vacío de la región de alimentación del dipolo utilizados por algunos simuladores; (c) La alimentación coaxial actual para el dipolo.

Se ha demostrado que la inclusión de los detalles de la alimentación coaxial produce resultados más precisos que se acercan más a los resultados medidos. Una situación similar se encuentra con las antenas de parche con alimentación de microcinta (figura 3.7a). El usuario puede ser tentado a utilizar el puerto de alimentación de microcinta, opción disponible en los simuladores (figura 3.7b). Sin embargo, la configuración práctica (figura 3.7c) pueden incluir ya sea un conector SMA soldado horizontalmente (que es preferido, debido a su facilidad de fabricación), para antenas de parche con alimentación de microcinta (a, arriba a la izquierda); los simuladores usan puertos de microcinta para modelar la alimentación (b, superior derecha).

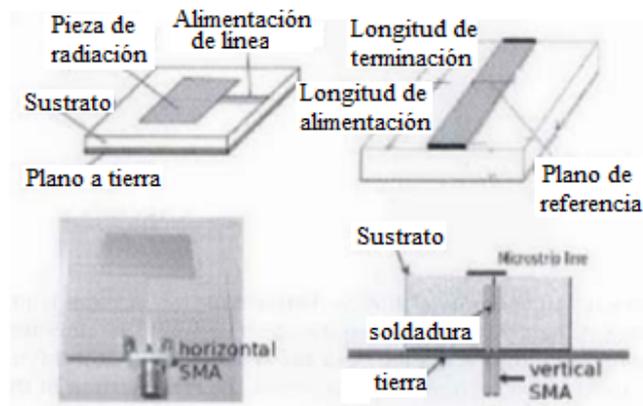


Figura. 3.7. Antenas de parche con alimentación de microcinta. a) arriba a la izquierda b) superior derecha c) abajo a la izquierda y derecha

Sin embargo, la línea de microcinta puede ser alimentada por medio de un conector SMA horizontal o vertical (c, abajo a la izquierda y derecha) o por medio de una sonda (SMA vertical). Aunque este último es más difícil de fabricar, es preferido en aplicaciones de banda ancha, ya que al dejar un pequeño espacio entre la línea de alimentación y la sonda se produce un mejor acoplamiento de impedancias. El puerto de microcinta incorporado en el simulador representa la configuración de alimentación por sonda (y no del SMA horizontal). Un punto importante a tomar en cuenta es que en la microcinta incorporada los puertos coaxiales son modelados como puertos TEM. Sin embargo, si la sección transversal es eléctricamente grande, esta aproximación puede ser ligeramente violada, dando lugar a resultados inexactos.

Errores relacionados con la definición del dominio Computacional

Los usuarios prefieren que el dominio de cálculo sea lo más pequeño posible para reducir tiempos de simulación. El cálculo del patrón de radiación requiere de simuladores de dominio de tiempo que permitan que celdas extras rodeen la estructura simulada con el fin de llevar a cabo la transformación de campo de cercano a lejano.

Cuando esta transformación no es necesaria, el usuario queda en libertad de definir el dominio computacional tan estrecho como sea posible. Sin embargo, esto puede afectar negativamente la exactitud de los resultados. Las diferencias son observadas con diferentes espaciamientos entre la antena y las fronteras absorbidas. Como se muestra en la figura 3.8, el modelo abierto es demasiado cercano a los límites externos, mucha energía puede ser absorbida por la PML. Esto produce inexactitud.

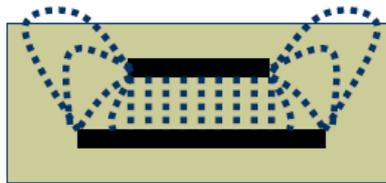


Figura. 3.8. Modelo abierto demasiado cercano a los límites externos

Errores relacionados al post-procesamiento

El post-procesamiento envuelve procedimientos numéricos de procesamiento de señal, la inexactitud de esto puede conducir a resultados incorrectos, incluso si los resultados de la simulación son correctos. Los resultados pueden ser cuestionables especialmente cuando se acercan a casos limitados (muy altos/muy bajos coeficientes de reflexión, muy alta o muy baja eficiencia de la antena). En tales casos, la tolerancia del procedimiento numérico puede enmascarar los resultados reales.

3.2 DISEÑO DE LA ANTENA

3.2.1 Elaboración de la antena utilizando CST Microwave Studio.

Para comenzar a utilizar el simulador se debe elegir la opción *File – New*, localizada en la parte superior izquierda.



Una vez iniciado el entorno de diseño de CST (*CST DESIGN ENVIRONMENT*), se le pedirá al usuario abrir un archivo existente o un proyecto nuevo, en nuestro caso se elegirá la opción *Create a new project – CST MICROWAVE STUDIO*.

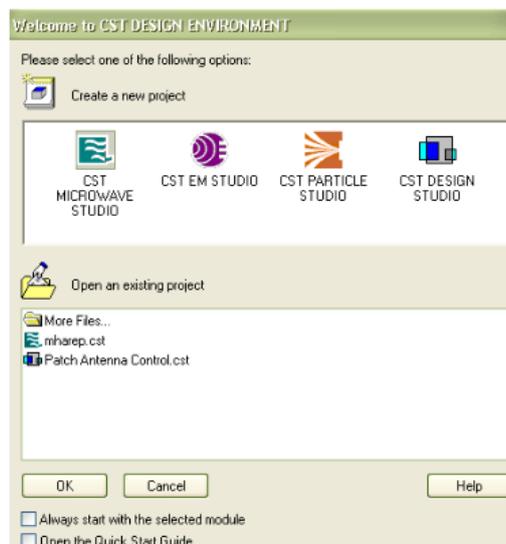


Figura. 3.9 Ambiente de diseño de CST MICROWAVE STUDIO

Una vez que CST MICROWAVE STUDIO ha sido inicializado, usted podrá observar la siguiente ventana:

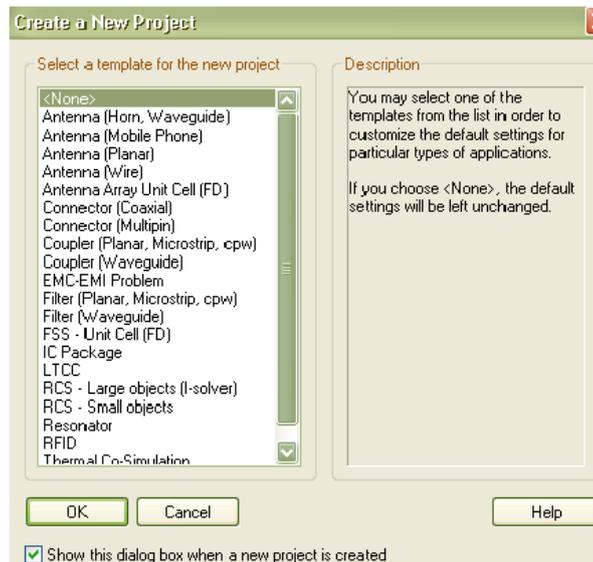


Figura. 3.10 Crear un nuevo proyecto

El cuadro de diálogo aparecerá cada vez que un nuevo proyecto sea creado. Aquí usted puede seleccionar una de las plantillas predefinidas para automáticamente configurar valores establecidos por default para los dispositivos que desea analizar. A pesar que todas estas configuraciones pueden ser cambiadas manualmente en cualquier momento, es conveniente utilizar las propiedades por default, especialmente para los usuarios nuevos. Sin embargo, como un usuario avanzado usted puede personalizar las plantillas predefinidas o añadir otras nuevas.

Para la creación de la antena para curaciones hepáticas simplemente se seleccionará *<none>* y un clic en el botón *OK*.

La siguiente imagen muestra una captura de pantalla del ambiente de CST MICROWAVE STUDIO.

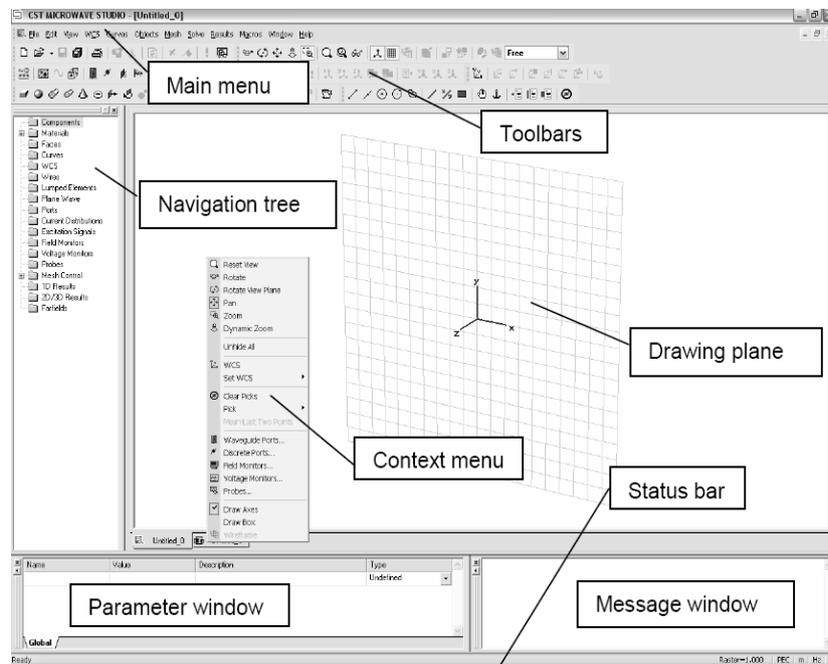


Figura. 3.11 Partes del ambiente de diseño de CST

- El árbol de navegación es una parte esencial de la interfaz de usuario. Desde aquí se puede acceder a elementos estructurales, así como a los resultados de la simulación.
- Los menús contextuales son una forma flexible de acceder a los comandos de menú de uso frecuente. El contenido de este menú (que se puede abrir pulsando el botón derecho del ratón) cambia dinámicamente.
- El plano de dibujo es el plano en el que se dibujarán las estructuras primitivas. Como el ratón es un localizador en 2D, incluso cuando se definen estructuras en 3D, las coordenadas serán proyectadas en el plano de dibujo para especificar una ubicación en 3D. Ya que se puede cambiar la ubicación y la orientación del plano de dibujo por medio de varias herramientas, esta característica hace que el modelador sea muy potente.

- La ventana de parámetros muestra una lista de todos los parámetros definidos anteriormente, junto con sus valores actuales.
- La ventana de mensaje muestra la información de texto (por ejemplo, solucionador de salida) cuando proceda.
- Los otros elementos de la interfaz de usuario son estándar para una aplicación basada en Windows.

A continuación se procede a definir las unidades con las cuales se va a trabajar en el diseño de la antena, se elige la opción *Solve – Units*, como se indica:



En el cuadro de diálogo se configuran las unidades, así las dimensiones de la antena estarán dadas en mm, la frecuencia en GHz y el tiempo en ns.

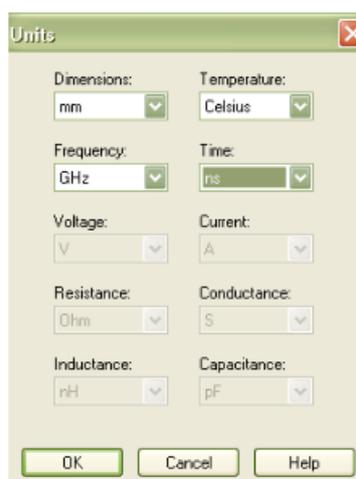


Figura. 3.12 Cuadro de modificación de unidades

Posteriormente se procede a configurar las propiedades del material, para lo cual se elige la opción *Solve – Background Material*. Esta opción permite llenar el espacio indefinido dentro de las fronteras.



Los siguientes tipos de material están disponibles:

PEC	Establece las propiedades de fondo del material (<i>background material</i>) como un conductor eléctrico perfecto (<i>Perfect Electric Conductor</i>)
NORMAL	Establece el <i>background material</i> como un material normal, el cual es libre de pérdidas y es determinado por su permitividad Epsilon y su permeabilidad Mue.

Para el presente caso este será normal, lo que significa que la antena será creada en el vacío, con un épsilon y mue de 1.

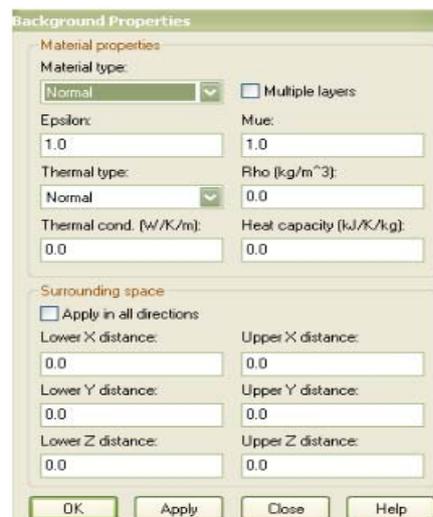


Figura. 3.13 Cuadro de propiedades de fondo (*background properties*)

Solve – Frequency permite definir el rango de frecuencia del proyecto.



Este ajuste tiene algunas influencias en el cálculo de los resultados, es por eso que se debe elegir apropiadamente una F_{min} y una F_{max} .

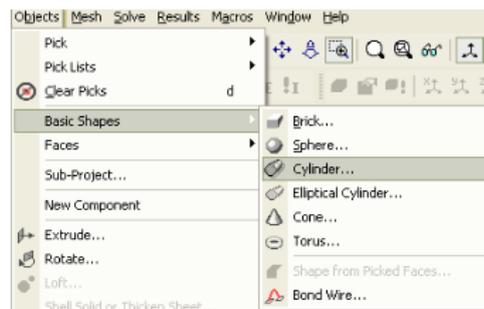


Figura. 3.14 Cuadro de configuración de frecuencia

Una vez configuradas todas las opciones disponibles para la elaboración del proyecto, se procede a diseñar la antena, para lo cual se debe tomar en cuenta las medidas de la misma así como también las características de los materiales que la constituirán.

CONDUCTOR INTERNO

Objects – Basic Shapes – Cylinder.



En este cuadro de diálogo usted puede especificar las dimensiones del cilindro. La construcción siempre se realizará en el sistema de coordenadas actual. A cada cilindro se le asigna un material particular en el cual todas las formas podrán compartir las mismas propiedades del material y los mismos colores. El cilindro también es asociado a cierto componente y es identificado por un único nombre, de esta manera la figura podrá ser direccionada por este nombre para sus operaciones subsecuentes.

Al elegir la opción de *Cylinder*, o cualquier otra figura, se presentará la siguiente venta.

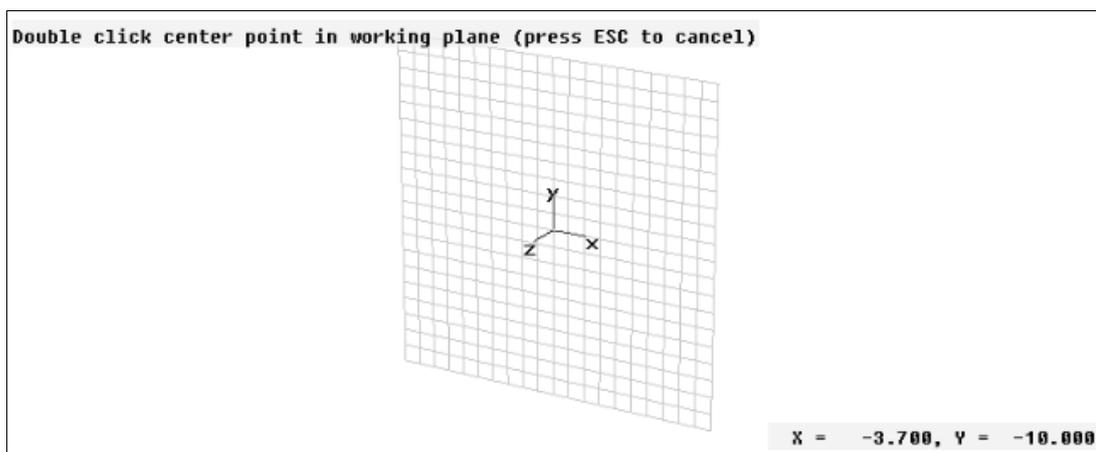


Figura. 3.15 Ventana de trabajo definida por los ejes x,y,z

A través de esta ventana se puede hacer doble clic en el punto central donde se creará el cilindro o se puede presionar ESC para abrir directamente el cuadro de diálogo en el cual se ingresan las coordenadas y características de la figura.

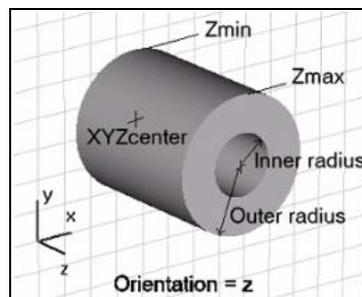
Para la creación del cilindro se requieren ingresar los siguientes datos:

Nombre:

Especifica el nombre del cilindro.

Orientación:

Especifica la orientación del eje del cilindro a lo largo del sistema de coordenadas actual. El eje siempre debe ser alineado con uno de los ejes de coordenadas. Para definir un eje del cilindro que no es paralelo a un eje del sistema de coordenadas se debe especificar el sistema de coordenadas local. De acuerdo al sistema de coordenadas activo actualmente, solo se especifica las coordenadas globales X,Y,Z.



Radio exterior:

Especifica una expresión válida para el radio exterior del cilindro.

Radio interior:

Especifica una expresión válida para el radio interior del cilindro para definir un anillo. Para definir un cilindro sólido se debe configurar este valor a 0.

Xcenter, Ycenter, Zcenter:

Especifica una expresión válida para el centro de coordenadas de la base del cilindro en el sistema de coordenadas perpendicular al eje del cilindro. De acuerdo con la orientación solamente dos de estas entradas podrán aparecer en el cuadro de diálogo. Estas entradas aparecerán cuando el sistema de coordenadas global sea activado.

Xmin, Ymin, Zmin, Xmax, Ymax, Zmax:

Especifica expresiones válidas para las coordenadas inicial y final a lo largo de la orientación del eje del cilindro. De acuerdo con la orientación, solamente un par de estas configuraciones (Xmin-Xmax, Ymin-Ymax o Zmin-Zmax) serán mostradas en el cuadro de diálogo. Estas entradas aparecerán cuando el sistema de coordenadas global sea activado.

Segmentos:

Especifica una expresión entera válida para la segmentación del cilindro. La parte inferior y superior serán divididas en un número específico.

Componente:

Elige una nueva componente de la lista seleccionada. También se puede crear un nuevo componente escribiendo el nombre del nuevo componente.

Material:

Selecciona el material con el cual esta figura será asignado de la lista de materiales previamente definidos o creando un nuevo material seleccionando [New Material...]. También se puede cargar un material de la librería de materiales seleccionando [Load from material Library...]

El primer cilindro en crear será el conductor interno cuya orientación será en el eje z, con un radio externo de 0,255mm a una distancia del origen del eje z de 0.6mm, cuya longitud máxima se denominará “Longitud” y el material que lo conforma será un PEC.

PEC es la abreviación de *Perfectly Electric Conducting* (Conductor Eléctrico Perfecto). Los materiales PEC son considerados como aquellos que exhiben conductividad infinita. Por tanto estos no producen pérdidas. A pesar de que este material es una idealización, este es muy útil para buenos materiales conductores, un material PEC puede ser simulado mucho más rápido que los materiales “reales” con conductividad finita.



Figura. 3.16 Cuadro de diálogo de configuración del conductor interno

Como el parámetro ingresado en la entrada Zmax no es un número sino una expresión, esta requiere ser definida, es por esto que aparecerá un cuadro de diálogo en el cual se ingresará el valor numérico de “Longitud” el mismo que puede variar según las necesidades del usuario tantas veces lo requiere.



Figura. 3.17 Cuadro de diálogo de configuración del parámetro de longitud

En cuanto los valores y características correspondientes al conductor interno sean configuradas, se observará el cilindro creado en el plano de dibujo.

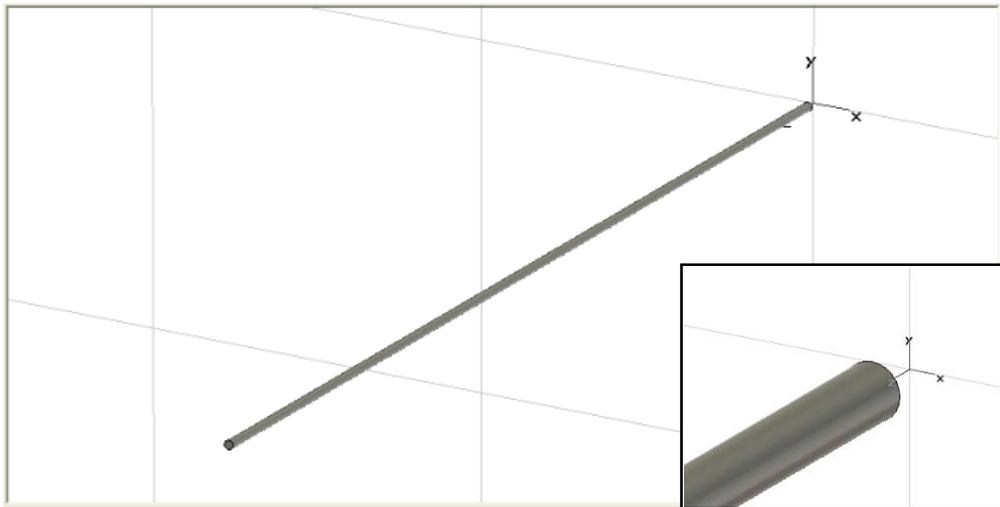
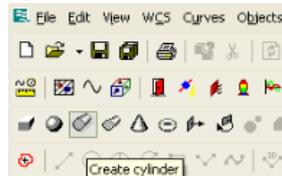


Figura. 3.18 Gráfica del conductor interno

DIELECTRICO

Otra forma de acceder a la figura que se desea crear es a través de las herramientas. La siguiente figura a crear también es un cilindro, el mismo que rodeará al conductor interno.



El dieléctrico está orientado en el eje z, su radio externo es de 0.84mm mientras que el radio interno es de 0.255mm, su Zmin y Zmax poseen el mismo valor que el conductor interno. El material por el cual está conformado el dieléctrico es un material nuevo, por lo que se elige la opción *New material* para la creación del mismo.



Figura. 3.19 Cuadro de diálogo de configuración del dieléctrico

El nuevo material a crear es PTFE (Politetrafluoroetileno), un polímero de tetrafluoroetileno. Este material no-elástico se caracteriza por una serie de propiedades:

- La superficie es resbaladiza y repele la mayoría de los medios de comunicación. Su utilización se ve favorecida en todos los casos en los que hay que evitar la retención de residuos.

-
- El coeficiente de rozamiento es muy bajo frente a la mayoría de superficies oponentes de otros materiales.
 - Las propiedades de aislante eléctrico son excepcionalmente positivas. Estas son casi independientes de la frecuencia y temperatura.
 - La resistencia química es superior al de todos los demás termoplásticos y elastómeros.

Una vez elegida la opción *New Material*, aparecerá una ventana de diálogo en la cual se debe ingresar los nuevos parámetros del material.

Un material puede consistir de diferentes configuraciones. Cada configuración del material corresponde a un tipo de problema que necesita ser resuelto para el modelo actual. Un tipo de problema puede ser “Default”, “Low frequency”, “High Frequency” o “Particle”. La configuración del material “Default” siempre debe ser definida, mientras que las otras tres pueden ser definidas únicamente cuando sea necesario. Al elegir *Default*, se obtendrá las siguientes pestañas para configurar: General, Conductividad, Dispersión, Térmico y Densidad.

En la página de diálogo de General, las propiedades más importantes son definidas. Estas son las propiedades electromagnéticas como también las propiedades térmicas y la visualización específica del material.

Nombre del material:

Muestra el nombre del material u ofrece la posibilidad de definir el nombre de un nuevo material.

Tipo:

PEC: Perfecto conductor eléctrico.

Normal: Conductor no eléctrico, con un ϵ de permitividad relativa y un μ de permeabilidad relativa. Epsilon / μ - ajustes para la permitividad relativa ϵ y permeabilidad relativa μ .

Anisotrópico: Idéntica al tipo de material normal, pero permita la entrada en diagonal de valores de materiales anisotrópicos. Epsilon (X/Y/Z) / μ (X/Y/Z) - en estos campos, puede ingresar los valores anisotrópicos de la permitividad relativa y de la permeabilidad relativa ϵ μ .

Lossy metal: Para buenos conductores eléctricos (pero no perfectos), este tipo simula los sólidos asociados para el uso de un modelo de impedancia para superficies de una dimensión. Este modelo es físicamente razonable sólo para frecuencias altas. Así pues, para tener en cuenta bajas frecuencias, el material debe ser modelo utilizando un tipo normal en la conexión con una conductividad eléctrica. Para simulaciones de banda ancha, la gama de frecuencias debe ser dividida en dos intervalos. La pérdida de material metálico se determina por la entrada de conductividad eléctrica y el valor de permeabilidad. Este tipo sólo está disponible para materiales configurados como "Default" o "High Frequency". Conductividad eléctrica / μ : En estos campos, se puede ingresar la conductividad eléctrica y la permeabilidad relativa μ que describen la pérdida de metal.

No lineal: Define una permeabilidad no lineal μ por medio de una curva magnética H-B. El tipo metal no lineal sólo está disponible para la configuración de material "Default" y "Low Frequency"

Pared corrugada: Una pared corrugada es una superficie plana con una corrugación rectangular repetida periódicamente con una cierta profundidad y diferencia de ancho. Cuando realmente se modelan estas superficies, la malla terminará con un número muy elevado de celdas de la malla para representar todos los detalles. Sin embargo, en muchos

casos, como son los cálculos del Parámetro S, la solución exacta sobre el campo en el interior de la corrugación no es de interés. Entonces es suficiente sustituir la corrugación real por un material apropiado con las mismas características macroscópicas. Este tipo de material sólo está disponible para el dominio de frecuencia tetraédrica del *solver*, y sólo para las configuraciones "*Default*" y "*High Frequency*". *Corrugation depth, gap width, tooth width*, aquí las dimensiones específicas de la corrugación rectangular pueden ser definidas.

Hoja óhmica: Un modelo de impedancia de la superficie se utiliza para relacionar los campos de la superficie de la hoja óhmica. Este tipo de material sólo está disponible para el dominio de frecuencia tetraédrica y sólo para configuraciones de material "*Default*" y "*High Frequency*". Resistencia / Reactancia- la impedancia de la frecuencia independiente de la hoja (reales e imaginarios).

Color de la estructura: Esta sección le permite especificar la forma en que el correspondiente sólido se visualizará.

Dibuja como alambre: Muestra todos los sólidos asociados con este material como wireframes.

Dibuja superficie reflectante: Muestra todos los sólidos asociados con este material usando superficies reflectantes (normalmente se aplica a superficies metálicas).

Permitir esquema de visualización: La visibilidad real de esbozo depende de la configuración del esquema global de estado, así como también de la selección actual. Si esta opción no está marcada, el esbozo nunca será establecido para el correspondiente sólido.

Dibujar esquema de figuras transparentes: Determinar si el esbozo también aparece cuando los sólidos se dibujan transparentemente.

Cambio...: Haga clic aquí para cambiar su capa de color.

Deslizador de transparencia: Este deslizador muestra todos los sólidos asociados en un modo transparente de 0 a 100 por ciento.

Añadir a la Biblioteca de Materiales: Al seleccionar esta casilla de verificación, se abrirá el cuadro de diálogo "Añadir a la biblioteca de materiales" después de pulsar el botón OK.



Figura. 3.20 Cuadro de diálogo de configuración de parámetros del nuevo material

Para el material PTFE únicamente se configurará las propiedades generales. Una vez establecidas las características del dieléctrico se obtiene la siguiente gráfica.

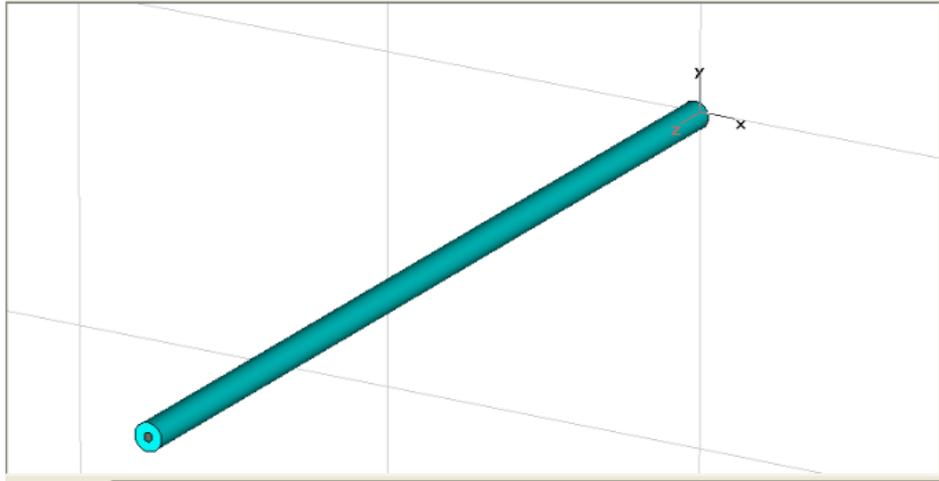


Figura. 3.21 Gráfica del dieléctrico

CONDUCTOR EXTERNO

El conductor externo es otro cilindro cuya orientación será en el eje z, con un radio externo de 1,1mm, un radio interno de 0.84mm a una distancia del origen del eje z de 0.6mm, cuya longitud máxima se denominará “Longitud” y el material que lo conforma será PEC.



Figura. 3.22 Cuadro de diálogo de configuración del conductor externo

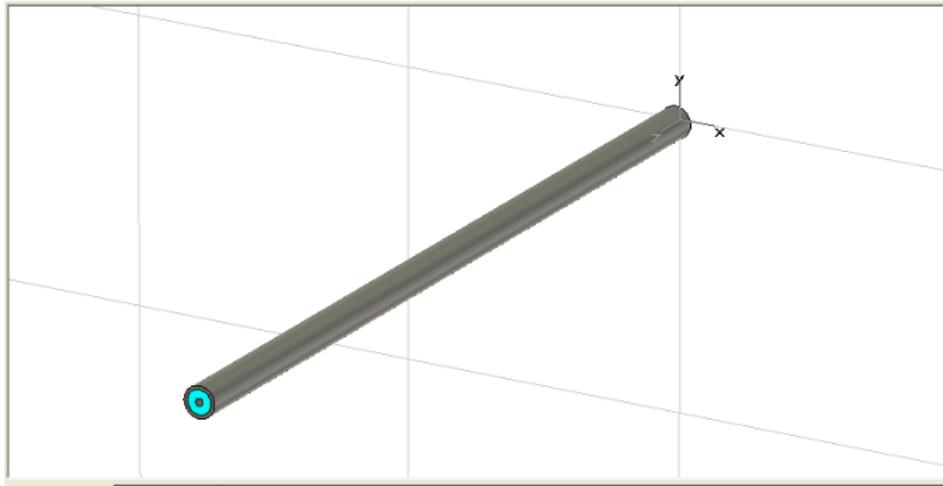


Figura. 3.23 Gráfica del conductor externo

SOLDADURA

La soldadura es un pequeño cilindro que va en la parte inferior de la antena, su orientación está en el eje z, con un radio externo de 1,1mm, un Zmax de 0.6mm y el material que lo conforma es PEC.



Figura. 3.24 Cuadro de diálogo de configuración de la soldadura

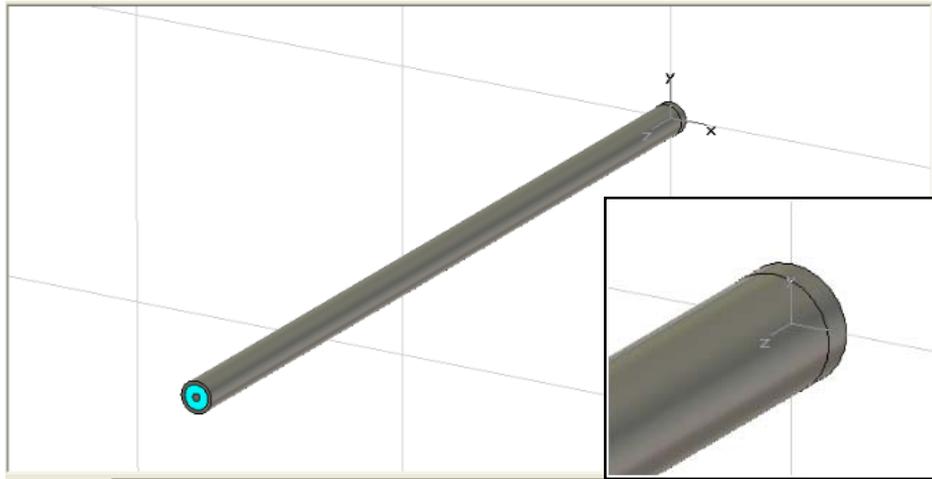


Figura. 3.25 Gráfica de la soldadura

SLOT1

El slot es una pequeña ranura cilíndrica. Al igual que el resto de los cilindros se debe configurar sus características en el cuadro de diálogo. Su orientación está en el eje z, con un radio externo de 1,1mm, un radio interno de 0,84 mm, un Zmin de 3,6mm y un Zmax de 4.6mm. El material que lo conforma es Vacuum (vacío) ya que nos referimos a una ranura.



Figura. 3.26 Cuadro de diálogo de configuración del slot 1.

Se debe tomar en cuenta que los valores ingresados en el radio exterior y en el radio interior son los mismos valores ingresados en el conductor externo, esto se debe a que se colocará una ranura en forma de anillo sobre el conductor externo creando de esta forma un pequeño espaciado en este. Debido a la similitud de los valores, se abrirá una nueva página de diálogo llamada *Shape Intersection* (Intersección de la Figura).

Si la entrada de menú *Objects – Boolean - Check Intersections* esta activa, este cuadro de diálogo se abre automáticamente después de haber creado una nueva forma (B), que se cruza con uno (o más) formas (A). Usted puede decidir qué debe hacerse con la consiguiente intersección de las figuras. Sin embargo, para algunas combinaciones de materiales de las figuras A y B el diálogo de intersección no aparecerá. En estos casos operaciones no booleanas debe ser especificadas. Antes de que el programa calcule las matrices del material, estas se combinan de forma automática de la siguiente manera:

Ninguno: Deja las dos figuras como estas estén. Normalmente esto no es recomendable, ya que dará lugar a una ambigua distribución de material.

Insertar figuras destacadas: Inserta la figura B dentro de la forma A

Ajuste de figura destacada: Inserta la figura A en la figura B.

Añadir las dos figuras: Añade la figura A y B

Intersecar ambas figuras: Cruza la figura A y B

Cortar la figura destacada: Resta B de A

Transp.: Cambia la visualización de la forma de acuerdo la figura entre transparente y sólido.

Aceptar: Realiza la operación seleccionada y cierra el cuadro de diálogo.

Cancelar: Cierra este cuadro de diálogo sin realizar ninguna otra acción.

Ayuda: Muestra este texto de ayuda

La nueva figura a ser intersecada es el Slot1 y la figura sobre la cual se realizará la operación es el Conductor externo, la operación a realizar será *Insert highlighted shape* (insertar figura destacada)

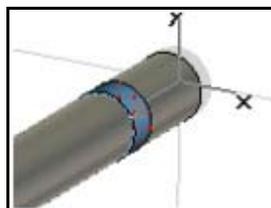
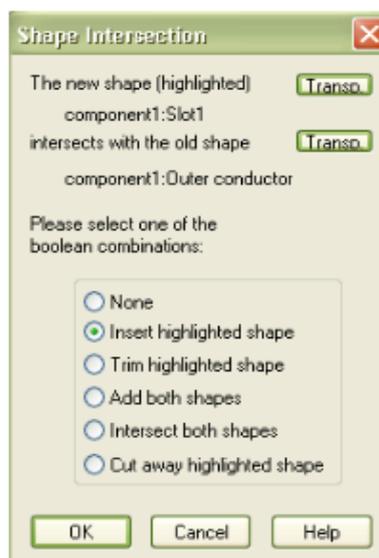


Figura. 3.27 Cuadro de diálogo de intersección de figuras y su respectiva intersección.

De esta manera se obtendrá la ranura deseada en el conductor externo como muestra la figura.

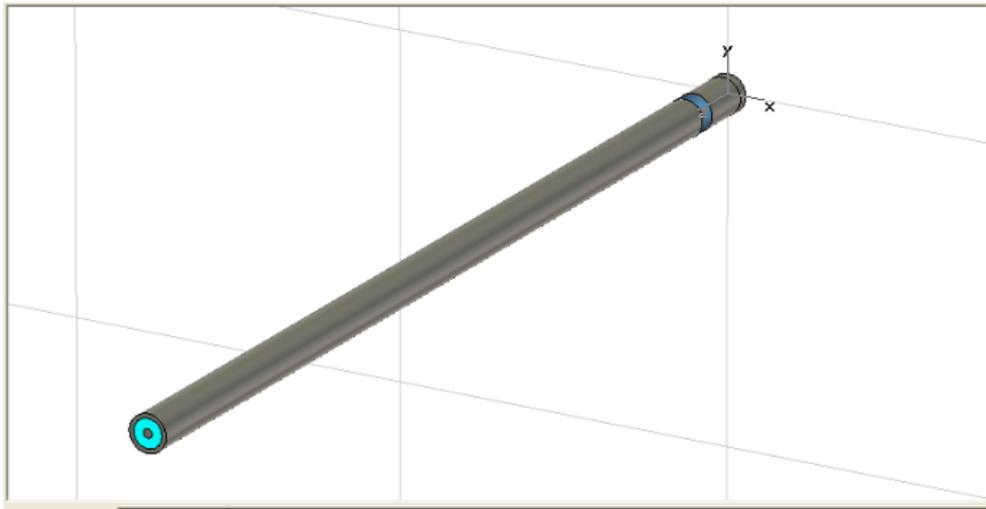


Figura. 3.28 Gráfica de la ranura 1

SLOT2

Siguiendo el mismo procedimiento que el Slot1, se creará una nueva ranura ubicada igualmente sobre el conductor externo, así se define la orientación del cilindro en el eje z, con el mismo radio externo e interno 1,1mm y 0,84 mm respectivamente, pero a diferencia de la primera ranura, el Zmin será de 9,2mm y el Zmax de 10.2mm. El material que lo conforma es Vacuum (vacío).



Figura. 3.29 Cuadro de diálogo de configuración de la ranura 2.

El slot2 también debe ser insertado en el conductor externo.

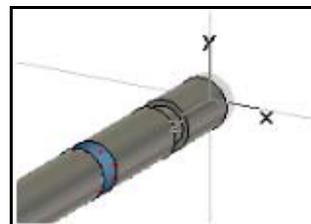
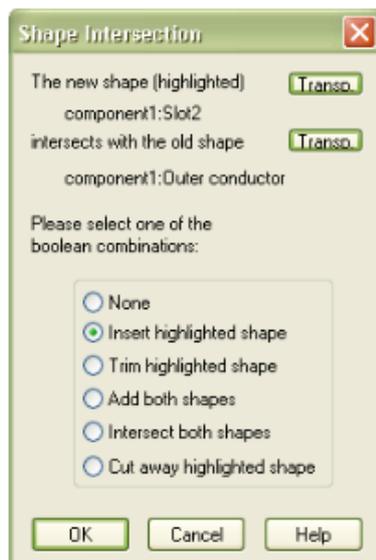


Figura. 3.30 Cuadro de diálogo de intersección de figuras y su respectiva intersección (ranura 2).

De esta manera se puede observar la antena con sus dos ranuras creadas.

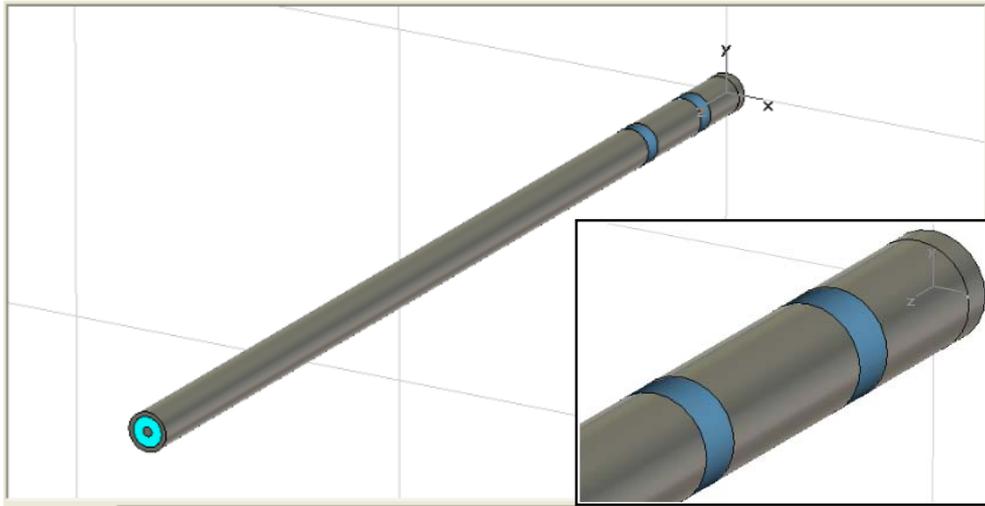


Figura. 3.31 Gráfica de la ranura 2

CHOKE

Para terminar con la construcción de la antena se procede a crear el *Choke*, un nuevo cilindro que recubrirá una pequeña distancia del conductor externo.

El obturador tendrá una orientación sobre el eje z , con un radio externo de 1,5mm, un radio interno de 1,1mm, un Z_{min} de 19,4mm y un Z_{max} de 37,8mm. El material que lo conforma es PEC.



Figura. 3.32 Cuadro de diálogo de configuración del choke.



Figura. 3.33 Gráfica del choke

Existen varias maneras a través de las cuales se puede visualizar la estructura creada así como también los materiales que conforman la antena. Una de estas formas es a través del árbol de navegación ubicado en la parte superior izquierda. Como se observa, en este se encuentra una carpeta (*Components*) con la sub- carpeta (*component1*) que contiene el listado de componentes que forman parte de la antena. Señalando el componente deseado este será iluminado automáticamente en el plano de dibujo.

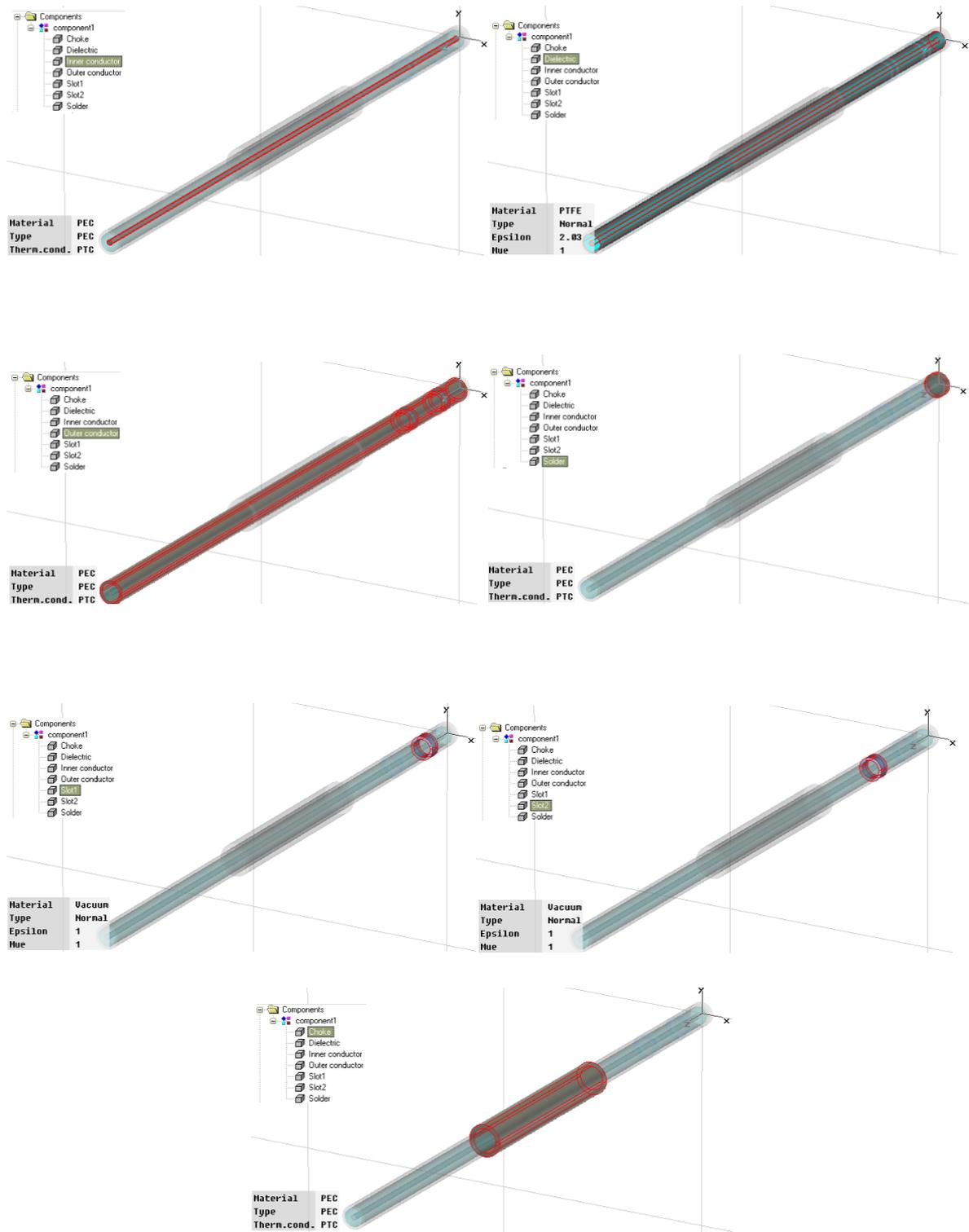


Figura. 3.34 Visualización de cada componente creado

De igual manera se puede visualizar el material por el cual esta creado cada uno de los componentes de la antena a través de la carpeta *Materials*.

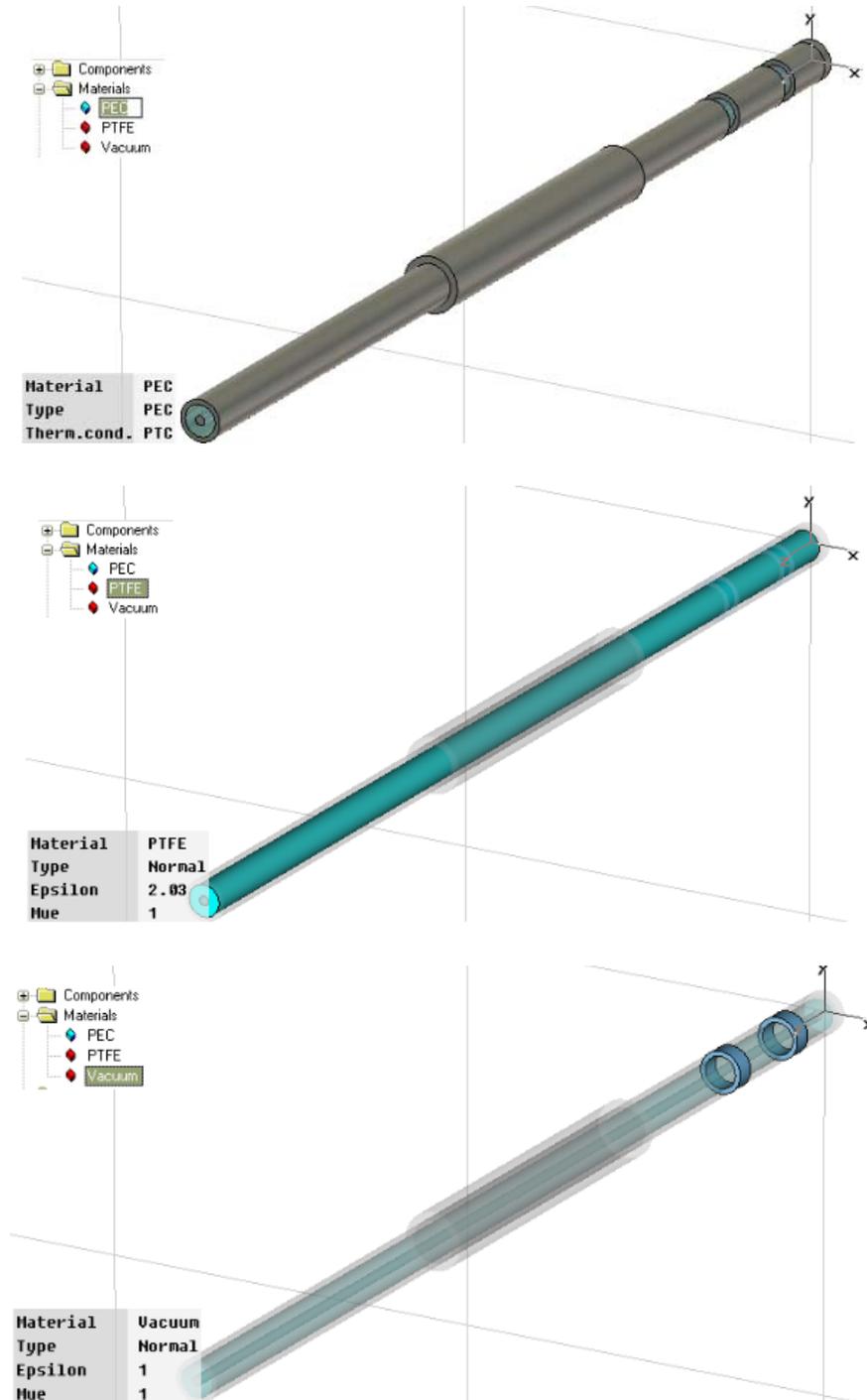


Figura. 3.35 Visualización de cada material utilizado

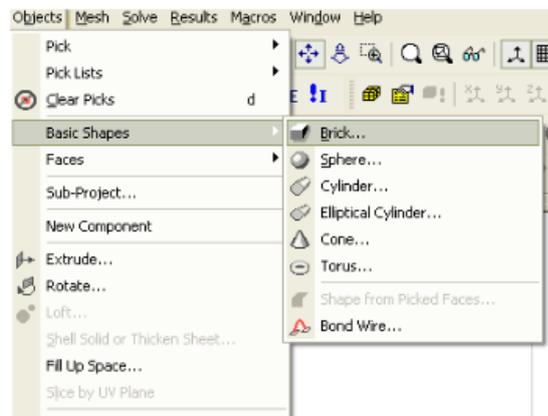
Otra forma de visualizar la antena es según la perspectiva que se la observe. Esto se realiza seleccionando en la parte superior derecha de la barra de herramientas la forma de visualización. Estas pueden ser Libre, frontal, posterior, izquierda, derecha, superior, inferior y perspectiva.



Figura. 3.36 Visualización de la antena creada desde diferentes perspectivas.

3.2.2 Elaboración del tejido hepático utilizando CST Studio.

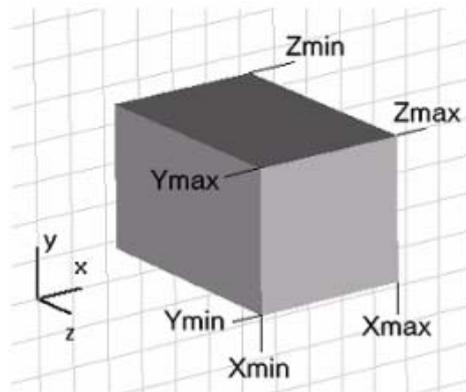
Para la elaboración del tejido hepático se procede a crear un cubo el cual representará la porción de tejido que se desea tratar. Se elige la opción *Objects – Basic Shapes – Brick*.



A continuación se presentará una página de diálogo similar a la que se obtenía en la construcción del cilindro, en esta se debe ingresar los siguientes datos:

Nombre: Especifica el nombre del cubo.

Xmin, Ymin, Zmin, Xmax, Ymax, Zmax: Especifica expresiones válidas para las dimensiones del bloque en coordenadas globales. Estas entradas aparecerán cuando el sistema de coordenadas global sea activado.



Componente: Elige una nueva componente de la lista seleccionada. También se puede crear un nuevo componente escribiendo el nombre del nuevo componente.

Material: Selecciona el material con el cual esta figura será asignado de la lista de materiales previamente definidos o creando un nuevo material seleccionando [New Material...]. También se puede cargar un material de la librería de materiales seleccionando [Load from material Library...]

El bloque representará el tejido cuyo Xmin es -60, Xmax es 60, Ymin es -60, Ymax es 60, el Zmin -20 y Zmax 50, el componente será denominado “Liver” (tejido) y el material será un nuevo material que será diseñado de acuerdo a las características del tejido.

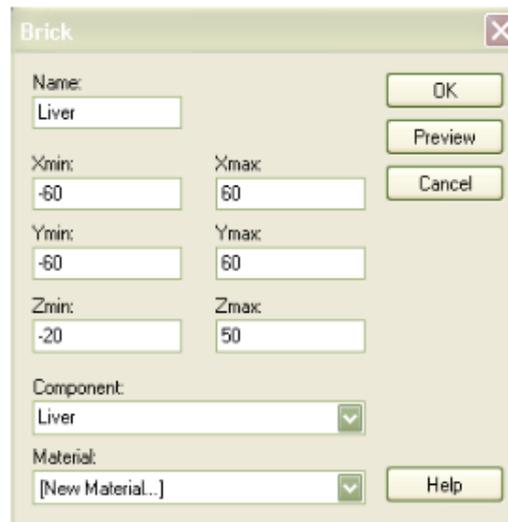


Figura. 3.37 Cuadro de diálogo de configuración del tejido.

Al seleccionar la opción [New Material..] se presenta la siguiente página de diálogo en la que se debe configurar las características del bloque. El nombre del material será “Liver”, de tipo normal con un Epsilon y mue de 1.

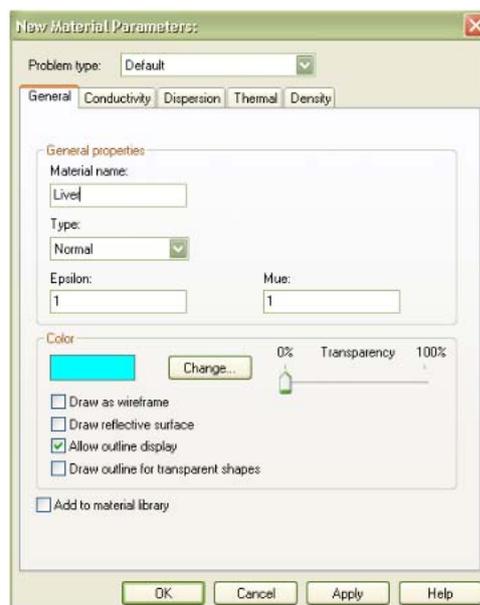


Figura. 3.38 Cuadro de diálogo de configuración de las propiedades del nuevo material.

Otro parámetro que se debe tomar en cuenta para la creación del tejido es el parámetro de dispersión. Esta es una página del cuadro de diálogo de parámetros del material. En esta página diversos modelos de dispersión de permitividad, así como de permeabilidad están disponibles, representado diferentes frecuencias dependientes de las formulaciones del material. Excepto por el comportamiento magnético girotrópico de ferritas parciales, todos los modelos son válidos para un tipo de material anisotrópico. Tenga en cuenta que los parámetros de entrada se distinguen entre frecuencias angulares indicadas por la unidad rad/s (por ejemplo, frecuencias resonantes) y valores de frecuencia normal en Hz (por ejemplo, la amortiguación de las frecuencias).

Cuadro de dispersión dieléctrica

Modelo de dispersión:

Aquí, los diferentes modelos de dispersión dieléctrica pueden ser elegidos, cada uno de ellos con un conjunto diferente de propiedades específicas de los materiales. El primer parámetro de los materiales para todos los modelos dieléctricos de dispersión es el valor infinito ϵ , representando el límite de alta frecuencia de la permitividad.

Debye 1er orden: El primer orden de dispersión de Debye describe un proceso de relajación del material, determinado por el tiempo de relajación y el valor ϵ .

Debye 2 ° orden: El segundo orden de dispersión de Debye describe un proceso de relajación superpuesto dado por la suma de dos modelos de primer orden Debye. Los parámetros correspondientes son dos tiempos de relajación como también dos valores ϵ .

Drude: El modelo de dispersión Drude describe el comportamiento dieléctrico del material plasma, determinado por la frecuencia de plasma y la frecuencia de colisiones representando efectos de amortiguación.

Lorentz: El modelo de dispersión de Lorentz describe un proceso de resonancia del material, determinado por el valor ϵ , la frecuencia de resonancia y el factor de amortiguamiento.

Gyrotropic: El comportamiento de dispersión giroeléctrico es relevante para los magnetizados medios de comunicación de plasma. Los parámetros del material comprenderán la frecuencia plasma y la frecuencia de colisión como para la dispersión Drude. Tenga en cuenta que la dispersión de este material no es seleccionable para la configuración de materiales anisotrópicos.

Usuario:

El ajuste de la dispersión se basa en una constante de conductividad, general de 1er orden, o un modelo general de 2do orden. Una lista de valores ϵ' ϵ'' pueden ser definidos por diferentes puntos de frecuencia pulsando el botón "Lista de dispersión".

Cuadro de dispersión magnética

Modelo de dispersión:

Aquí, los diferentes modelos de dispersión magnética pueden ser elegidos, cada uno de ellos definido por un conjunto diferente de propiedades específicas de los materiales. El primer parámetro de material para todos los modelos de dispersión magnética es el valor infinito μ , representando el límite de alta frecuencia de la permeabilidad.

Debye 1er orden: La dispersión de primer orden de Debye describe un proceso de relajación del material, determinado por el tiempo de relajación y el valor de mue.

Debye 2do orden: La dispersión de segundo orden de Debye describe un proceso de relajación superpuesto dado por la suma de dos tiempos de relajación como también ambos valores de mue.

Drude: La descripción de este modelo de dispersión corresponde a la de los materiales dieléctricos anteriores. Sin embargo, este modelo ofrece la posibilidad de definir una curva de dispersión especializada, los parámetros de plasma y frecuencia de colisión no tienen equivalencia física exacta.

Lorentz: Este modelo de dispersión describe un proceso de resonancia del material, determinado por el valor mue, la frecuencia de resonancia y el factor de amortiguamiento.

Gyrotropic: Este modelo de dispersión es adecuado para los materiales de ferrita que están magnetizados hasta la saturación por un campo magnético homogéneo. Los correspondientes parámetros pueden ser definidos por Gauss o por el sistema de unidades SI.

Usuario:

El ajuste de la dispersión se basa en una constante, ya sea conductividad, general de 1er orden o 2do orden. Una lista de valores mue' mue" pueden ser definidos para diferentes puntos de frecuencia pulsando el botón "Lista de dispersión".

Parámetro de conversión

Nota: Este cuadro sólo está disponible para un determinado modelo de dispersión magnético girotrópico.

Sistema: Gauss o el sistema de unidades SI pueden ser seleccionados para los diferentes parámetros de entrada del modelo de dispersión girotrópico.

Frecuencia: Frecuencia de referencia para la conversión de los parámetros del material dado en unidades de Gauss dentro el sistema SI.

Para la elaboración del tejido se selecciona la opción *Dielectric dispersion – User – Dispersion List...*



Figura. 3.39 Cuadro de diálogo de configuración de las propiedades de dispersión del nuevo material.

Al seleccionar la opción *lista de dispersión* del cuadro de dispersión dieléctrica, se abrirá un nuevo cuadro de diálogo el cual ofrece la posibilidad de definir una curva de dispersión del material específico, que es automáticamente instalado en el modelo del material especificado.

Eps

- Esquema de instalación: Diferentes modelos de dispersión dieléctrica pueden ser elegidos. Los modelos son: conductividad, General 1er orden y General 2do orden.
- Frecuencia: En este cuadro, las ϵ' ϵ'' específicas pueden ser definidas mediante el establecimiento de varios valores a diferentes puntos de frecuencia.
- Cargar archivo ...: Abre un diálogo de archivo seleccionado para especificar un archivo ASCII que contiene puntos de coordenadas.
- Borrar: Pulse este botón para borrar todas las filas seleccionadas en el cuadro de la lista de dispersión.
- Borrar lista: Pulse este botón para borrar todas las entradas del cuadro de lista de dispersión.

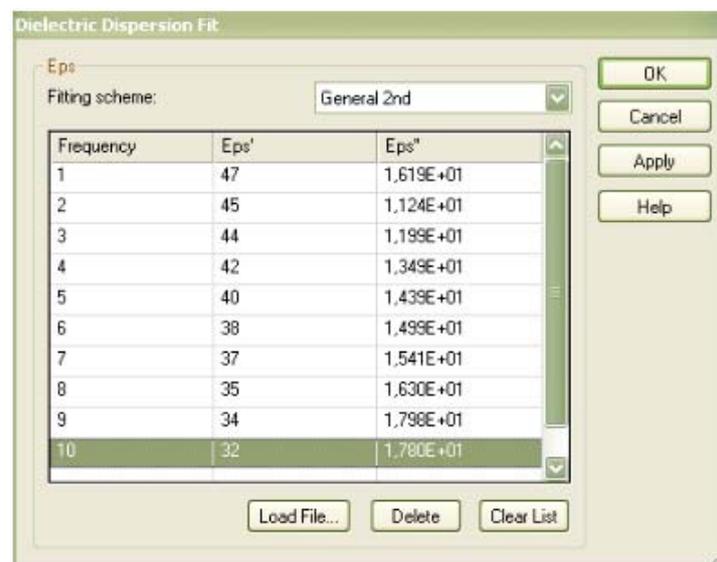
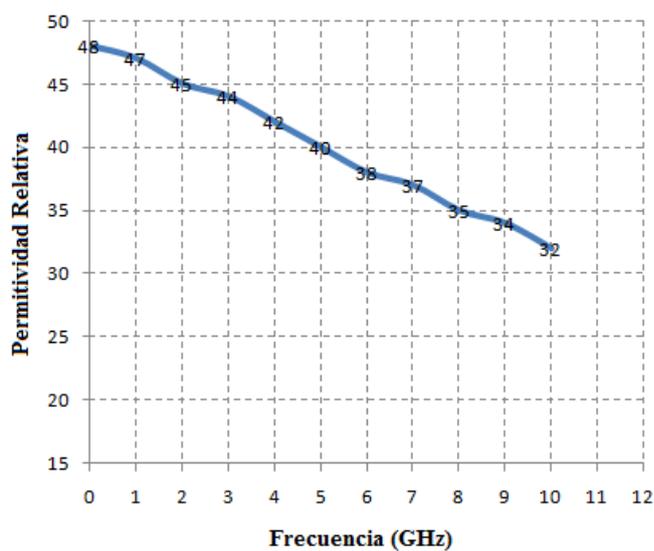


Figura. 3.40 Cuadro de diálogo de configuración de las propiedades de dispersión dieléctricas

Los valores ingresados en Eps se obtuvieron para una frecuencia comprendida en el rango de 1-10, basándose en valores antes establecidos.

Eps'

Los valores ingresados en Eps' fueron obtenidos de la gráfica de propiedades dieléctricas del tejido hepático medido de un hígado bovino recién extirpado, presentado en el capítulo II.



f	Eps'
0	48
1	47
2	45
3	44
4	42
5	40
6	38
7	37
8	35
9	34
10	32

Figura. 3.41 Gráfica de permitividad relativa VS frecuencia

Eps''

Los valores ingresados en Eps'' fueron obtenidos en base a sigma de la gráfica de propiedades dieléctricas del tejido hepático medido de un hígado bovino recién extirpado, presentado en el capítulo II.

Sigma

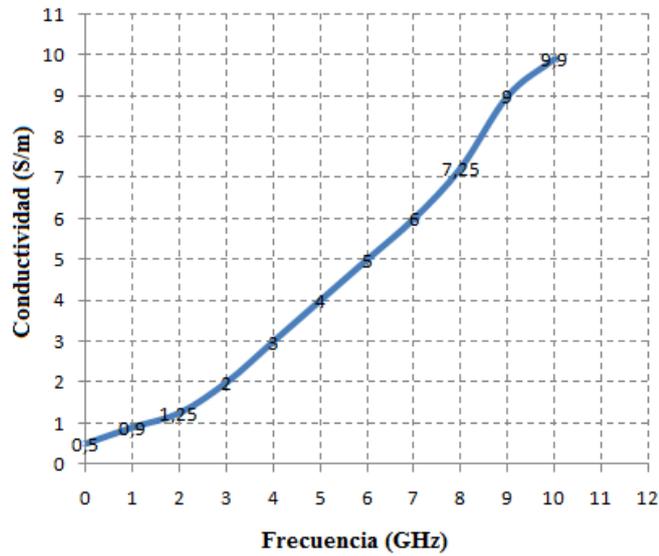


Figura. 3.42 Gráfica de conductividad VS frecuencia

Una vez hallado sigma se utiliza las siguientes expresiones para realizar el cálculo de ϵ'' :

$$\text{Frecuencia angular} \quad \omega = 2\pi f \quad \text{s}^{-1}$$

$$\text{Permitividad del vacío} \quad \epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \quad \text{F/m}$$

$$\text{Permitividad} \quad \epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$$

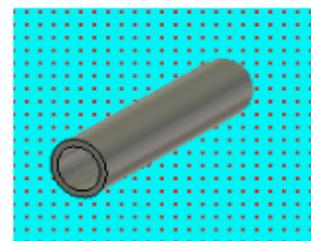
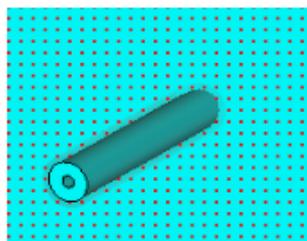
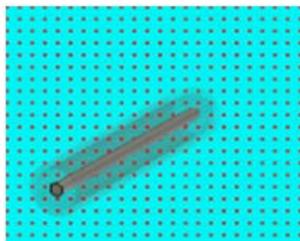
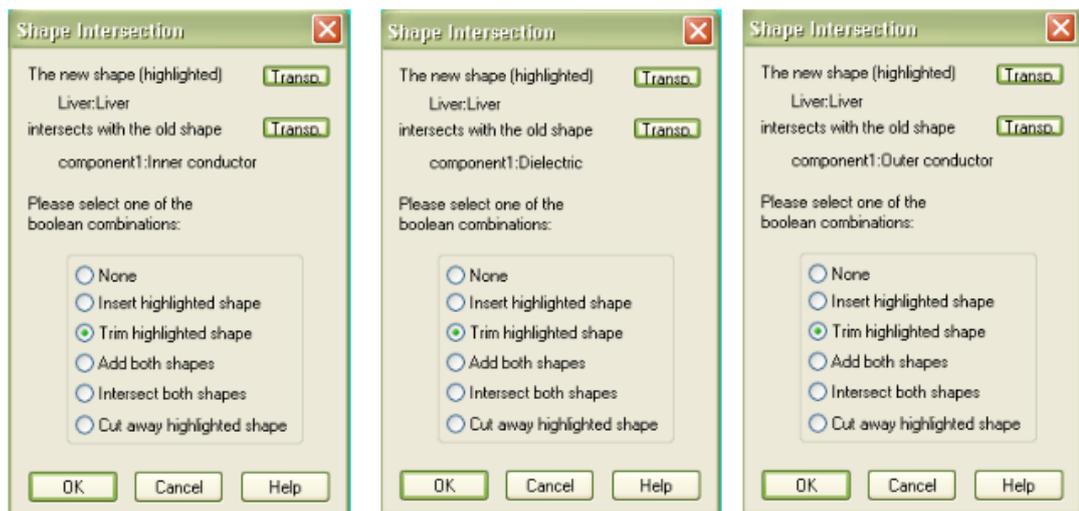
Tabla. 3.2. Parámetros utilizados para el cálculo de E''

F (Hz)	σ	W	E_o	E''
0	0,5	0	8,85E-12	#REF!
1E+09	0,9	6283185307	8,85E-12	1,619E+01
2E+09	1,25	12566370614	8,85E-12	1,124E+01
3E+09	2	18849555922	8,85E-12	1,199E+01
4E+09	3	25132741229	8,85E-12	1,349E+01
5E+09	4	31415926536	8,85E-12	1,439E+01
6E+09	5	37699111843	8,85E-12	1,499E+01
7E+09	6	43982297150	8,85E-12	1,541E+01
8E+09	7,25	50265482457	8,85E-12	1,630E+01
9E+09	9	56548667765	8,85E-12	1,798E+01
1E+10	9,9	62831853072	8,85E-12	1,780E+01

Cuando la frecuencia Eps' y Eps'' han sido ingresados en la lista de dispersión se habrá completado la configuración del nuevo material “Liver”.

**Figura. 3.43 Cuadro de diálogo completado de la configuración del tejido.**

Se debe tomar en cuenta que los valores de Xmin, Xmax, Ymin, Ymax, Zmin y Zmax, coinciden con algunos de los valores ingresados anteriormente en el diseño de la antena. Esto se debe a que la antena debe ser sumergida en el tejido hepático para poder llevar a cabo la correspondiente simulación. Es por esta razón que el simulador automáticamente presentará la página *Shape Intersection*, cada una de las partes de la antena serán sumergidas en el tejido, en otras palabras, cada figura de la antena será insertada en el tejido *Liver* a través de la opción *Trim highlighted shape*.



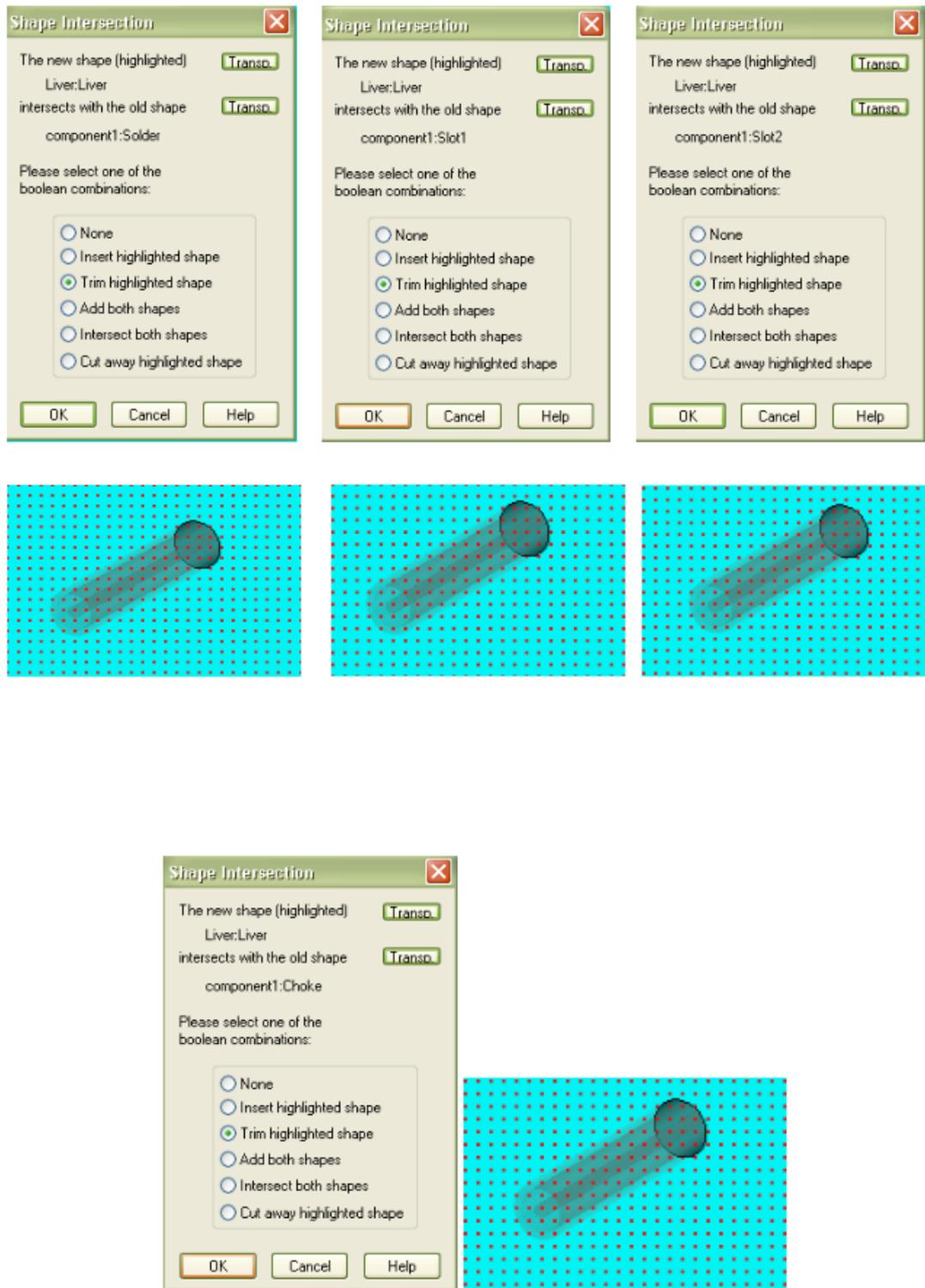


Figura. 3.44 Cuadros de diálogos de inserción de figuras con sus respectivas gráficas.

Completada la operación de inserción, la antena sumergida en el tejido se podrá visualizar de la siguiente manera:

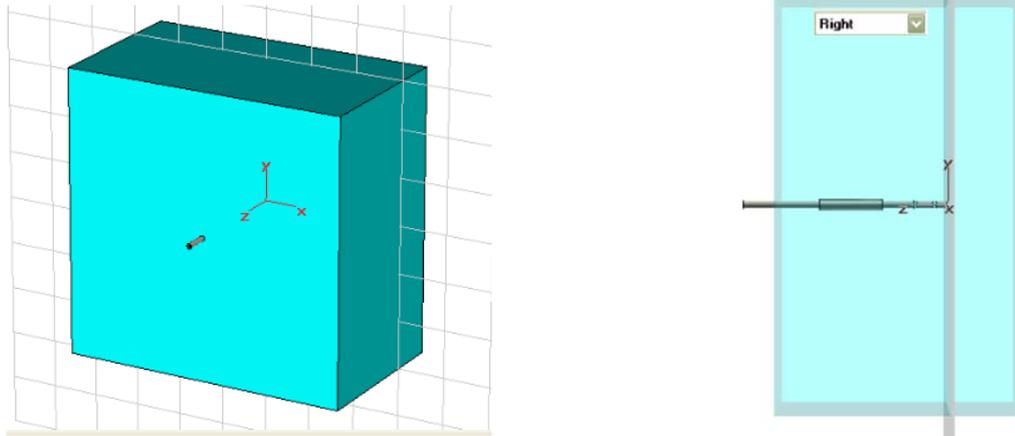
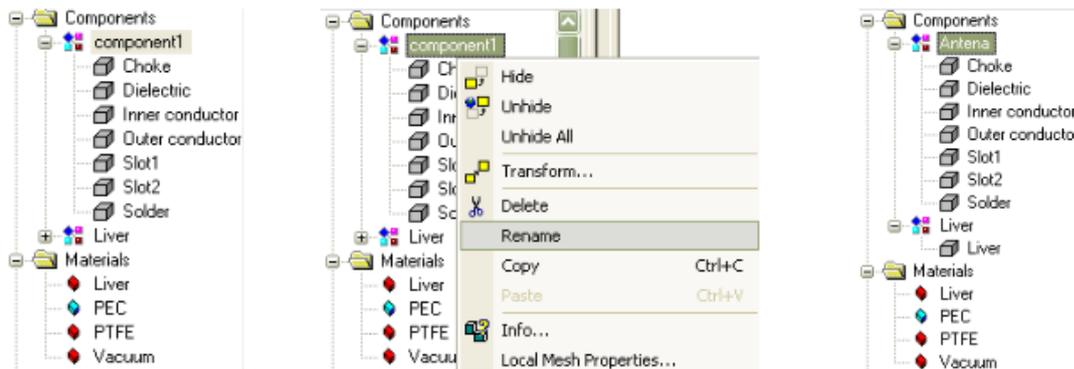


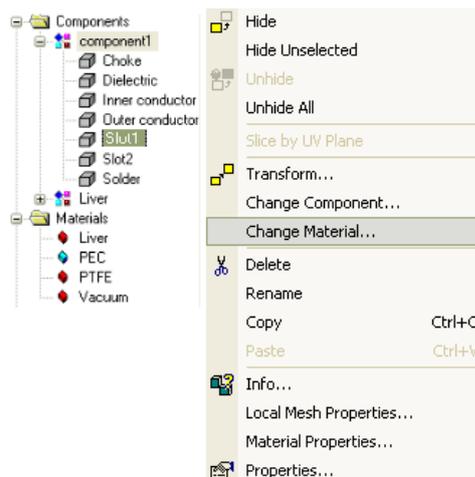
Figura. 3.45 Gráficas del tejido con antena insertada.

El árbol de navegación ofrece la posibilidad de visualizar los elementos estructurales creados como se indica en la primera figura. La carpeta *Components* contiene las subcarpetas *component1* y *Liver*, mientras que la carpeta *Materials* contiene todos los materiales que forman parte de las estructuras creadas.

El árbol de navegación también permite al usuario realizar modificaciones directas tanto de fondo como de forma de los componentes indicados. De esta manera, por ejemplo, se puede modificar el nombre de *component1* por un nombre más explícito para el presente trabajo. Haciendo un clic derecho sobre la palabra componente se desplegará una lista de opciones a elegir, en este caso *Rename* y automáticamente el usuario puede tipear el nuevo nombre deseado como es *Antena*, así la subcarpeta *Antena* contendrá todos los componentes correspondientes a la estructura de la antena y a su vez *Liver* correspondientes al tejido.



De igual manera que el proceso anterior, a través del árbol de navegación se puede cambiar el material por el cual está creado un componente.



Se debe tomar en cuenta que tanto Slot1 como Slot2 estaban constituidos por el tipo de material Vacuum, lo que significa que los slot no son más que espacios vacíos en forma de cilindros por lo tanto, cuando la antena es insertada en el tejido, estos espacios ya no estarán compuestos de un material vacío, sino que estos serán llenados por el material del tejido, en este caso por *Liver*.

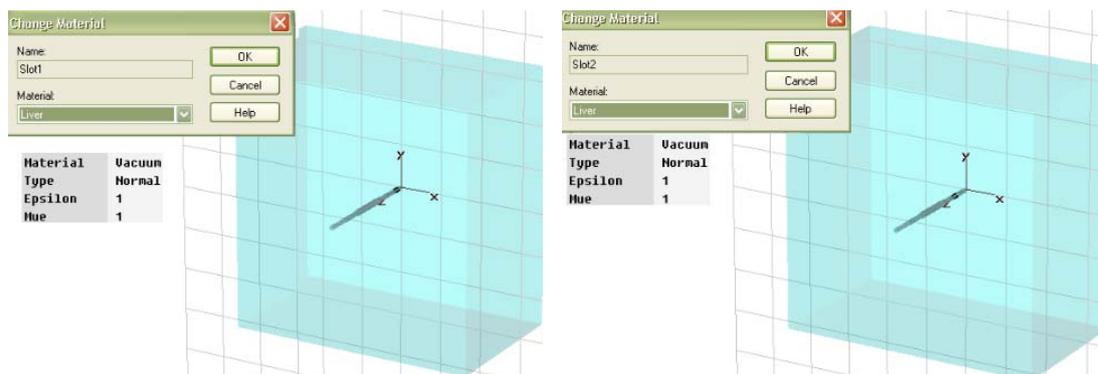
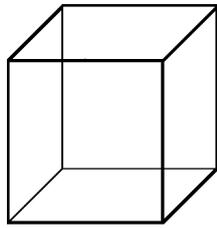


Figura. 3.46 Cambio de material en los dos slots y su respectiva gráfica.

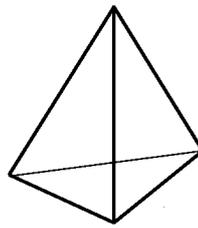
3.2.3 Propiedades de la malla

Para resolver las ecuaciones de Maxwell numéricamente, se debe definir un cálculo finito del dominio tomando en cuenta el problema de aplicación. Con la creación de un sistema de mallado adecuado se divide el dominio en muchos pequeños elementos o en cuadrículas. Un mallado uniforme (celdas de igual tamaño) con redes ortogonales también puede ser usado. Un mallado no uniforme permite el uso económico de recursos computacionales. Este utiliza celdas pequeñas (menos que una décima parte de la menor longitud de onda en la simulación) en áreas de dominio donde la geometría cambia rápidamente y utiliza celdas grandes en el resto del dominio que es más uniforme.

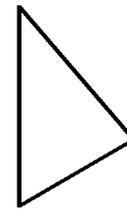
Para la discretización espacial el método de integración finitos (FI-Método) es utilizado. El método requiere que el dominio computacional sea cubierto por una malla. En la siguiente figura se muestra un elemento para cada tipo de malla. Para el *solver* de ecuación integral una superficie de mallado se creará.



HEXAHEDRO



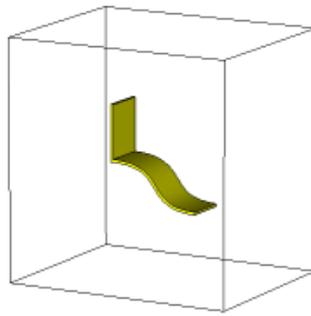
TETRAEDRO



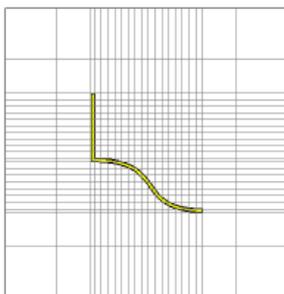
SUPERFICIE

Usted selecciona el tipo de malla para el cálculo en los respectivos diálogos del *solver*. Casi todos los *solvers* de CST trabajan con una malla hexahedral, mientras que sólo algunos *solvers* proveen un método de mallado de superficie o tetraédrica.

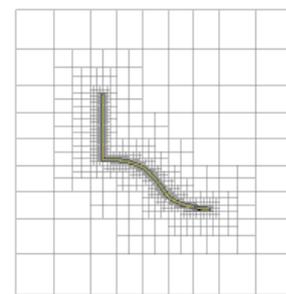
Es difícil proporcionar una declaración general sobre la manera de decidir el tipo de malla que debe aplicarse para un determinado problema. Sin embargo, como regla general, al utilizar mallas hexahedrales, casi siempre se obtiene cálculos más rápidos porque el solucionador puede sacar ventaja de su estructura adicional. Además, la malla hexahedral es muy sólida en relación con geometrías complejas. Esto puede ser importante si se trata con estructuras importadas. Sin embargo, si la configuración del problema incluye detalles muy locales en la solución o la geometría, estructurar mallas hexahedrales puede producir una gran sobrecarga en el número de elementos para la parte del cálculo de dominio. Para estos tipos de problemas son muy útiles las mallas tetraédrica o mallas hexahedrales con MSS (Sistema de multinivel Subgridding; son más adecuadas porque ofrecen más flexibilidad.). Un ejemplo típico de cuando la aplicación de una malla tetraédrica o la aplicación de MSS se pueden recomendar es la presencia de pequeñas curvas huecas o delgados sólidos dieléctricos curvos.



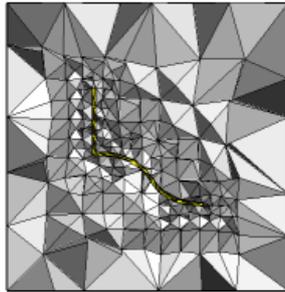
En estos casos, una malla hexahedral finamente estructurada puede incluir muchas celdas de la malla, mientras que una malla tetraédrica o una malla hexahedral usando MSS puede resolver estos problemas. Por lo tanto, utilizar una malla tetraédrica o una malla hexahedral combinada con MSS puede conducir a un menor número de incógnitas para este tipo de situaciones. A continuación se presentan los diferentes tipos de mallas para la geometría de anterior.



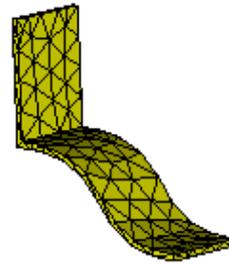
Utilizando mallado hexahedral para este ejemplo (sin MSS), el refinamiento de la malla no se limita a la geometría fina.



Usando el Multilevel Subgridding Scheme más flexibilidad está disponible – pequeñas celdas de la malla se concentran cerca de la fina geometría.



El mallado tetraédrico es aún más flexible, pequeñas celdas de malla aparecen solamente alrededor de la pequeña geometría y se ajustarán al modelo.



El mallado de superficie es tan flexible como el mallado tetraédrico. El mallado se reduce a los límites del objeto.

Se puede obtener beneficios fundamentales por la utilización de todas las mallas, superficie, hexahedral, tetraédrica para el mismo problema: Los resultados se pueden comparar. Esto produce una válida comprobación adicional para los resultados numéricos.

De acuerdo con lo expresado anteriormente, el tipo de malla a elegir será Hexahedral, debido a que esta se ajusta de mejor manera a los requerimientos de la antena para curaciones hepáticas. En general, hay tres maneras de definir una malla hexahedral: manual, automática y adaptable.

- Mallado Manual

Una malla manual puede ser definida en cualquier momento, incluso antes de que el modelo geométrico sea generado.

- Generación automática de la malla con sistema experto

El generador de la malla determina las características importantes de la estructura y crea automáticamente una malla, la cual representa la estructura y los campos. Esto significa que

la gama de frecuencias y dieléctricos, bordes metálicos, etc son considerados por el sistema experto, pero ciertas propiedades de la malla pueden también ser configuradas manualmente.

– Refinamiento de malla adaptativa

El mallado adaptativo se basa en correr repetidamente la simulación y evaluar las soluciones. Por lo general, las regiones con alta concentración de campo o gradientes de campo son reconocidas cuando la malla tiene que ser refinada localmente. Si la desviación en los resultados está por debajo de un determinado nivel de precisión, la adaptación finaliza. Este enfoque siempre mejora la solución inicial a expensas del tiempo de simulación.

Como primer paso para la creación de la malla hexahedral se debe activar la opción Mesh - Mesh View (Malla – Vista de malla) o también se puede acceder pulsando el botón de la barra de herramientas *Mesh View*. Esta opción permite visualizar la malla generada recientemente y todas las medidas concernientes a la creación de nuevas mallas podrán llevarse a cabo. El generador automático de malla puede ser controlado y la malla resultante será mostrada. Esta perspectiva siempre podrá ser comprobada antes de que una simulación sea iniciada debido a que la malla tiene una fuerte influencia sobre la precisión alcanzable de los resultados.

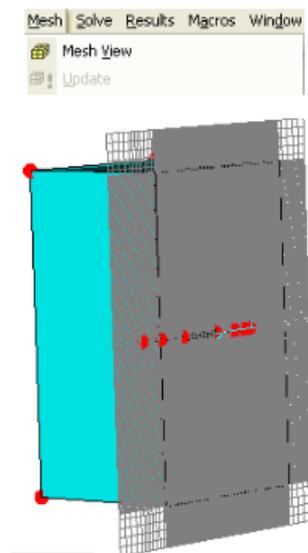
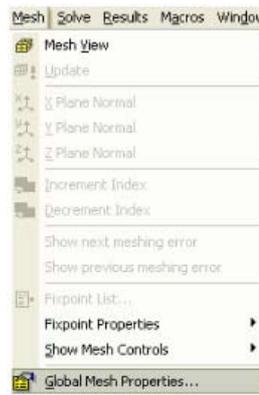


Figura. 3.47 Gráfica de la visualización de la malla.

Una vez activada la visualización de la malla se procede a realizar las modificaciones necesarias de las propiedades generales de la malla, *Mesh* ⇨ *Global Mesh Properties*.



A través del cuadro de diálogo Propiedades de la malla (*Mesh Properties*) la generación de la malla puede ser controlada. La configuración de este cuadro de diálogo influye en la malla general, independientemente de si la generación automática de malla está encendida o apagada. Si la generación automática de malla está encendida, su comportamiento puede ser controlado por el cuadro de diálogo Propiedades especiales de la malla (*Global Mesh Properties* ⇨ *Specials...*). Las siguientes opciones serán presentadas en el cuadro de diálogo:

Tipo de malla

El tipo de malla puede ser hexahedral o tetraédrica. El módulo solucionador (*solver*) cambiará automáticamente al correspondiente tipo de malla, si es necesario. Un cambio en el método del solucionador puede cambiar el tipo de malla pre-seleccionada en este diálogo.

Cuadro de control de densidad de malla

- Líneas por longitud de onda (sólo para aplicaciones de alta frecuencia):

Define el número mínimo de líneas de malla en cada dirección coordenada basado en la más alta frecuencia de evaluación. Una línea por longitud de onda configurada en 10 significa que una onda plana que se propaga a lo largo de uno de los ejes de coordenadas es muestreada al menos 10 veces. La reducción de la longitud de onda cuando la propagación se da a través de materiales dieléctricos se debe tomar en cuenta aquí.

- Límite inferior de la malla

Esta opción le permite definir un límite inferior de las líneas de malla que se utilizará para la creación de la malla. Define una distancia máxima entre dos líneas de la malla.

- Relación límite de línea de malla

Define la relación entre la mayor y menor distancia entre líneas de la malla. El tiempo de cálculo depende en gran medida de la malla elegida. No sólo el número absoluto de celdas de la malla utilizadas es relevante, sino también la distancia entre dos líneas de la malla. La distancia más pequeña existente en una malla influye directamente en la amplitud del tiempo de los pasos utilizados en la simulación. Cuanto menor sea la distancia más pequeña, menor será el tiempo de paso y el más largo que se necesita para simular un período de los campos electromagnéticos. Para algunas estructuras el generador automático de la malla crea líneas de malla que están muy cercanas unas de otras. Para una simulación más exacta, estas líneas de malla pueden ser necesarias, pero el tiempo de cálculo resultante podría ser inaceptable. Para evitar esa situación se puede definir este porcentaje límite. Esto obliga al módulo de la malla automática a no superar la relación absoluta entre la mayor y menor distancia entre líneas de la malla. El valor por defecto de 10 es a menudo una buena referencia para empezar. Si se establece

dos puntos demasiado cerca uno del otro, puede ser que no se obtenga línea de malla a través de estos puntos a pesar de que se esperaba.

– Paso de malla más pequeño

Establece el paso de malla más pequeño definido por la geometría de la estructura. Sin embargo, si un valor menor es definido en las propiedades de malla local (*Local Mesh Properties* (Hexahedral)), el mínimo es utilizado.

Generación automática de la malla

Cambia la generación automática de la malla como activa o desactiva. Eso significa que si la generación automática de malla está apagada, los controles actuales de la malla son fijados y la malla del último mallado generado automáticamente es utilizado. Únicamente líneas individuales de malla pueden ser eliminadas o añadidas.

Cuadro de resumen de malla

Los valores indicados en este cuadro son sólo para fines informativos. No se pueden editar.

Min. mesh step: El menor paso de malla utilizado.

Max. mesh step: El mayor paso de malla utilizado.

Nx/Ny/Nz: Estos campos muestran el número de líneas de malla en cada dirección coordenada utilizados en la malla actual.

Meshcells: Este número es el número total de celdas de malla utilizados en la malla actual. Está directamente conectado al tiempo de simulación y a la cantidad de memoria necesaria.

Especiales... : Este botón lleva a un cuadro de diálogo, que permite controlar el generador automático de mallas.

Aceptar: Acepta los cambios y cierra el cuadro de diálogo. Si se realizan cambios, la malla será actualizada.

Aplicar: Almacena la configuración actual. El cuadro de diálogo abierto no se cierra.

Actualización / Malla de fuerza LF / Malla de fuerza HF

Actualizar

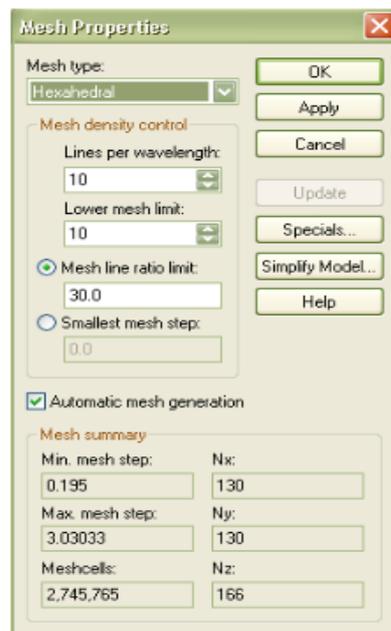
En los casos en que la determinación de la malla requiera algo de tiempo (malla escalera, por ejemplo), esta no se actualiza automáticamente con "Aplicar" o "Aceptar". Pulse este botón para forzar a la malla a ser actualizada.

Malla de fuerza LF / Malla de fuerza HF

Si un tipo de problema ha sido cambiado de "alta frecuencia" a "baja frecuencia", o viceversa se le preguntará si la malla debe ser actualizada de acuerdo a la nueva clase de problema. Pulsando este botón se puede eliminar los resultados existentes.

Cancelar: Cierra este cuadro de diálogo sin realizar ninguna acción.

Ayuda :Muestra el texto de ayuda.



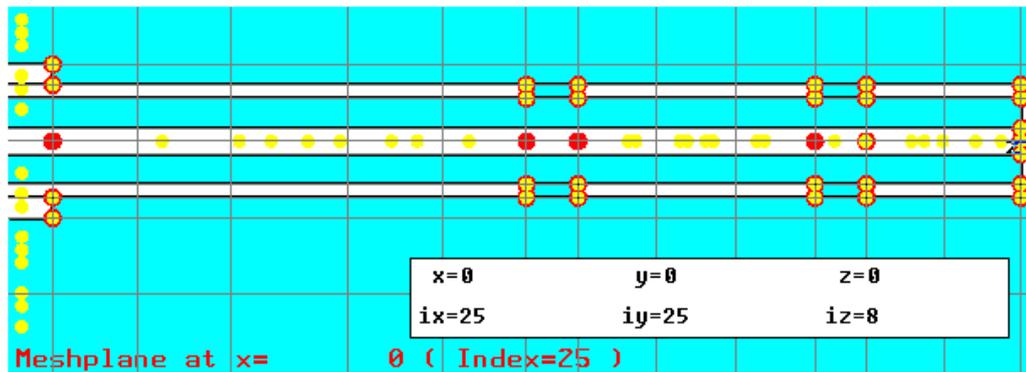
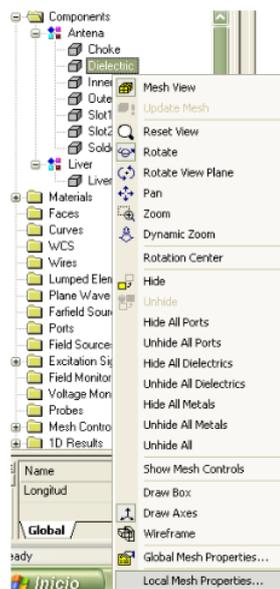


Figura. 3.48 Cuadro de configuración de las propiedades de la malla y gráfica correspondiente

Al igual que las propiedades generales de la malla se debe configurar las propiedades locales para cada una de las estructuras antes creadas. Para poder realizar dicho procedimiento, en el árbol de navegación se señala la estructura a modificar y se hace un clic derecho eligiendo la opción *Local Mesh Properties...*



Aparecerá un cuadro de diálogo, el mismo que permite controlar las propiedades de la malla para un objeto concreto y presenta las siguientes opciones a configurar:

Tipo de malla

- *Default*: El tipo de malla por defecto es establecida en *Special Mesh Properties Dialog*.
- *PBA*: La más precisa aproximación perfecta de Fronteras es recomendada.
- *Staircase mesh*: Utiliza el clásico esquema de diferencias finitas de escaleras para superficies de órganos o para formas importadas que producen errores durante la generación de la matriz. Estos ajustes no están disponibles para cables.

Malla automática y simulación

- **Prioridad**: La prioridad se utiliza para dos fines: control de la distribución de material y control de la línea de malla

Control de la distribución de material: Si la malla escalera (staircase mesh) o el modelo humano es utilizado, el material con la mayor prioridad de malla sobrescribe todos los demás materiales de la malla en cada celda.

Control de la línea de malla: La generación automática de malla siempre tratar de evitar distancias de las líneas de malla muy pequeñas porque esto aumenta significativamente el tiempo de simulación. Si el generador de la malla crea dos *fixpoints* que están muy cercanos, por defecto las líneas de la malla se fusionarán y las líneas de malla resultantes se ubicarán entre estos dos *fixpoints*. Una prioridad para cada figura puede ser definida. Todas las figuras tendrán una prioridad de cero por defecto. Cada vez que el generador automático deba decidir si combinar dos líneas de malla, se eligirá la ubicación del *fixpoint* de la figura con mayor prioridad. Sólo cuando todos los *fixpoints* tienen la misma prioridad, las líneas de malla se fusionarán de nuevo.

- **Puntos fijados por la malla automática**: Seleccione si los *fixpoints*, de la figura seleccionada, deben ser considerados por la generación automática de malla.

-
- Material basado en el perfeccionamiento: Seleccione si el material basado en el perfeccionamiento debe ser considerado por la generación de mallas de la figura seleccionada.
 - Considerar para la simulación: Seleccione si la figura seleccionada debe ser considerada para el cálculo.
 - Considerar la posibilidad de caja: Seleccione si la figura seleccionada debe ser considerado para el cálculo de caja.

Refinamiento de malla

- Usar el factor local de perfeccionamiento de borde: Aumenta el refinamiento alrededor de los bordes del objeto por el factor especificado.
- Uso del factor local de perfeccionamiento de volumen: Aumenta el perfeccionamiento dentro de los límites del objeto por el factor especificado.

Máxima anchura de paso de malla

- Dx/Dy/DZ: Para estructurar elementos de alta importancia, para la simulación de un ancho máximo de paso por cada dirección coordenada que puede ser especificado. El generador automático de mallas no excederá la anchura de este paso en el cuadro de fronteras de este elemento.
- Ampliar el rango X/Y/Z: utiliza esta opción para ampliar la anchura máxima de paso fuera del cuadro de fronteras de este elemento en la gama dada.

Aceptar: Acepta la entrada y se cierra el cuadro de diálogo.

Aplicar: Acepta la entrada sin cerrar el cuadro de diálogo.

Actualizar: Actualizaciones de la malla visualizada.

Cancelar: Cierra este cuadro de diálogo sin realizar ninguna otra acción.

Ayuda: Muestra el texto de ayuda.

Las estructuras modificadas a través de esta opción son: *Dielectric*, *Slot1*, *Slot 2* y *Liver*.

En el dieléctrico se consideran todas las opciones de *Automesh and simulation* y también se realizan modificaciones en *Maximum mesh step width* con un D_x y un D_y de 0.2.

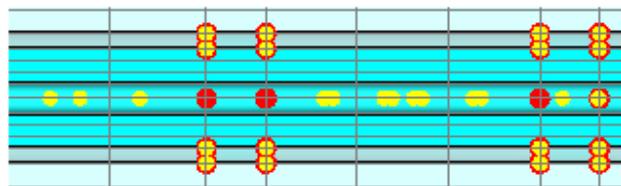
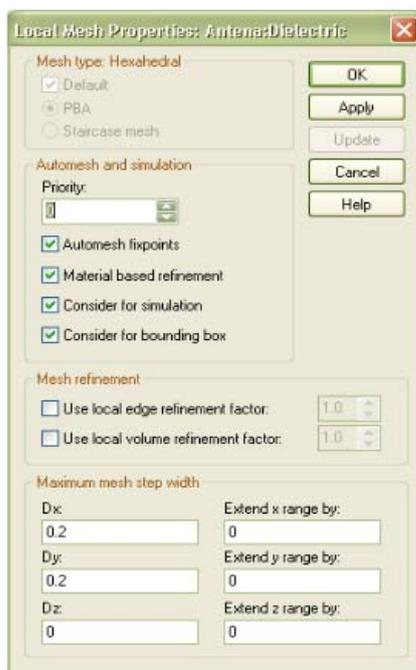


Figura. 3.49 Cuadro de configuración de las propiedades locales de la malla para el dieléctrico y gráfica correspondiente

En el Slot1 y Slot2 se consideran todas las opciones de *Automesh and simulation* y también se realizan modificaciones en *Maximum mesh step width* con un Dz de 0.2.

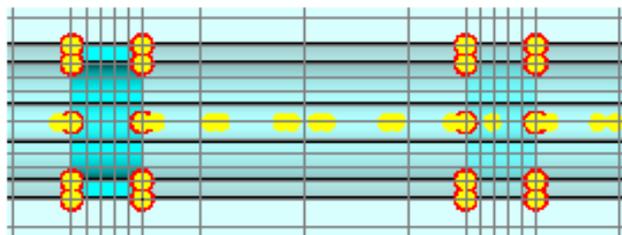
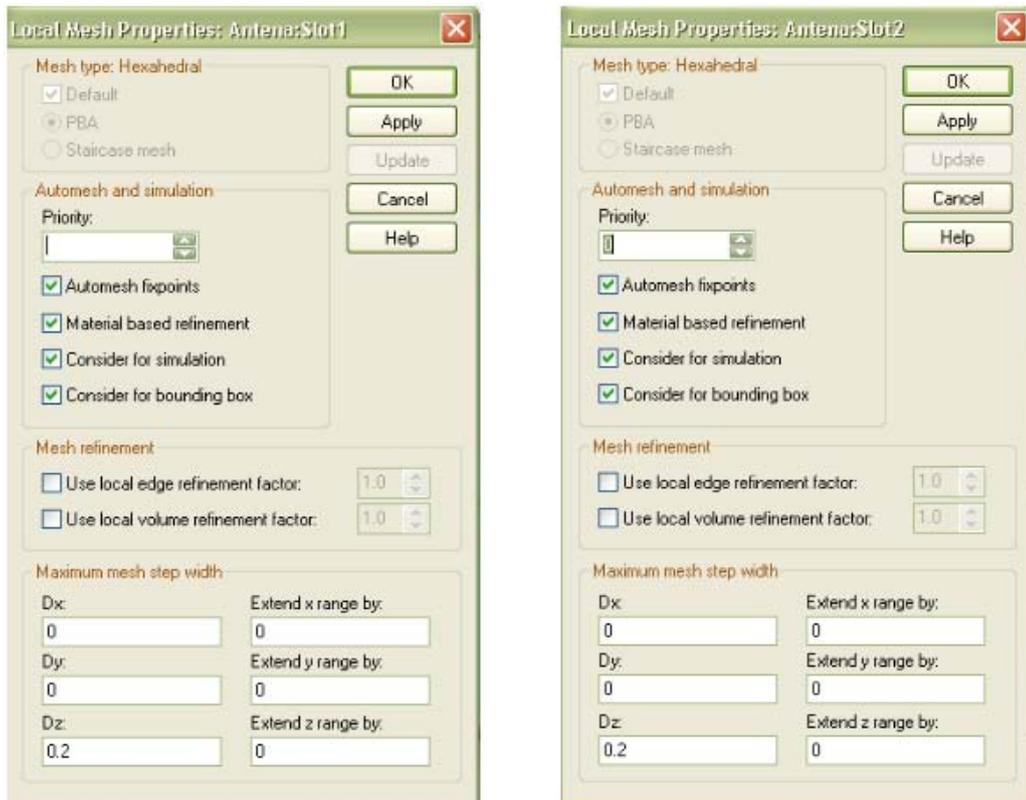


Figura. 3.50 Cuadro de configuración de las propiedades locales de la malla para los slots y gráfica correspondiente

Por último, en *Liver* no se considera la opción *Automesh fixpoints* ya que, para este caso, no interesa analizar todo el tejido, el cual es muy amplio y acarraría problemas en la simulación debido a la gran cantidad de celdas por analizar, sino que se analizará aquellas partes del tejido en las que actúa la antena.

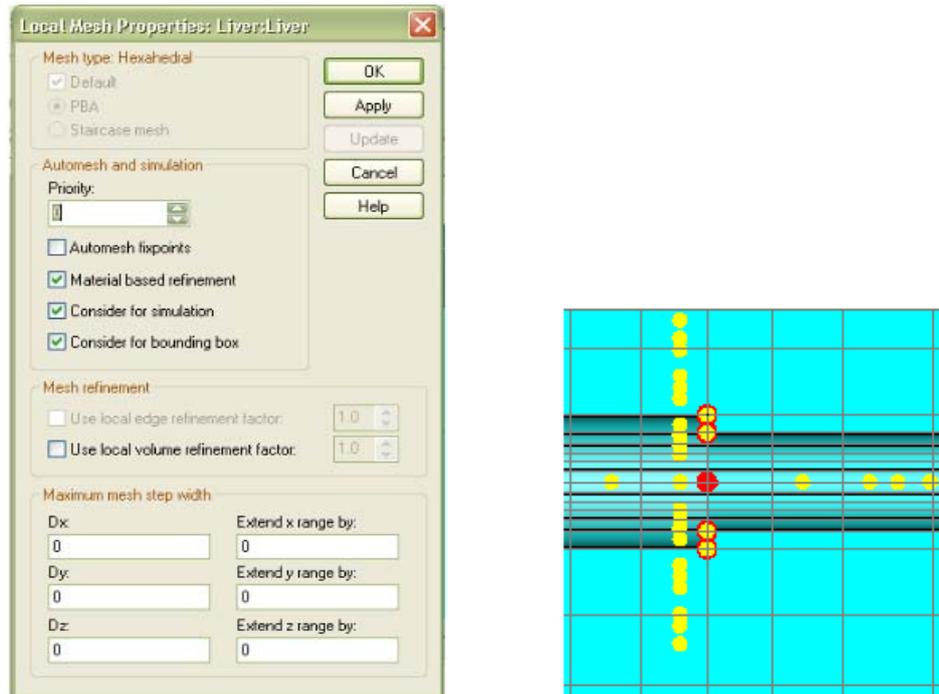
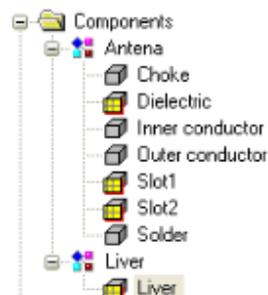


Figura. 3.51 Cuadro de configuración de las propiedades locales de la malla para el tejido y gráfica correspondiente

De esta manera en el árbol de navegación se puede visualizar las estructuras que poseen modificación en su malla.



3.2.4 Condiciones de Borde y de Simetría

Uno de los principales problemas inherentes al estándar FDTD es el requerimiento de condiciones de truncamiento (frontera) artificiales de la malla. La terminación artificial trunca la región de solución eléctricamente cerca del objeto radiante pero simula la solución de manera efectiva hasta el infinito. Estas condiciones artificiales de terminación son conocidas como condiciones de frontera de absorción (ABC, *absorbing boundary conditions*), ya que teóricamente absorben campos incidentes y dispersos. La precisión de ABC dicta la exactitud del método FDTD.

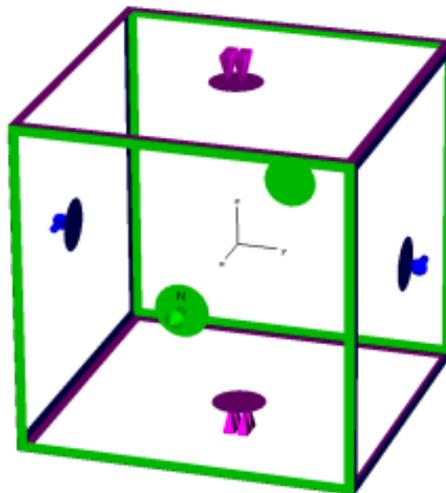
Para definir las condiciones de borde se abre el cuadro de diálogo a través de *Solve - Boundary Conditions*. Este cuadro ofrece la posibilidad de cambiar los límites y establecer las simetrías de la estructura del modelo. El cuadro de diálogo está dividido en varias páginas de propiedades:

- Fronteras
- Planes de simetría
- Límites térmicos
- Límites de temperatura



Condiciones de Fronteras – Fronteras (Solve - Boundary Conditions - Boundaries)

Debido al hecho de que una computadora sólo es capaz de calcular los problemas que tienen expansión finita, se necesita especificar las condiciones de borde, límite o frontera. Esto puede hacerse dentro de este cuadro de diálogo. Si se ingresa a la hoja de propiedades de frontera la estructura modelada se muestra rodeada por una caja de color con respecto a la condición de frontera en cada frontera. La imagen muestra un ejemplo de este tipo de caja. La asignación de los colores depende del tipo de límite seleccionado para cada frontera.



Boundary conditions (Condiciones de límite): $X_{min}/X_{max}/Y_{min}/Y_{max}/Z_{min}/Z_{max}$:

Actualmente, seis tipos de frontera están disponibles, cada una aplicable a cualquier cara de la caja de frontera ($x_{min}/x_{max}/y_{min}/y_{max}/z_{min}/z_{max}$).

Normal: Forza al campo tangencial eléctrico, magnético o actual a ser cero en la frontera. Está disponible para corrientes estacionarias electrostáticas, magnetostáticas y para solvers térmicos.



Tangential: Forza al campo normal tangencial eléctrico, magnético o actual a ser cero en la frontera. Está disponible para corrientes estacionarias electrostáticas, magnetostáticas y para solvers térmicos.



Open: Opera como espacio libre. Está disponible para solvers electrostáticos, magnetostáticos y térmicos.



Open (add space If): Similar a la condición de frontera abierta, con algo más de espacio añadido entre la estructura y la condición de frontera aplicada.



Electric: Funciona como un conductor eléctrico perfecto, donde los campos eléctricos tangenciales y los flujos magnéticos normales son cero.

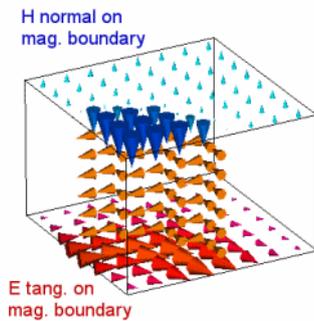


Magnetic: Actúa como un perfecto conductor magnético, donde los campos magnéticos tangenciales y los flujos eléctricos normales son cero.

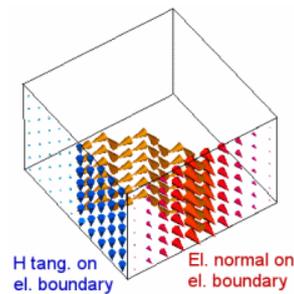


Para cálculos combinados se debe elegir siempre las condiciones de frontera física (eléctricas, magnéticas, abiertas) en lugar de límites de campo específicos (normal, tangencial). El siguiente cuadro ofrece una visión general de cómo los campos eléctricos y magnéticos se desarrollan en las condiciones de frontera física.

Frontera Magnética



Frontera Eléctrica



Open boundary....:

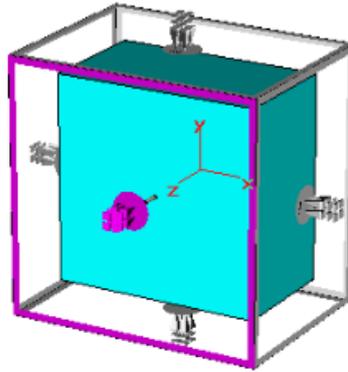
Al pulsar este botón se abre la configuración del cuadro de diálogo *Open Boundaries* que ofrece la posibilidad de introducir algunos ajustes en relación con las fronteras abiertas. En consecuencia, este botón sólo se activa si una condición de frontera abierta se ha seleccionado.

De esta manera la frontera elegida para la simulación de la antena es *Open (add space)*, la cual será aplicada a todas las caras de la caja de fronteras.



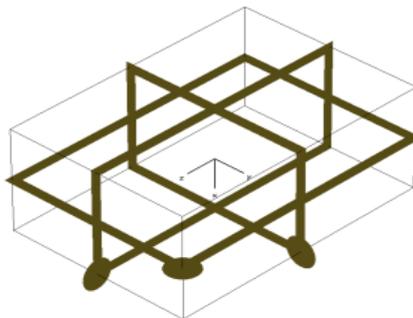
Figura. 3.52 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, boundaries.

Como se señaló anteriormente, una vez configuradas las condiciones de frontera se visualizará la estructura modelada rodeada por una caja de color con respecto a la condición de frontera elegida.



Condiciones de Frontera - Planes de Simetría (Solve - Boundary Conditions -Symmetry Planes)

Si el modelo es simétrico se puede definir este plano de simetría aquí. Es necesario crear toda la estructura primero. Cada plano de simetría reduce el tiempo de cálculo por un factor de 2, por lo que siempre es recomendable especificar simetrías si existen. El tipo de simetría puede ser eléctrica o magnética, dependiendo del tipo de simetría, los planos son coloreados de diferente manera. La imagen muestra los planos sin cálculo de dominio, ninguna simetría ha sido seleccionada aquí. Esto se indica por el color marrón de los planos de simetría.



Si se especifica un plano de simetría, el dominio de cálculo se reduce a la mitad. Los planos de simetría pueden ser YZ, XZ, XY. En estos se especifica si se tiene un plano de simetría o no y en caso de que tenga uno el tipo. El tipo puede ser cualquiera, una frontera eléctrica o magnética. Las imágenes muestran un cálculo de dominio simétrico al plano YZ. El tipo de simetría es magnético.

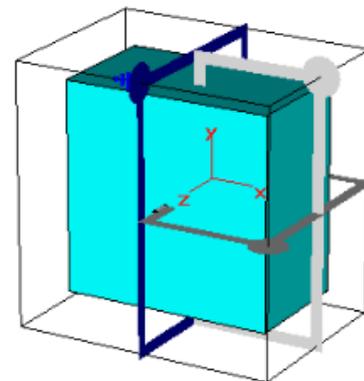
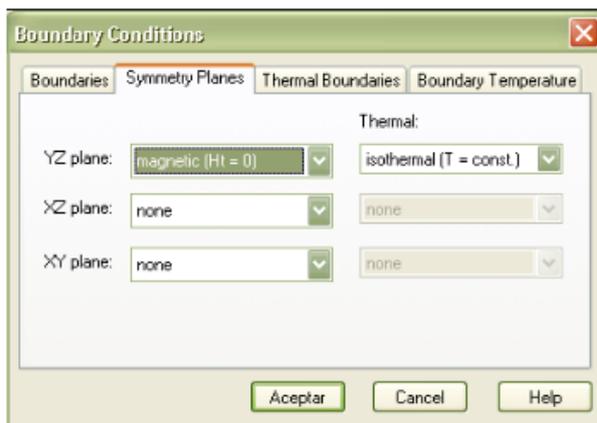


Figura. 3.53 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, plano de simetría en YZ y su gráfica.

El dominio de cálculo se reduce a dos veces la mitad si el tipo de simetría es para YZ y XZ.

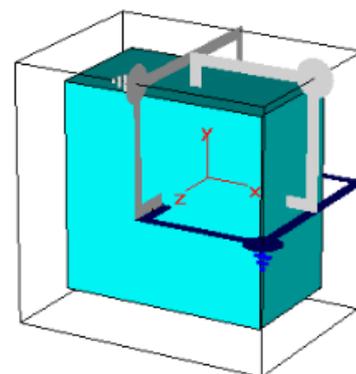
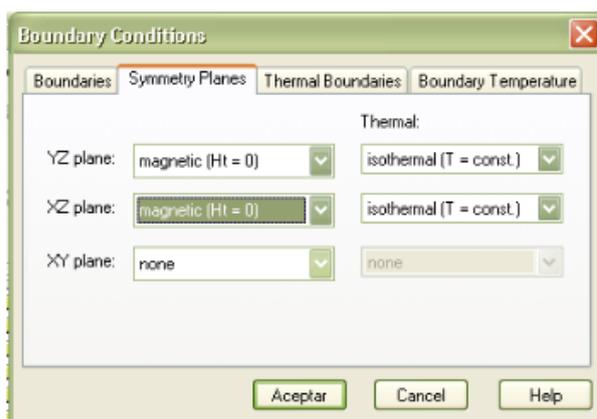


Figura. 3.54 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, plano de simetría en XZ y su gráfica.

Condiciones de Fronteras - Térmica (Solve - Boundary Conditions - Thermal Boundaries)

Xmin, Ymin, Zmin, Xmax, Ymax, Zmax:

Para problemas térmicos el flujo de calor Q es tratado de la misma manera que los problemas de campo eléctrico y electrostático. Por lo tanto, las condiciones límites para el solver de temperatura deben ser interpretadas de la siguiente manera:

	Temperatura (T)	Flujo de calor (Q)
Isotérmico	$T = \text{const.}$	$Q \text{ tangencial} = 0$
Adiabático	$d T / d N = 0$	$Q \text{ normal} = 0$
Abierto	$\text{Lim } R \rightarrow \infty (T) = T \text{ Background}$	
Abierto (add space lf)	similares a la condición de frontera abierta, con algo más de espacio entre la estructura y la condición de frontera aplicado.	

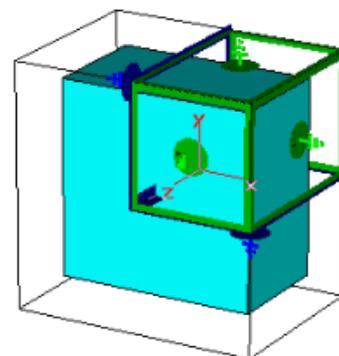
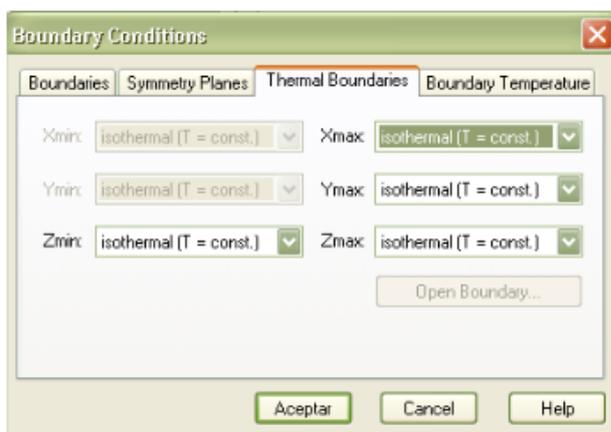


Figura. 3.55 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, bordes térmicos y su gráfica.

Condiciones de Fronteras - Límites de temperatura (Solve - Boundary Conditions -Boundary Temperature)

Un límite de temperatura puede ser asignado sólo si la correspondiente condición de frontera en la sección "Límites térmicos" está configurada en "isotérmica".

Xmin, Ymin, Zmin, Xmax, Ymax, Zmax:

Define el límite de temperatura en la frontera especificada. Tres configuraciones diferentes son posibles:

Default	La temperatura por defecto (ambiente) se utilizará como una temperatura constante en la frontera.
Fixed	Una temperatura constante se le asignará a la frontera.
Floating	Similar a <i>Fixed</i> la frontera también tendrá una temperatura constante. Sin embargo, su valor inicial será desconocido y será calculado durante la simulación, de manera que el flujo total de calor térmica es igual a cero

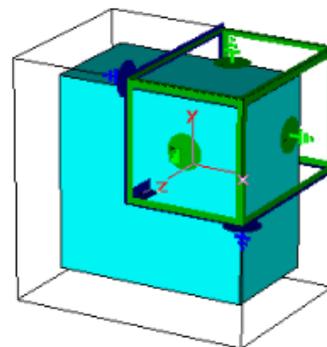
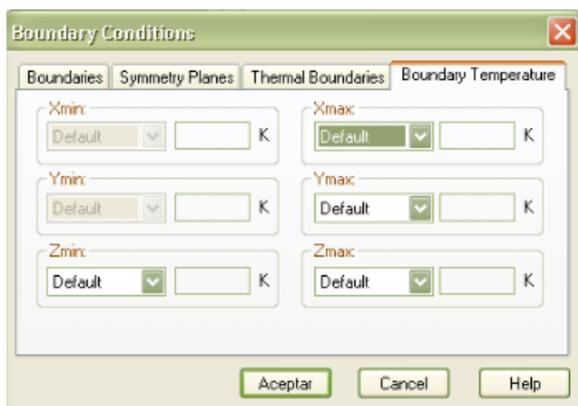
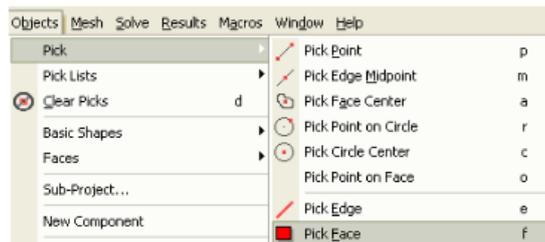


Figura. 3.56 Cuadro de configuración de las condiciones de borde, temperatura y su gráfica.

3.2.5 Definición de puertos

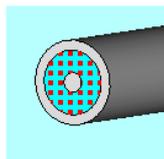
Para definir un puerto primero se debe seleccionar el lugar sobre el cual se colocará el puerto. A través de *Pick Faces* (Selección de cara) se puede realizar dicho procedimiento.



En este modo de selección, el esquema de la cara seleccionable es resaltada.



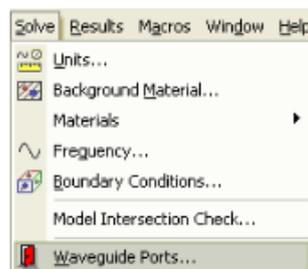
Haciendo doble clic sobre una cara del modelo, esta será seleccionada.



Los puertos de guías de onda representan un tipo especial de condición de borde del dominio de cálculo, que permiten la simulación así como también la absorción de energía. Este tipo de puerto simula una guía de onda infinitamente larga conectada a la estructura. Los modos de guía de onda viajan fuera de la estructura hacia los planos de frontera dejando al dominio computacional con niveles de reflexión muy bajos. Una baja reflexión puede ser alcanzada cuando los patrones del modo guía de onda en el puerto coincide perfectamente con los patrones de modo de la guía de onda en el interior de la estructura. Este procedimiento

puede proporcionar un nivel muy bajo de reflexión por debajo de 100 dB en algunos casos. El número de modo a considerar en el cálculo del *solver* puede ser definido en el diálogo de puerto de guía de onda. La estrategia de definir correctamente los puertos de guía de ondas depende un poco del tipo de línea de transmisión.

Una vez seleccionada la cara sobre la cual se trabajará, se procede a colocar el puerto sobre ella, a través de la opción *Solve – Waveguide Ports...* (puertos de guía de onda).



Los puertos de guía de onda se utilizan para alimentar el cálculo de dominio con energía y para absorber la energía retornada. Se necesita por lo menos una fuente de excitación (ya sea un puerto de guía de onda, un puerto discreto, o una onda plana) para alimentar la estructura antes de comenzar a correr el *solver*. La señal de entrada de un puerto de guía de onda excitado es normalizada a 1 sqrt (vatios).

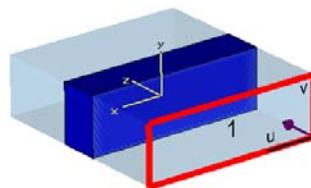
Dentro del cuadro de diálogo de Puerto de guía de onda existen algunos parámetros que se deben considerar para configurar el nuevo puerto.

Marco general (*General frame*)

Nombre: Seleccione un nombre válido de la lista desplegable. Este número se mostrará en la cara del puerto de la estructura y será utilizado para nombrar los resultados del parámetro S.

Normal: Seleccione una dirección normal a la cara del puerto. Los puertos deben ser paralelos a los límites del dominio de cálculo que se puede elegir entre X, Y o Z.

Orientación: Aquí se define la orientación del puerto, es decir, la dirección de la radiación. Un puerto negativo irradia en la dirección positiva y un puerto positivo irradia en la dirección negativa, en relación con el eje de coordenadas normal del puerto seleccionado. Por lo general, la elección corresponde a la definición de las fronteras negativas o positivas del dominio de cálculo. Sin embargo, también es posible definir puertos internos dentro del dominio de cálculo. Cuando se define un nuevo puerto, o cuando se selecciona uno viejo, el sistema de coordenadas local del puerto, que está determinada por la orientación del sistema de coordenadas global, se muestra en la vista principal. Además, una flecha indica la dirección de radiación elegida si el puerto está excitado.



Tamaño del texto: Este deslizador ayuda a ajustar el tamaño del texto del número de puerto en la vista principal.

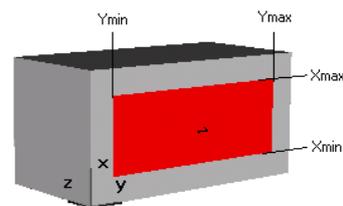
Cuadro de Posición

Coordenadas: En este caso, usted puede elegir diferentes posibilidades para ingresar las dimensiones del puerto, así como también su posición normal.

- Libre: Permite ingresar cuatro expresiones válidas para los valores min y max. Los campos editados que se ven aquí dependerán de la normal del puerto:

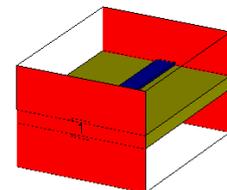
Normal	<u>Editar campos</u>
X	Ymin, Ymax, Zmin, Zmax
Y	Xmin, Xmax, Zmin, Zmax
Z	Xmin, Xmax, Ymin, Ymax

La imagen muestra un puerto de guía de onda situado en el límite negativo z.



- Plano completo: La frontera completa la cual es definida por configuraciones normales y locales, será definida como puerto de guía de onda.

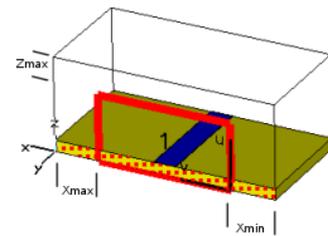
La imagen muestra un puerto de guía de onda que se amplía al tamaño completo del plano de frontera.



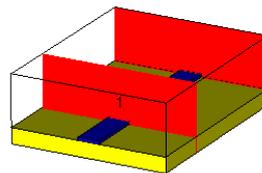
- Usar selecciones: La configuración del puerto también puede definirse seleccionando una cara del plano paralelo a los ejes de coordenadas o al menos dos bordes dentro de una cara plana. Por lo tanto, es necesario seleccionar la

opción *Use picks* después de haber seleccionado una cara. Si el tamaño de la cara elegida no corresponde con las dimensiones del puerto deseado, este puede ser reducido o ampliado definiendo los valores correctos en los siguientes campos:

Normal	Editar campos
X	Ymin, Ymax, Zmin, Zmax
Y	Xmin, Xmax, Zmin, Zmax
Z	Xmin, Xmax, Ymin, Ymax

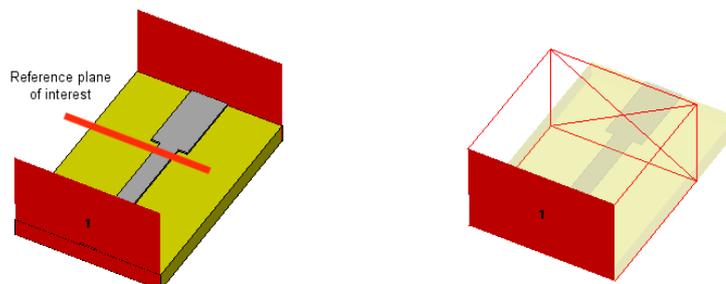


Posición normal libre: Ayuda a definir un puerto interno, es decir, un puerto localizado en el interior del dominio de cálculo. Este botón sólo se activa para planos Libres o Completos configurados en el rango transversal.



Cuadro del plano de referencia

Distancia al plano ref.: especifica la distancia al plano de referencia para obtener la información correcta de la fase para el parámetro S. Valores positivos mueven el plano de referencia al exterior, negativo hacia el interior.



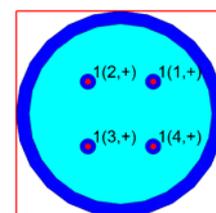
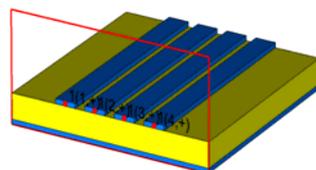
Cuadro del modo de configuración

Puerto Multipin: Marque esta casilla si desea definir un puerto multipin.

Definir Pins...: Este botón se activa si el cuadro de puerto multipin ha sido seleccionado. Después de pulsar este botón, el cuadro de diálogo *Current set definitions* aparecerá y podrá definir un puerto multipin añadiendo nuevas configuraciones.

Número de modos: Especifica el número de modos a ser calculado y utilizados para la simulación.

Single – ended: Este botón de verificación ofrece la posibilidad de calcular automáticamente los parámetros de dispersión como un paso posterior al procesamiento debido a puertos multipin de single ended definidos previamente. En consecuencia, durante la instalación de la definición multipin la configuración de un modo separado debe ser creado para cada uno de los conductores internos, es decir, un conductor (generalmente el más lejano) permanece indefinido representando el conductor a tierra. Después de esto el botón es habilitado y puede ser activado para un cálculo de single –ended.



Tenga en cuenta que todos los puertos tienen que ser definidos como tipo single-ended de esta manera, de otro modo la simulación no se puede iniciar.

Impedancia y calibración: Marque esta casilla si desea definir impedancia, calibración y líneas de polarización.

Definir líneas...: Este botón se activará si el cuadro de impedancia y calibración ha sido activado. Al pulsar este botón se abrirá el cuadro de diálogo del modo de calibración e Impedancia permitiendo al usuario definir la impedancia, calibración y líneas de polarización. La definición de líneas de calibración e impedancia sólo están disponibles para las representaciones de malla tetraédricas.

Ángulo de polarización: Esta casilla sólo se activa si el cuadro de verificación de impedancia y calibración no está activado. Al introducir un ángulo de polarización (entre 0 y 360 grados), se puede determinar la dirección principal del campo E para el primero de estos modos.

De esta manera se realiza la configuración del puerto de guía de onda cuyo nombre es 1 y tiene una orientación positiva. Para marcar su posición se utilizará la opción *Use picks* como se muestra en la gráfica izquierda. La gráfica derecha muestra el puerto 1 configurado en el diseño.

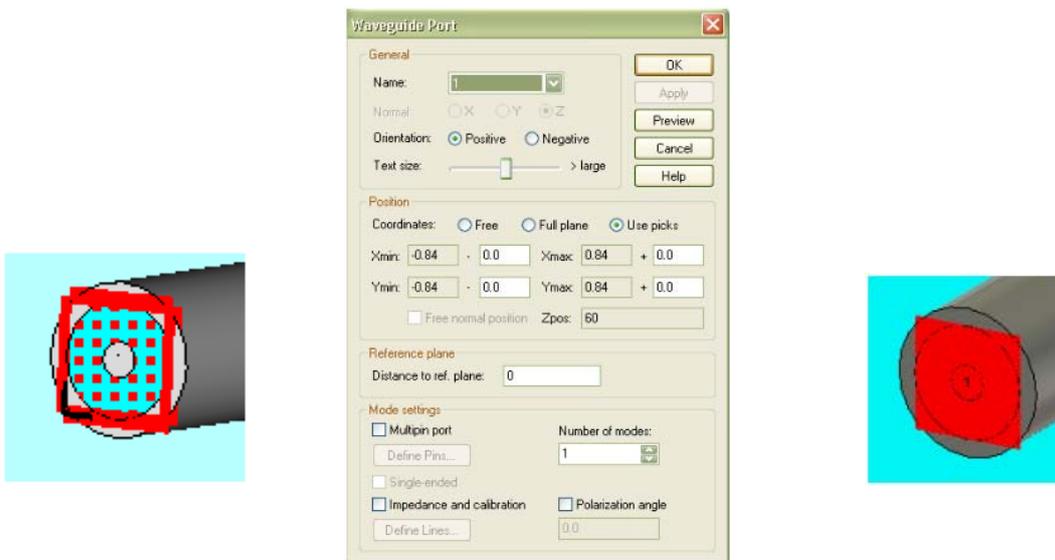


Figura. 3.57 Cuadro de configuración del puerto de guía de onda y sus gráficas

3.3 RESULTADOS

3.3.1 SIMULACIÓN

Tipos de solvers

CST MICROWAVE STUDIO ofrece actualmente diferentes tipos de módulos *solver*. La disponibilidad de estos *solvers* depende del archivo de licencia.

Transient Solver

Este es un muy flexible módulo de simulación del dominio de tiempo capaz de solucionar cualquier tipo de parámetro S o problemas de antenas. Se estimula la estructura con una previa definición del puerto mediante una señal de banda ancha. La estimulación de banda ancha permite recibir el parámetro S para todo el rango de frecuencias y opcionalmente, los patrones de campo electromagnético a distintas frecuencias deseadas sólo en una corrida de cálculo.

Frequency Domain Solver

Al igual que el *transient solver*, la tarea principal para el módulo *solver* de dominio de frecuencia es el cálculo de los parámetros S. Debido al hecho de que cada frecuencia de muestreo requiere una nueva corrida de simulación, la relación entre el cálculo del tiempo y pasos de frecuencia es lineal a menos que se apliquen métodos especiales para acelerar la corrida del *solver* para el dominio de frecuencia subsecuente. Por lo tanto, el *solver* de dominio de frecuencia por lo general es más rápido cuando un pequeño número de muestras de frecuencias deben ser calculadas. Para problemas de baja frecuencia, con un pequeño número de celdas de malla (por ejemplo, 50000) el *solver* de dominio de frecuencia puede ser una alternativa interesante. Si un *solver* de sistema de ecuaciones directa puede ser aplicado al

problema, el mismo que depende de la cantidad de memoria disponible, el tiempo de simulación no aumenta significativamente con el número de puertos y modos. Si se requiere monitores de tiempo el *solver* "Resonant: S-Parameter, fields" puede ser utilizado. Además, este *solver* también puede ser útil para una gran resonancia debido a que estas estructuras se caracterizan por un largo tiempo de resolución de señales de dominio de tiempo.

Eigenmode Solver !E

En casos de estructuras de gran resonancia sin pérdidas, donde los campos de resonancia (= modos) son calculados, este *solver* es muy eficiente. Este tipo de análisis es muy útil para determinar los polos de una estructura de filtro resonante. El *eigenmode solver* directamente calcula la primera N frecuencia resonante y el correspondiente patrón de campo. El *eigenmode solver* no se puede utilizar con fronteras abiertas o puertos discretos.

Integral Equation Solver !I

Las áreas de aplicación del *solver* de ecuación integral son parámetro S y cálculos de *Farfield/RCS*. Este *solver* es de especial interés para modelos largos eléctricamente. La discretización de la zona de cálculo se reduce a los límites del objeto y por tanto, conduce a un sistema de ecuaciones lineales con menos incógnitas que el volumen de métodos. El *solver* se encuentra disponible para excitación de ondas planas y puertos discretos. Condiciones de borde eléctricas y abiertas son soportadas. Para problemas eléctricos pequeños un *solver* directo está disponible.

El *solver* a utilizar para llevar a cabo la simulación será *transient solver*, ya que este *solver* se ajusta de mejor manera a las características de nuestra estructura.

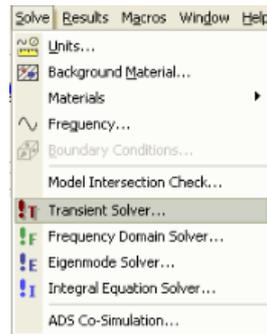
Transient solver

El *solver* de dominio de tiempo calcula el desarrollo de los campos a través del tiempo en lugares discretos y en muestras de tiempo discretas. Se calcula la transmisión de energía entre los diversos puertos y/o espacios abiertos de la estructura investigada. Los campos se calculan paso a paso a través del tiempo mediante el esquema de actualización "*Leap Frog*". Está demostrado que este método sigue siendo estable si la anchura de paso para la integración no supera un límite conocido. Este valor de paso de tiempo máximo utilizable está directamente relacionado con el mínimo ancho de paso de malla utilizado en la discretización de la estructura. Por lo tanto, a más densa sea la red elegida, menor será el ancho de paso de tiempo utilizable.

Las áreas de aplicación del *transient solver* son las siguientes:

- Matrices de parámetros de dispersión (parámetro S).
- Distribuciones de campos electromagnéticos a diferentes frecuencias.
- Parámetros de radiación de la antena y parámetros relevantes de la antena.
- Análisis de señales, tales como aumento de tiempo, conversaciones cruzadas etc.
- Diseño de estructuras utilizando el optimizador o el parámetro de barrido.
- Reflectometría del dominio de tiempo.
- Cálculos de la sección transversal de radar utilizando monitores *farfield/RCS*.
- Simulación de materiales dispersivos.

El *transient solver* puede iniciarse a partir de *solve-transient solver* el cual abrirá el cuadro de diálogo *Transient Solver Parameters*. El *solver* sólo puede ser iniciado si al menos un puerto es definido. Para iniciar el *solver*, todos los resultados que no pertenezcan al *transient solver* (*frequency domain solver*, *eigenmode solver*) serán borrados inicialmente.



En la nueva página de diálogo se debe configurar los parámetros necesarios para llevar a cabo la simulación.

Cuadro de configuración del *solver*

Precisión (*Accuracy*)

Este ajuste define el estado de equilibrio del monitor. Influye en la duración de la simulación. Se trata de un valor de la exactitud de la señal de dominio de frecuencia que se calcula por la transformada de Fourier de las señales de tiempo. Este ajuste debe entenderse sólo en relación con el procesamiento de señales de tiempo. Errores producidos por la discretización de una estructura sólo pueden ser influenciados por la manipulación de la malla. Cada simulación se detiene en algún momento. Esto significa que las señales que se calculan se truncan en este punto, independientemente de sus valores. Mientras menor sea la señal, más precisos serán los valores de dominio de frecuencia. Para obtener un valor para la precisión, las amplitudes de las señales de tiempo, así como el total de energía en el interior del dominio de cálculo son utilizadas. Durante la simulación, el valor de la energía total es frecuentemente calculado y relacionado con la energía máxima que se ha supervisado hasta el momento. Sin embargo, en algunos casos, el cálculo puede durar un poco más debido a la mencionada comprobación de la exactitud de las señales de tiempo.

Almacenar datos de resultados en la memoria caché

Compruebe aquí si se desea que los resultados del *solver* sean almacenados en la caché.

Cuadro de configuración de la estimulación

Calcular sólo modos

Calcula solamente los modos del puerto de la estructura, es decir, no se realiza ninguna corrida del *solver*.

Cuadro de refinamiento de la malla adaptativa

Refinamiento de la malla adaptativa

Marque esta casilla para activar el refinamiento de la malla. La malla puede ser optimizada adaptativamente añadiendo líneas de malla adicionales al cálculo de la energía de campo electromagnético o cambiando la configuración del sistema experto de malla. Presione el botón *Adaptive Properties...* para editar la configuración actual del refinamiento de la malla.

Cuadro de computación distribuida

Computación distribuida

Marque este botón de verificación para habilitar la opción de computación distribuida. Esto ofrece la posibilidad de distribuir las diferentes corridas del *solver* de un cálculo multi- puerto a varias computadoras y resolverlas simultáneamente.

Distribuir el cálculo de matriz

Active este botón para realizar el cálculo de la matriz por separado para cada corrida del *solver* en las máquinas remotas. De lo contrario, la matriz de cálculo se realiza sólo una vez en la máquina donde se está ejecutando.

Iniciar : Calcula los modos del puerto y empieza el cálculo del dominio de tiempo.

Optimizar : Este botón abre un cuadro de diálogo que permite configurar e iniciar una corrida de optimización.

Especiales...: Este botón lleva a un cuadro de diálogo donde ajustes especiales para el *solver* se puede realizar. Los ajustes son sólo para usuarios expertos y en general, no deberían ser cambiados.

Los parámetros del *transient solver* que serán modificados será *accuracy* con -40 db y la estimulación será del tipo de recurso de todos los puertos.

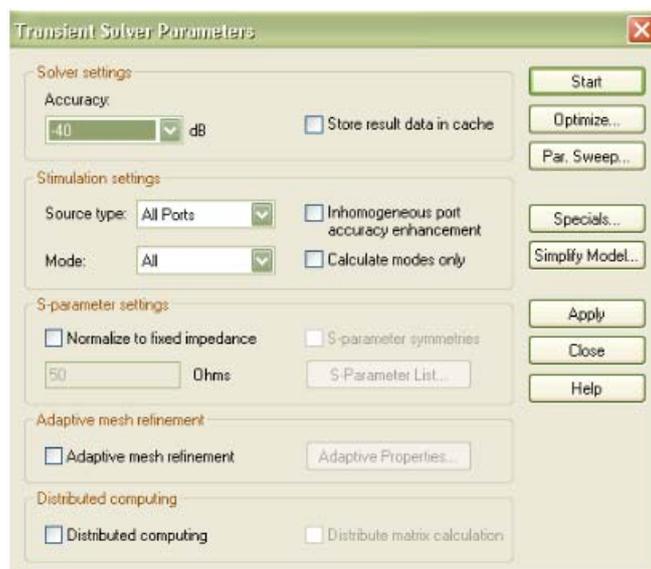


Figura. 3.58 Cuadro de configuración de los parámetros del solver transitorio.

3.3.2 RESULTADOS OBTENIDOS

Señal de excitación por defecto (*Excitation Signal – Default*)

Permite la visualización de todas las funciones de excitación en el proyecto, como también la creación de una nueva función de excitación, ya sea una señal ingresada por el usuario o a través de la importación de una señal de la librería. Las actuales señales pueden ser renombradas, borradas o añadidas a la librería de señales.

Un análisis transitorio normal utiliza una única señal de excitación como estimulación. Esta señal se llama "señal de referencia" y se indica mediante el ícono . La opción de selección de la excitación del modo de puerto en el menú del *solver*, permite la excitación simultánea de los puertos seleccionados, cada uno de ellos estimulados por una señal diferente de excitación con su propia fase o desfase de tiempo y diferentes amplitudes. Para la presente simulación se utiliza una sola señal de excitación ya que únicamente existe un puerto. Como se puede observar, todo el espectro se normalizará al valor de 1V/m.

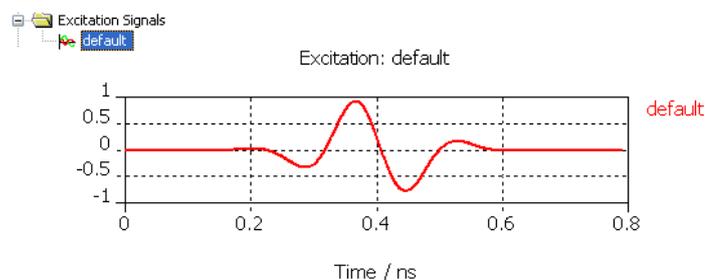


Figura. 3.59 Resultado obtenido de la excitación.

Ver los resultados 1D (*ID Result View*), permite la visualización de distintos resultados en una dimensión. Hay varias subcarpetas que figuran en el árbol de navegación que contienen los tipos de resultados obtenidos. Si se selecciona una de estas carpetas o uno de sus contenidos, el resultado se presenta gráficamente en la ventana principal.

S- PARAMETER

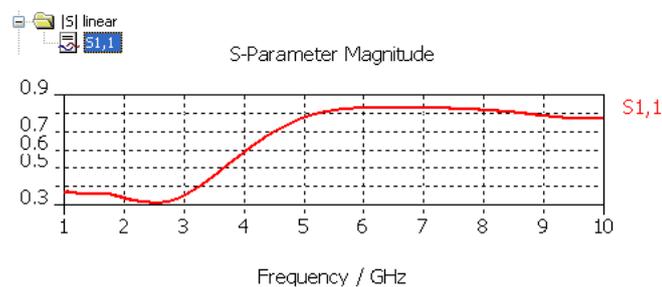
Parámetros de dispersión o parámetros-S son propiedades usadas para describir el comportamiento eléctrico de redes eléctricas lineales cuando se someten a varios estímulos de régimen permanente por pequeñas señales. A pesar de ser aplicables a cualquier frecuencia, los parámetros-S son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. En altas frecuencias no vale la pena hablar de tensiones y corrientes porque no se las puede obtener de forma adecuada, en estas altas frecuencias, sin embargo, cobra importancia el concepto de la línea de transmisión y el de la potencia. Una línea de transmisión se define básicamente como un medio o guía por donde viajan ondas electromagnéticas que contienen la información que se desea transmitir. Por su parte, la potencia se obtiene a estas altas frecuencias en función de las señales entrantes o incidentes y salientes o reflejadas del sistema y de la impedancia característica de la línea de transmisión. En general los parámetros-S cambian con la frecuencia a la que se miden, razón por la cual ésta debe especificarse para cualquier medición de parámetros-S, junto con la impedancia característica o la impedancia del sistema.

S_{11} es el coeficiente de reflexión a la entrada, con la salida terminada en carga adaptada, es decir, $Z_L = Z_0$ (la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea).

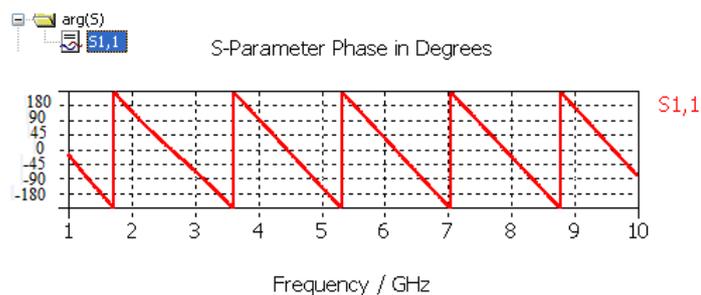
CST MICROWAVE STUDIO calcula el campo utilizando el método de elementos finitos. Este automáticamente calcula la impedancia de la estructura modelada en los puntos donde se colocó los puertos. El parámetro S es luego normalizado a la impedancia por defecto. Si el usuario cambia manualmente la impedancia del puerto, el parámetro S es normalizado a esa impedancia.

Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros-S, como por ejemplo la ganancia, pérdida por retorno, coeficiente de reflexión entre otros. CST ofrece una gama de gráficas resultantes del parámetro S como se muestra a continuación.

1D results - $|S|$ linear



1D results – $\arg(S)$



1D results - |S| dB

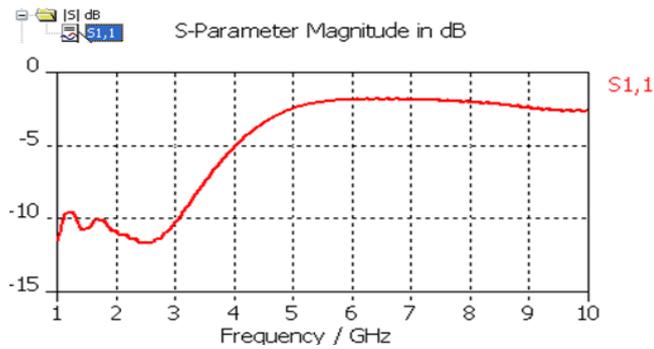
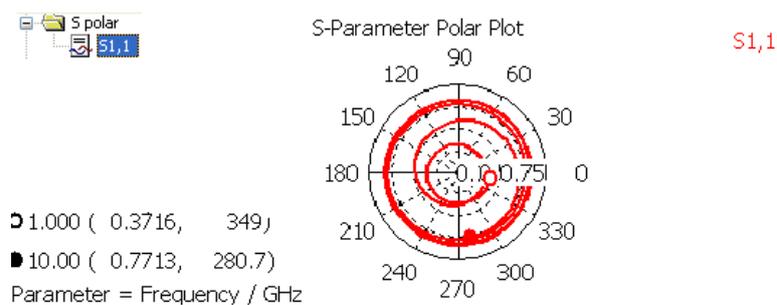


Figura. 3.60 Resultados obtenidos del parámetro S.

Como se puede observa la magnitud del parámetro S en dB indica la resonancia de la antena a determinada frecuencia, en este caso a los 2,45 GHz se presenta la mayor cantidad de resonancia durante la simulación. Mientras más bajo sea el valor del parámetro S11, mejor será el acoplamiento de impedancias y la reflexión será mínima.

Otra forma de expresar los resultados del parámetro S, es a través de la gráfica polar y de la carta de Smith.

1D results – S polar



1D results – Smith Chart

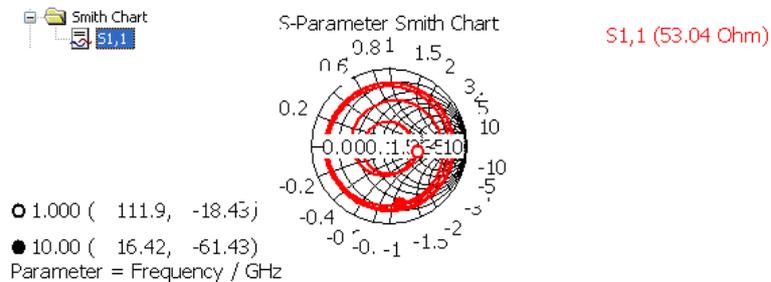


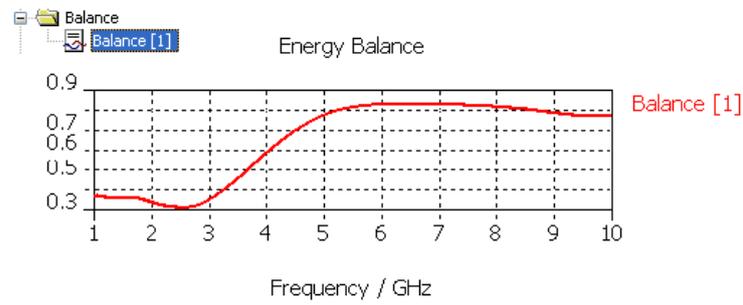
Figura. 3.61 Resultados obtenidos del parámetro S en gráficas polares y carta de smith.

La carta de Smith es un diagrama polar especial usado como referencia para representar coeficientes de reflexión y obtener la impedancia correspondiente. También se emplea para estudiar las guías de onda y líneas de transmisión. Es posible usar la gráfica como ayuda para la adaptación o acoplamiento de impedancias, puesto que el centro representa siempre la impedancia característica del sistema, acoplar una línea significa mover la impedancia de entrada al centro de la gráfica. Mientras más cerca se encuentre la impedancia de entrada del centro mejor será el acoplamiento.

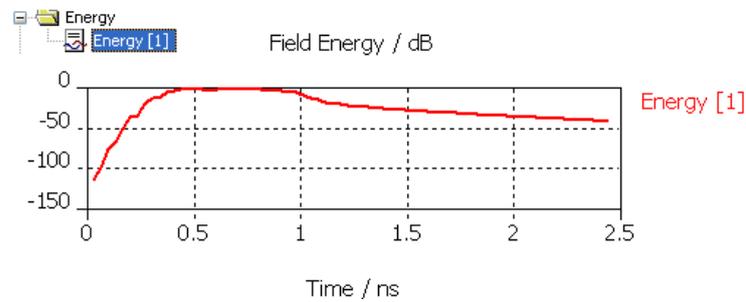
La gráfica de la carta de Smith muestra la impedancia total del parámetro S11 reflejada dentro de un determinado rango de frecuencias, que trabajan sólo para una impedancia determinada. En esta gráfica se puede observar que existe un buen acoplamiento de impedancias.

En la carpeta de *ID RESULTS* se puede visualizar gráficamente varios parámetros tomados en cuenta para realizar la simulación de la antena, entre estos tenemos el Balance de Energía, el campo de Energía en dB, la dispersión eléctrica Eps' y Eps'' anteriormente definidas.

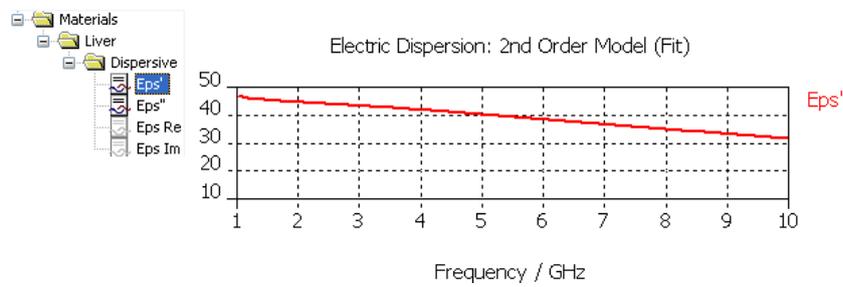
1D results - Balance



1D results – Energy



1D results – Materials – Liver- Dispersive- Eps'



1D results – Materials – Liver- Dispersive- Eps''

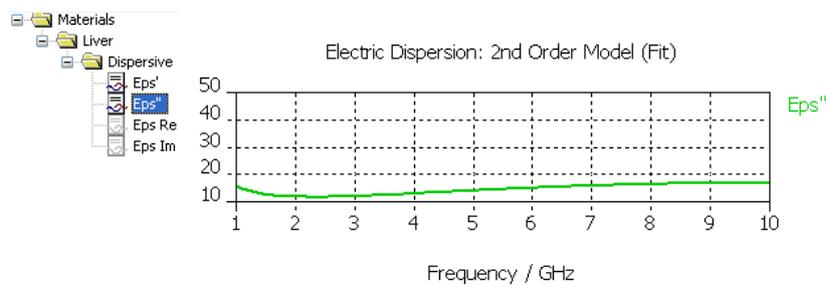


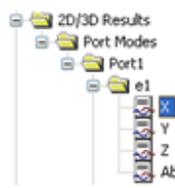
Figura. 3.62 Resultados obtenidos de balance, energía y dispersión.

2D/3D results – Port Modes – Port1 – e1

Esta vista permite la visualización de todos los resultados en 3D. Dependiendo del tipo de resultado, hay varias opciones de trazado que permiten una gran visualización del comportamiento de los campos dentro de la estructura. Vector Fields: Cada vector de campo se almacena en su propia carpeta. Esta carpeta contiene los componentes del vector, los valores absolutos de las superficies de la estructura. Si una carpeta del campo del vector es seleccionada, todo el campo del vector será representado gráficamente.

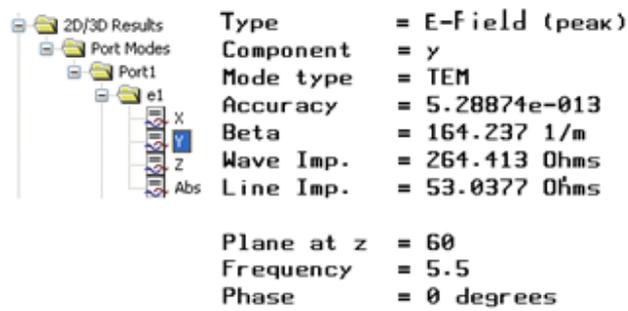
Como se puede observar, a continuación se presentan todos los resultados obtenidos del campo eléctrico en sus componentes X, Y, Z y Absoluto, para el modo de puerto 1. El tipo de resultado obtenido en la primera gráfica es el campo eléctrico (E), cuya componente es analizada en el eje x, a través del tipo de modo TEM, transversal electro-magnético, es decir, no existe ninguna componente del campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación. La precisión alcanzada en la simulación es de $5.28 \cdot 10^{-13}$. Beta representa el número de onda y tiene el valor de 164.237 [1/m], el número de onda es una magnitud de frecuencia que indica el número de veces que vibra una onda en una unidad de distancia. La impedancia de la onda es de 264.413 Ohms, la impedancia de la línea es de 53.0377 Ohms y la frecuencia es de 5.5 GHz.

X

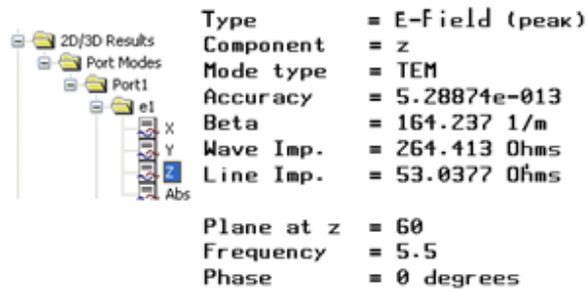


Type	= E-Field (peak)
Component	= x
Mode type	= TEM
Accuracy	= $5.28874e-013$
Beta	= 164.237 1/m
Wave Imp.	= 264.413 Ohms
Line Imp.	= 53.0377 Ohms
Plane at z	= 60
Frequency	= 5.5
Phase	= 0 degrees

Y



Z



ABS

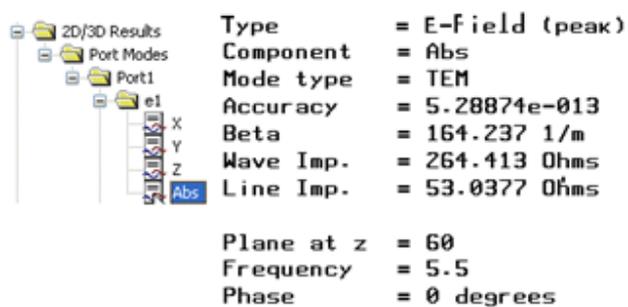


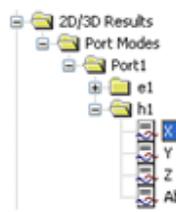
Figura. 3.63 Resultados obtenidos según el campo eléctrico

2D/3D results – Port Modes – Port1 – h1

Esta vista permite la visualización de todos los resultados en 3D. Dependiendo del tipo de resultado, hay varias opciones de trazado que permiten una gran visualización del comportamiento de los campos dentro de la estructura. Vector Fields: Cada vector de campo se almacena en su propia carpeta. Esta carpeta contiene los componentes del vector, los valores absolutos de las superficies de la estructura. Si una carpeta del campo del vector es seleccionada, todo el campo del vector será representado gráficamente.

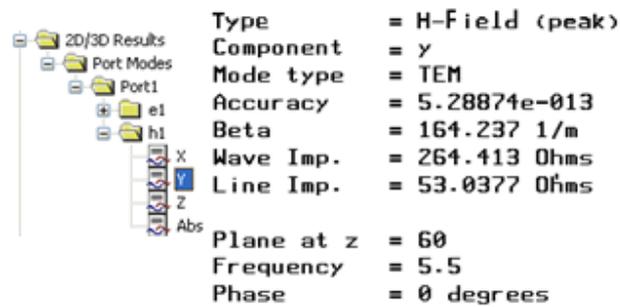
Como se puede observar, a continuación se presentan todos los resultados obtenidos del campo magnético en sus componentes X, Y, Z y Absoluto, para el modo de puerto 1. El tipo de resultado obtenido en la primera gráfica es el campo magnético (H), cuya componente es analizada en el eje x, a través del tipo de modo TEM, transversal electro-magnético. La precisión alcanzada en la simulación es de 5.28^{-013} . Beta tiene un valor de 164.237 [1/m], la impedancia de la onda de 264.413 Ohms y la impedancia de la línea es de 53.0377 Ohms. La frecuencia es de 5.5 GHz.

X

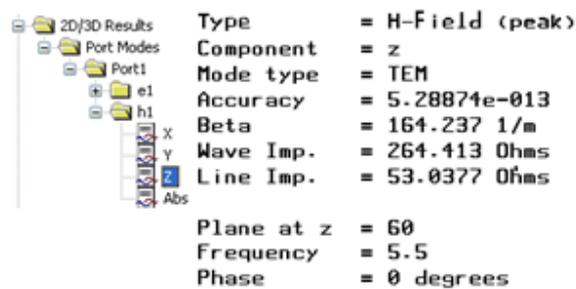


Type	= H-Field (peak)
Component	= x
Mode type	= TEM
Accuracy	= 5.28874e-013
Beta	= 164.237 1/m
Wave Imp.	= 264.413 Ohms
Line Imp.	= 53.0377 Ohms
Plane at z	= 60
Frequency	= 5.5
Phase	= 0 degrees

Y



Z



ABS

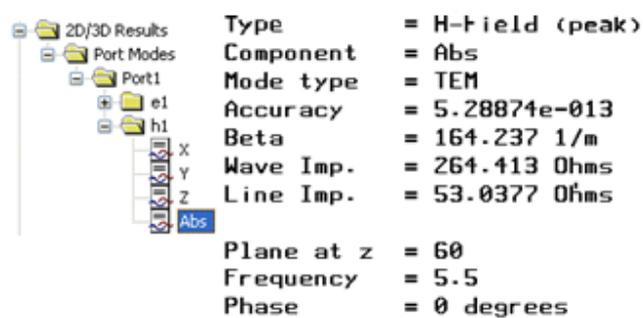


Figura. 3.64 Resultados obtenidos según el campo magnético

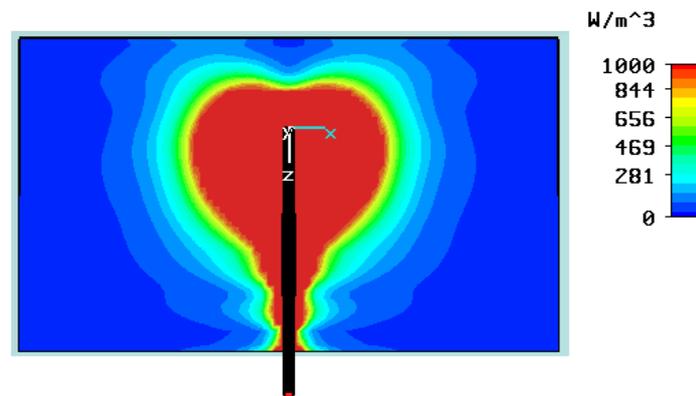


Figura. 3.65 Gráfica resultante de la densidad de energía desprendida

Esta gráfica representa la densidad de energía desprendida de la antena durante la simulación, como se puede observar la antena se encuentra sumergida en el tejido, la parte de la antena donde se localizan los slots o ranuras es el área que presenta una mayor cantidad de desprendimiento de energía.

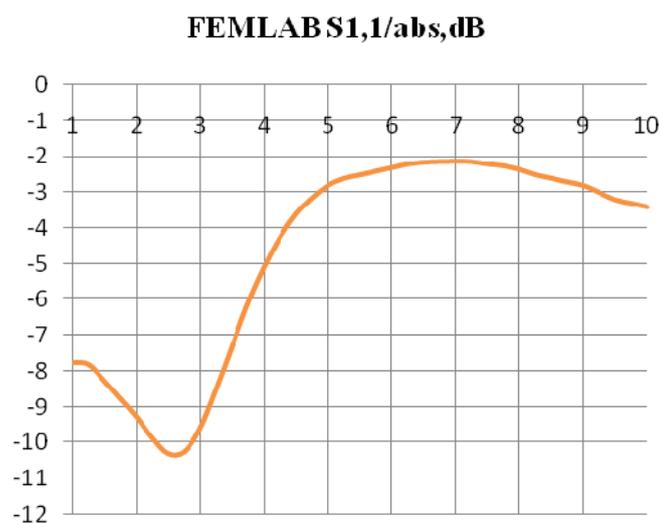
De esta manera se comprueba la efectividad de la antena para trabajar sobre el tejido maligno produciendo el calentamiento necesario del mismo para producir necrosis celular y eliminar el cáncer.

CAPITULO IV

ANÁLISIS DE RESULTADOS

4.3 COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS ENTRE LA ANTENA DISEÑADA EN FEMLAB Y LA ANTENA DISEÑADA EN CST MWS.

A continuación se presentan las gráficas comparativas como también las tablas numéricas de los resultados obtenidos de la antena simulada en FEMLAB y la antena simulada en CST MWS.



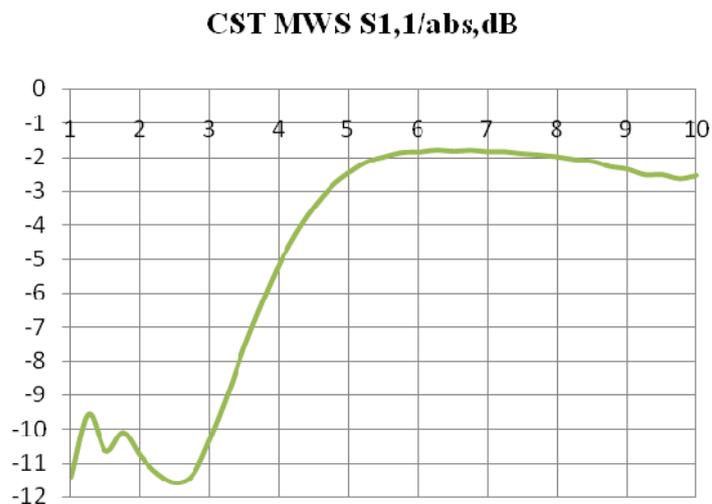


Figura. 4.1 Gráficas obtenidas de la simulación en FEMLAB y CST

Como se puede observar en las gráficas anteriores, la antena diseñada en CST MICROWAVE STUDIO, es capaz de proporcionar cierto grado de energía localizada similar a la energía producida por otras antenas recientemente diseñadas.

Tabla. 4.1 Resultados obtenidos en FEMLAB y en CST.

FEMLAB		CST MWS	
Frequency / GHz	S1,1/abs,dB	Frequency / GHz	S1,1/abs,dB
1	-7,75	1	-11,42151
1,25	-7,8	1,25	-9,564046
1,5	-8,25	1,5	-10,65565
1,75	-8,75	1,75	-10,10381
2	-9,25	2	-10,8081
2,25	-9,85	2,25	-11,32707
2,5	-10,3	2,5	-11,59221

2,75	-10,25	2,75	-11,34755
3	-9,6	3	-10,28071
3,25	-8,5	3,25	-8,998457
3,5	-7,3	3,5	-7,537581
3,75	-6,1	3,75	-6,267481
4	-5,1	4	-5,121074
4,25	-4,25	4,25	-4,190793
4,5	-3,6	4,5	-3,444754
4,75	-3,15	4,75	-2,851005
5	-2,8	5	-2,446707
5,25	-2,6	5,25	-2,132766
5,5	-2,5	5,5	-1,985362
5,75	-2,4	5,75	-1,852807
6	-2,3	6	-1,840356
6,25	-2,2	6,25	-1,782817
6,5	-2,15	6,5	-1,812891
6,75	-2,13	6,75	-1,784237
7	-2,12	7	-1,829065
7,25	-2,13	7,25	-1,833107
7,5	-2,2	7,5	-1,88666
7,75	-2,25	7,75	-1,926186
8	-2,35	8	-1,977726
8,25	-2,5	8,25	-2,061495
8,5	-2,6	8,5	-2,121195
8,75	-2,7	8,75	-2,271927
9	-2,8	9	-2,351233
9,25	-3	9,25	-2,520006
9,5	-3,2	9,5	-2,51317
9,75	-3,3	9,75	-2,632823
10	-3,4	10	-2,535247

A partir de los resultados obtenidos en las simulaciones se puede observar que a la frecuencia de 2,5 GHz las antenas presentan un mayor valor del parámetro S_{1,1}. La simulación de CST presenta -11,59 dB mientras que FEMLAB presenta -10,3dB.

FEMLAB VS CST

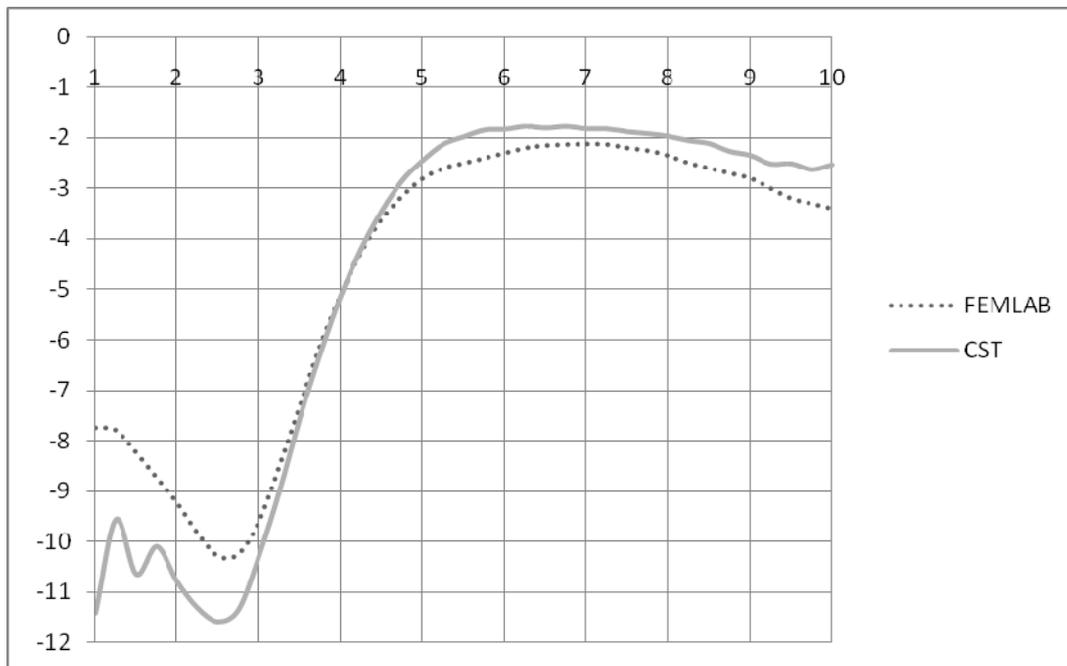


Figura. 4.2 Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en la simulación de FEMLAB y CST

Este análisis muestra también que la antena puede ser capaz de proporcionar mayor disposición de energía localizada que la antena diseñada en FEMLAB, por lo que debe considerarse como una solución viable para futuros diseños.

Se debe tomar en cuenta que tanto la antena de FEMLAB como la antena de CST, fueron diseñadas sin tomar en cuenta el catéter para evitar posibles efectos debido a este, ya que el rendimiento es muy sensible al grosor del mismo. Las dos antenas fueron simuladas y medidas en solución salina en vez del tejido para asegurarse de la homogeneidad del medio con la finalidad de mejorar la validación de los resultados, por lo tanto, todos los datos ingresados en la creación del tejido de CST fueron los mismos valores utilizados para la

creación del tejido en FEMLAB. Tomando en consideración los dos factores anteriormente analizados, la razón por la que puede darse una mayor radiación de energía en la antena de CST se debe a los valores ingresados en las estructuras que la conforman, como también a las dimensiones del tejido. La gráfica en la que se ha basado esta investigación es la siguiente:

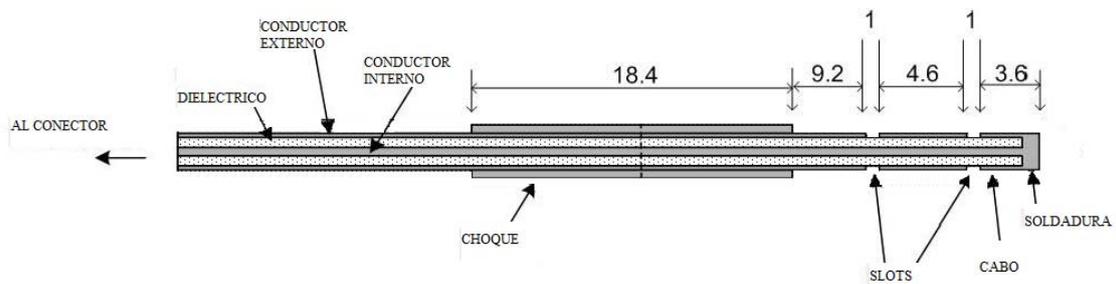


Figura. 4.3 Gráfica de las medidas de la antena creada en FEMLAB

Los datos presentados en esta gráfica no son suficientes para la creación de la antena, por lo que algunos valores fueron asumidos como se indica a continuación:

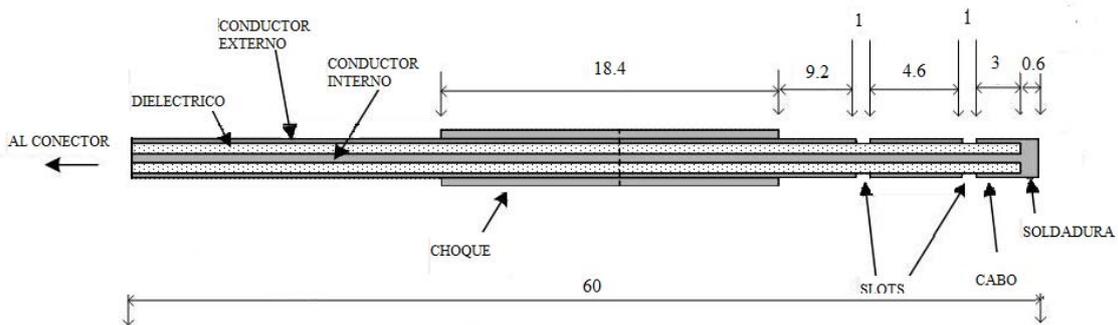


Figura. 4.4 Gráfica de las medidas de la antena creada en CST MWS.

Como se observa el valor de la soldadura es fijado en 0,6mm así como también la longitud total de la antena es de 60mm.

Por otro lado no existe ninguna explicación acerca de las dimensiones del tejido para la simulación utilizada en el programa FEMLAB, razón por la cual se adopta en CST un cubo de dimensiones $X_{min} -60$, $X_{max} 60$, $Y_{min} -60$, $Y_{max} 60$, $Z_{min} -20$ y $Z_{max} 50$, determinando de esta manera la profundidad de inserción de la antena en el tejido.

Son estas las razones, a parte de las características propias del simulador, las que originan la diferencia existente entre los resultados obtenidos.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La antena para MWA hepática fue simulada usando un modelo electromagnético asimétrico implementado en CST MICROWAVE STUDIO. Este modelo es ideal para el análisis de los patrones SAR y el coeficiente de reflexión de las antenas utilizadas en MWA hepática, dos medidas que son comúnmente utilizadas para la evaluación de dichas antenas.

En esta investigación se ha presentado estudios sobre el diseño de antenas para aplicaciones biomédicas. El tema ha utilizado antenas pequeñas y de banda ancha para irradiar la intensidad de los pulsos ultracortos de campo eléctrico dentro del tejido, lo cual puede ser utilizado para electroporación de células como también como una terapia puramente eléctrica contra el cáncer que mata tumores sin hipertermia ni drogas siendo mínimamente invasiva.

La antena de doble ranura es capaz de proveer el grado de energía localizado similar a la antena diseñada en FEMLAB, con lo cual se comprueba la validez tanto de los resultados obtenidos como también se verifica la validez del trabajo realizado por los diseñadores de la antena en FEMLAB.

Los resultados obtenidos presentan una mayor radiación de energía a la frecuencia de 2.45 GHz comparado con la antena de FEMLAB, con lo cual se concluye que el diseño y

simulación realizada en CST presenta ciertas mejoras, siendo de esta manera, resultados validos para investigaciones posteriores.

Se recomienda realizar la simulación de la antena en solución salina en vez del tejido, ya que, para fines de investigación, esta ayuda a asegurar la homogeneidad del medio para mejoras de validación.

Se debe tener un cuidado especial con la creación y definición de la malla y condiciones de borde, ya que estas permiten el uso económico de recursos computacionales, disminuyendo considerablemente el tiempo de simulación.

Varios factores deben considerarse al diseñar y simular la antena para MWA hepática. Las dimensiones de la antena y el grosor del catéter deben ser elegidos y optimizados en base a la eficacia de la longitud de onda en el tejido. Como esta cantidad es altamente dependiente de la relación de permitividad del medio, es esencial que los modelos electromagnéticos de antenas para MWA hepática empleen propiedades dieléctricas precisas de los tejidos del hígado. Debe tenerse sumo cuidado con las mediciones de estas propiedades o con el uso de datos publicados anteriormente, ya que las propiedades dieléctricas de los tejidos del hígado son muy dispersivas y cambian con el tipo de tejido, contenido de agua y temperatura.

ANEXOS

HOJA TECNICA I

CST MICROWAVE STUDIO®

Technical Specification

1 November 2007

Frontend Module

- For functionality and CAD/EDA import filter, see technical specifications of the CST DESIGN ENVIRONMENT™

Transient Solver Module

- Broadband calculation of S-parameters
- Broadband calculation of antenna farfields, gain, directivity etc.
- Excitation with port modes, discrete elements, discrete face ports, and plane waves (also circular and elliptical polarized)
- Excitation by current distributions from Sigrity Speed2000 or Simlab PCBMod
- Arbitrary time signal excitation
- Library for excitation signals
- Multi signal functionality for simultaneous excitations
- Port mode and impedance calculation by 2D-Eigenmode Solver, incl. Multipin-Ports
- Adaptive port meshing
- Boundary conditions: electric, magnetic, open(PML), conducting wall, periodic
- Lumped elements (R-L-C) and diode models
- Time Domain Reflectometry (TDR) simulation
- Auto regressive (AR) filtering for fast time domain calculation of resonant structures
- Time Domain and Frequency Domain monitoring of electromagnetic fields (E, H, J, energy, powerflow, farfield)
- Monitoring of electromagnetic fields at arbitrary frequency points in one simulation run
- Lossy and anisotropic dielectric materials
- Frequency dependent (dispersive) and gyrotropic (ferrite) materials
- Conductor surface losses, skin effect
- PERFECT BOUNDARY APPROXIMATION (PBA)® for accurate and fast computation of arbitrarily shaped objects.

- THIN SHEET TECHNIQUE (TST)™ special approach for the efficient computation of thin metallic objects, like housings...
- MULTILEVEL SUBGRIDDING SCHEME (MSS)™, conformal subgridding that supports PBA and TST.
- Automatic mesh generation (expert system) and adaptive mesh refinement
- Distributed Computing (2 ports)
- Export of Touchstone® files
- Co-simulation with AWR Microwave Office
- Parametric co-simulation with Agilent ADS

Frequency Domain Solver Module

- Choice of Cartesian or tetrahedral meshing
- Direct and iterative solver
- Adaptive frequency sweep
- Extrapolation to DC (static)
- Low frequency stabilization
- Automatic mesh generation (expert system) and adaptive mesh refinement
- First and second order field computation in tetrahedral mode
- Excitation by waveguide ports (including slanted ports), discrete ports, plane wave
- Port mode and impedance calculation by 2D-Eigenmode Solver
- Lumped elements including RLC circuits
- Boundary conditions: electric, magnetic, open(PML), conducting wall, periodic with arbitrary phase shift
- Special unit cell boundary conditions
- Floquet mode boundary conditions
- Ohmic sheets with complex impedance, corrugated walls
- Monitoring of electromagnetic fields (E, H, J, energy, powerflow, farfield)
- Co-simulation with AWR Microwave Office
- Parametric co-simulation with Agilent ADS

Eigenmode Solver Module

- AKS and JDM eigenmode solvers
- Hexahedral mesh with PERFECT BOUNDARY APPROXIMATION (PBA)® for accurate and fast computation of arbitrarily shaped objects.
- Automatic mesh generation (expert system) and adaptive mesh refinement
- Q-factor calculation
- Eigenmode calculation in the presence of lossy materials
- Periodic boundary conditions with arbitrary phase shift
- Lumped elements (L and C)
- Calculation of non extremal modes

Resonant Fast S-Parameter Module

- Fast Calculation of S-parameters from non-radiating, high Q structures

- Hexahedral mesh with PERFECT BOUNDARY APPROXIMATION (PBA)® for accurate and fast computation of arbitrarily shaped objects.
- Automatic mesh generation (expert system) and adaptive mesh refinement

Resonant S-Parameter Fields Module

- Modal Analysis to derive S-parameters and field patterns from non radiating high Q structures
- Hexahedral mesh with PERFECT BOUNDARY APPROXIMATION (PBA)® for accurate and fast computation of arbitrarily shaped objects.
- Automatic mesh generation (expert system) and adaptive mesh refinement

Integral Equation Solver Module

- Integral Equation solver based on the Multilevel Fast Multipole Method (MLFMM)
- Direct and iterative solver
- Able to use and mix 1st, 2nd, and 3rd order elements
- Adaptive frequency sweep
- Lossy dielectric materials, lossy metal, ohmic sheets with complex impedance.
- Excitation with discrete face ports waveguide ports, plane waves (also circular and elliptical polarized), and farfields
- Monitoring of electromagnetic fields (E, H, farfield)
- Fast automatic monostatic RCS calculation

Postprocessing

- Smith chart, Z-matrix, Y-matrix
- Specific Absorption Rate (SAR) computation
- Farfield calculation (2D, 3D, directivity, gain, field pattern, polarisation, Ludwig II/III transforms, axial ratio, angular beam width, phase center, phase plots,...)
- Farfield export (source, GRASP)
- Transients farfields and farfield probes
- Broadband farfields
- Unit cell farfields
- Combine farfields with arbitrary orientation and location of origin, also from different projects.
- Radar Cross section (RCS) calculation, bistatic and monostatic

Common Features of all Modules

- Powerful optimiser and automatic parameter sweeps
- OLE automation server
- VBA macro language
- Fully parametric 3D modelling
- Template based postprocessing
- Customised goal functions for optimization
- Material library

- De-embedding and renormalization of S-parameters
- Export of Touchstone® files
- Export of simulation results
- Visualization and animation of electromagnetic fields

Optional Features - Not Included in Standard Configuration

- Multiprocessor option
- Distributed Computing (X ports) for transient solver
- Distributed Computing (X parameter sets)
- Distributed Computing (X frequency points) for frequency domain solver
- Dynamic SPICE and H-SPICE model extraction with losses and cascades (only for transient and frequency domain solver). Transmission line and arbitrary topology models.
- Hardware Acceleration (transient solver only)

Documentation

- See technical specifications of the CST DESIGN ENVIRONMENT™

Minimum Hardware Requirements

- Windows PC, 1GB RAM, DVD- Drive, at least 8GB of free hard disc space.
- Fully OpenGL compliant graphic card
- Windows XP Professional, Windows Vista
- Solvers support Linux OS (Red Hat Enterprise)

General

- CST MICROWAVE STUDIO® is a configurable tool with a choice of several solver modules. Not all listed options are included in the standard license. Not all listed features are available with all solvers. The standard configuration is one full solver process with one solver module and one additional frontend. Floating and node-locked licenses are available. Please contact your local sales office for further information.

HOJA TECNICA II

CST MICROWAVE STUDIO® - Providing Complete Technology for High Frequency 3D EM Field Simulation

CST MICROWAVE STUDIO®(CST MWS) offers customers choice of five powerful solver modules; the Transient, Eigenmode, Frequency Domain, "Resonant: Fast S-Parameter", "Resonant: S-Parameter, Fields" (formerly known as Modal Analysis), and the Integral Equation Solver, each offering distinct advantages in their own domains.

CST MWS is the first commercial high frequency EM simulation code to offer the advantages of both Cartesian and tetrahedral meshing in one 3D EM simulator. Customers are able to choose the method (Method on demand™) and the mesh (Mesh on demand™) best suited to a particular structure. This extension joins innovations such as PERFECT BOUNDARY APPROXIMATION (PBA)® (1998), the THIN SHEET TECHNIQUE (TST)™ (2001), and, most recently, the MULTILEVEL SUBGRIDDING SCHEME™ (2003). Users will also draw the additional benefit of cross-checking results with different simulation technologies if desired.

The Transient Solver is the flag ship module of CST MWS. It is very flexible and can be applied to most electromagnetic field problems. Broadband simulations can be performed with an arbitrarily fine frequency resolution. Field results for multiple frequencies can be derived from one single simulation run. Read more about the Transient Solver.

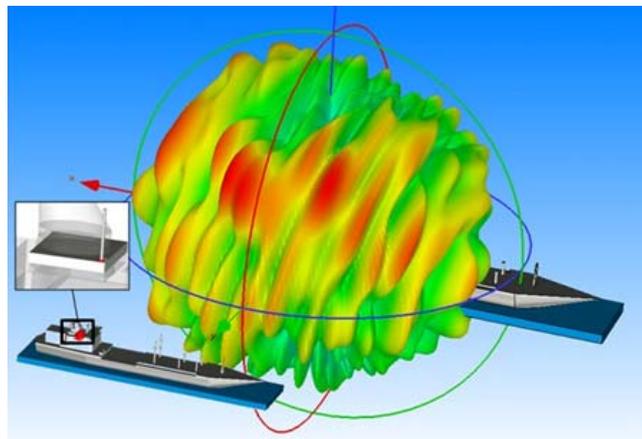
The Eigenmode Solver is of particular interest in the design of filters, diplexers, and cavities. It efficiently calculates a finite number of modes in closed - also lossy - electromagnetic device. Periodic boundaries enable the study of slow wave (e.g. TWT's) and crystal type structures. Read more about the Eigenmode Solver.

The Frequency Domain Solver is particularly useful for applications operated with a comparatively low frequency, i.e. the structure size is much smaller than the wave length. Another typical application area is periodic structures such as antenna arrays, FSS, PBG, etc . CST MWS offers a Floquet-mode boundary condition that not only improves accuracy and

simulation speed, but also distinguishes between main and grating lobe for phased arrays. Scan angle analysis becomes an easy task. Read more about the [Frequency Domain Solver](#).

In addition to the general purpose Frequency Domain Solver, CST MWS features two specialized solvers for resonant structures: [Resonant: Fast S-Parameter](#) and [Resonant: S-Parameter, Fields](#). Both of them are applicable to non radiating and preferably high-Q structures. Read more about the CST MWS [Resonant Solvers](#).

The [Integral Equation Solver](#). It is based on the Multilevel Fast Multipole Method (MLFMM). Its main area of usage is the simulation of structures much larger than 20 wavelengths and is of particular interest because of its ability to deal with dielectric losses. Typical application examples include antenna placement on an airplane and radar cross section (RCS) calculations of large scattering objects. Read more about CST MWS's [Integral Equation Solver \(MLFMM\)](#).



Electrically large problems can often only be tackled with efficient integral method such as MLFMM.

ANEXOS

A.1 Finite Difference Formulations

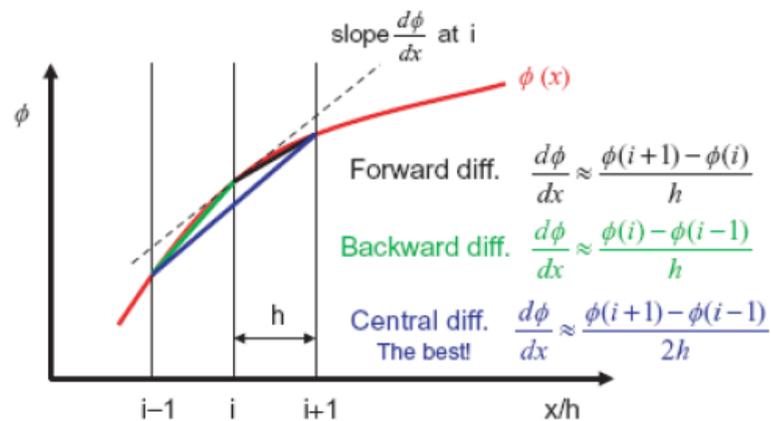


Figure A.1 Geometrical interpretation of the approximation of the first derivative of a function by a forward, backward, and central finite difference. The superior accuracy of the central difference is obvious.

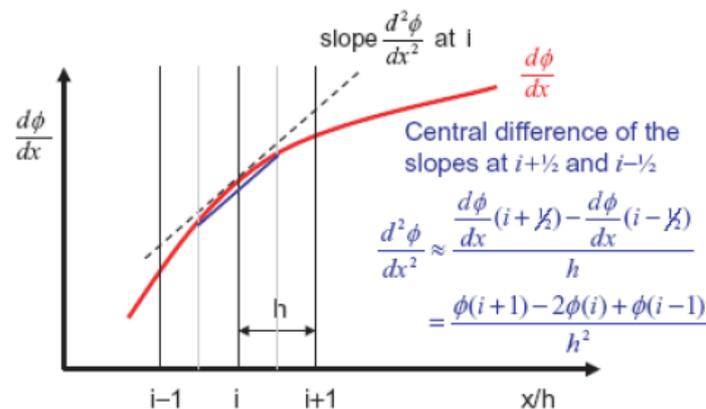


Figure A.2 Geometrical interpretation of the approximation of the second derivative by a central finite difference of first derivatives.

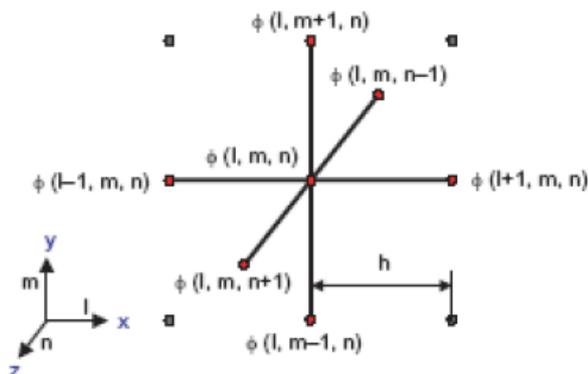


Figure A.3 Three-dimensional stencil of the discrete finite difference operator.

The simplest geometrical interpretation of finite differences is shown in Figures A.1 and A.2 where the first and second derivatives of a function are represented as the slopes of the tangents to the function and to its derivative. It is immediately obvious that the central difference is more accurate than the forward and backward differences. By formulating the three approximations in terms of Taylor series, one can confirm analytically that the error of the central difference approximation is of second order (decreasing as the square of the interval h), while the two others are only first-order accurate (the error decreases linearly with the interval h). It is thus important to use central differencing whenever possible in finite difference formulations of electromagnetic problems.

In static and time-harmonic formulations, the finite differences are defined in space by first establishing a grid of discrete points and then writing for each point the central difference approximation of the unknown solution. Consider the example of the Laplace equation for the electrostatic potential in source-free 3D space

$$\nabla^2 \phi = \frac{d^2 \phi}{dx^2} + \frac{d^2 \phi}{dy^2} + \frac{d^2 \phi}{dz^2} = 0 \quad (\text{A.1.1})$$

and use the stencil in Figure A.3 to formulate the central difference operator in the three coordinate directions. The central difference operators can be written by inspection:

$$\frac{d\phi}{dx} \approx \frac{\phi(l+1, m, n) - \phi(l-1, m, n)}{2h} \quad (\text{A.1.2})$$

Analogous expressions approximate the first derivatives with respect to y and z. The second derivatives are approximated by central difference operators as follows:

$$\frac{d^2\phi}{dx^2} \approx \frac{\phi(l+1, m, n) - 2\phi(l, m, n) + \phi(l-1, m, n)}{h^2} \quad (\text{A.1.3})$$

Analogous expressions are found for the two other partial second derivatives. The Laplace equation thus becomes in finite difference form:

$$\begin{aligned} &\phi(l+1, m, n) + \phi(l-1, m, n) + \phi(l, m+1, n) + \phi(l, m-1, n) + \\ &\phi(l, m, n+1) + \phi(l, m, n-1) = 6\phi(l, m, n) \end{aligned} \quad (\text{A.1.4})$$

This formula can be interpreted as follows: the potential at any point in the computational domain is the arithmetic average of the potentials at the six closest neighboring points. This represents a discrete formulation of the general property of the electrostatic potential; namely, that its average value taken over a spherical surface equals the potential at its center.

A2 Finite Difference Time Domain Formulations

The time dimension can be treated mathematically in the same way as the space dimensions. Most time domain simulators based on finite differences employ the method proposed by Yee in 1966 and subsequently developed further by Taflove and Brodwin. Yee simply replaced the partial derivatives in Maxwell's curl equations by central finite differences. Weiland derived an equivalent discretization approach using finite integration of Maxwell's equations in 1977.

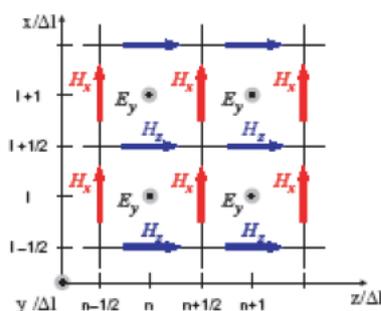


Figure A.4 Two-dimensional FDTD grid (Yee cells) for the TM-to-y case. The sampling positions for the electric and magnetic field components are staggered in space and time. The FDTD approach is shown for the two-dimensional TM-to-y case in Figure A.4. In Cartesian coordinates the curl equations reduce in this case to the following three scalar differential equations:

$$\begin{aligned} \frac{dE_y}{dx} &= -\mu \frac{dH_z}{dt} \\ \frac{dE_y}{dz} &= \mu \frac{dH_x}{dt} \\ \frac{dH_x}{dz} - \frac{dH_z}{dx} &= \varepsilon \frac{dE_y}{dt} \end{aligned} \quad (\text{A.1.5}), (\text{A.1.6}), (\text{A.1.7})$$

To obtain central difference approximations of these expressions, the discrete samples of the electric and magnetic field components are staggered in both space and time. This means that the instances and positions of the electric field samples are defined half way between those of the magnetic field samples. If the electric field component E_y is

sampled at the discrete time points k and the discrete positions (l,n) , then the magnetic field components H_x and H_z are sampled at time points $k+1/2$ and at positions $(l, n+1/2)$ and $(l+1/2, n)$, respectively. Hence,

$$\begin{aligned} \frac{E_y^k(l+1,n) - E_y^k(l,n)}{\Delta x} &= -\mu \frac{H_z^{k+1/2}(l+1/2,n) - H_z^{k-1/2}(l+1/2,n)}{\Delta t} \\ \frac{E_y^k(l,n+1) - E_y^k(l,n)}{\Delta z} &= \mu \frac{H_x^{k+1/2}(l,n+1/2) - H_x^{k-1/2}(l,n+1/2)}{\Delta t} \\ &\quad + \frac{H_x^{k+1/2}(l,n+1/2) - H_x^{k+1/2}(l,n-1/2)}{\Delta z} + \\ &\quad \frac{H_z^{k+1/2}(l+1/2,n) - H_z^{k+1/2}(l-1/2,n)}{\Delta x} \\ &= \varepsilon \frac{E_y^{k+1}(l,n) - E_y^k(l,n)}{\Delta t} \end{aligned} \tag{A.1.8), (A.1.9),}$$

$$(A.1.10)$$

These expressions are also referred to as field update equations since they allow us to explicitly compute future values of the H-field components from their previous values and the present spatial variations of the E-field in a leapfrog time-stepping process, as shown in Figure A.5, and vice versa. Appropriate initial and boundary conditions must be defined before the update process begins. The fully three-dimensional version of the FDTD approximation of Maxwell's curl equations involves six update equations, one for each field component.

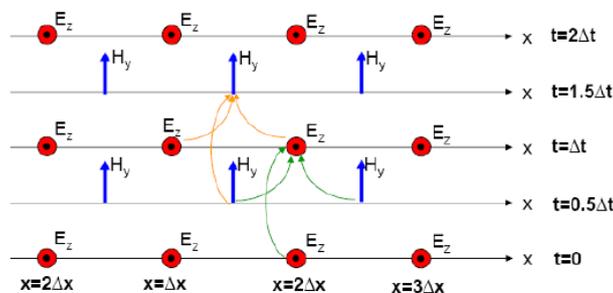


Figure A.5 Leap-Frog Method

A3. Absorbing Boundary Conditions

One of the major problems inherent in the standard FDTD, however, is that the requirement for artificial mesh truncation (boundary) condition. The artificial termination truncates the solution region electrically close to the radiating/scattering object but effectively simulates the solution to infinity. These artificial termination conditions are known as *absorbing boundary conditions* (ABCs) as they theoretically absorb incident and scattered fields. The accuracy of the ABC dictates the accuracy of the FDTD method. The need for accurate ABCs has resulted in various types of ABCs.

We will only consider Berenger's *perfectly matched layer* (PML) type of ABC since PML has been the most widely accepted and is set to revolutionize the FDTD method. In the perfectly matched layer (PML) truncation technique, an artificial layer of absorbing material is placed around the outer boundary of the computational domain.

The goal is to ensure that a plane wave that is incident from FDTD free space to the PML region at an arbitrary angle is completely absorbed there without reflection. This is the same as saying that there is complete transmission of the incident plane wave at the interface between free space and the PML region. Thus the FDTD and the PML region are said to be *perfectly matched*. All that is required is to select the depth of the PML and its conductivity. In theory, the PML could δ deep and have near-infinite conductivity. It has been shown, however, that increasing the conductivity gradually with depth minimizes reflections. Reflection coefficients $< -100\text{dB}$ can be achieved by using the PML ABC.

A4. Advanced Grid Treatment

To solve Maxwell's equations numerically, we must define a finite calculation domain, enclosing the considered application problem. Creating a suitable mesh system splits this domain up into many small elements, or grid cells. Uniform meshing (equal size cells) with orthogonal grids can be used. But in some cases, in order to get good structure approximation, other grid/meshing techniques can be used, such as variable mesh, multi-grid, non-orthogonal (tetrahedral, for example) and sub-gridding as shown in Figure A.6.

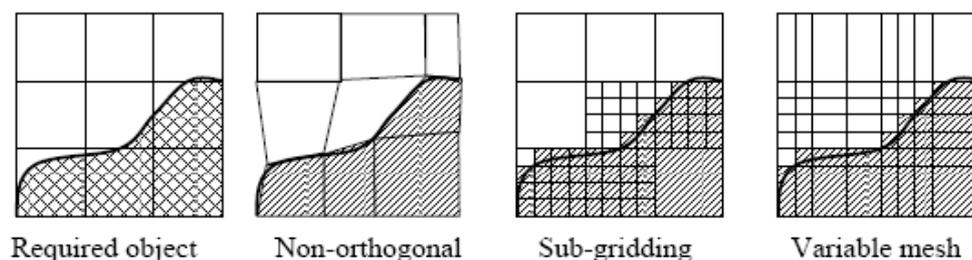


Figure A.6 Meshing Techniques

Nonuniform meshing allows economic use of computational resources. It uses small cells (smaller than one tenth of the smallest wavelength in the simulation) in areas of the domain where the geometry changes rapidly. It uses larger cells throughout the rest of the more-uniform domain. Another scheme common with FDTD is the conformal meshing scheme, where cells are no longer rectangular. However, conformal meshing is not yet fully developed in all simulators. Some simulators have applied it only for metallic structures. Careful use of this meshing is advised, or worse results may be obtained.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Izzo, Francesco, Other Thermal Ablation Techniques: Microwave and Interstitial Laser Ablation of Liver Tumors, *Ann Surg Oncol*, Vol. 10, No. 5, 2003
- [2] H.Usui, M.Takahashi, K.Ito, 'Radiation Characteristics of an Implanted Cavity Slot Antenna Into the Human Body,' in *IEEE proc. International Symposium on Antennas and Propagation Society*, 2006, 9-14, July, 2006, pp.1095 – 1098
- [3] J.Kim and Y.Rahmat-Samii, 'SAR reduction of implanted planar inverted F antennas with non-uniform width radiator,' in *IEEE proc. International Symposium on Antennas and Propagation Society*, 2006, 9-14, July, 2006, pp.1091 – 1094
- [4] L.C.Chirwa, P.A.Hammond, S.Roy and D.R.S.Cumming, 'Electromagnetic radiation from ingested sources in the human intestine,' *2nd Annual International IEEE-EMBS Special Topic conference on Microtechnologies in Medicine & Biology*, pp.309-313, May 2002
- [5] K.Ito, K.Saito, and M.Takahashi, 'Small Antennas for Medical Applications', in *IEEE proc. International Workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Application*, 2007, 21-23, March, 2007, pp.116-119
- [6] S.I.Kwak, K.Chang, and Y.J.Yoon, 'The helical antenna for the capsule endoscope,' *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.2B, July 2005, pp.804-807
- [7] S.I.Kwak, K.Chang, and Y.J.Yoon, 'Ultra-wide band Spiral shaped small Antenna for the Biomedical Telemetry,' in *IEEE proc. 17th Asia Pacific Microwave Conference (APMC2005)*, 4-7 December 2005, Suzhou, China
- [8] M.H.Seegenschmiedt, P.Fessenden, and C.C.Vernon (Eds.), *Thermoradiotherapy and thermochemotherapy*, Berlin:Springer-Verlag, 1995
- [9] S.Okabe, K.Saito, H.Yoshimura, and K.Ito, 'Improved Input Impedance of a Coaxial-Slot Antenna for Interstitial Heating by Loading a Matching Circuit,' *Electronics and Communications in Japan*, Part 1, Vol.88, No.12, 2005, pp.11-19
- [10] S.Okabe, K.Saito, M.Takahashi, and K.Ito, 'Control of Heating Pattern for Interstitial Microwave Hyperthermia by a Coaxial-Dipole Antenna – Aiming at Treatment of Brain Tumour,' *Electronics and Communications in Japan*, Part 1, Vol.90, No.12, 2007, pp.31-38
- [11] Alper, *Cellular radiobiology*, Cambridge: Cambridge University Press
- [12] J. M.Bertram, D.Yang, M.C.Converse, J.G.Webster and D.M.Mahvi, 'Antenna design for microwave hepatic ablation using an axisymmetric electromagnetic model,' *BioMedical Engineering Online* 2006, 5:15
- [13] F.Sterzer, 'Microwave medical devices,' *IEEE Microwave Magazine*, vol.3, no.1, pp.65-70, 2002

- [14] Richard Nuccitelli, Uwe Pliquet, Xinhua Chen, Wentia Ford, R.James Swanson, Stephen J.Beebe, Juergen F.Kolb, Karl H.Schoenbach, 'Nanosecond pulsed electric fields cause melanomas to self-destruct,' *Biochemical and Biophysical Research Communications* 343 (2006) pp.353-360
- [15] K.H.Schoenbach, S.Xiao, J.T.Camp, T.Heeren, J.F.Kolb, J.A.White, M.Migliaccio, R.P.Joshi, and R.Nuccitelli, 'From subnanosecond to subnanosecond pulses – entering a new domain of electric field – cell interactions,' in *IEEE proc. Pulsed Power and Plasma Conference*, Albuquerque, New Mexico, June 17-22, 2007, pp.345
- [16] S.Xiao, T.Camp, J.F.Kolb and K.H.Schoenbach, 'Near-field focusing of fast electromagnetic pulse,' in *IEEE proc. Pulsed Power and Plasma Conference*, Albuquerque, New Mexico, June 17-22, 2007, pp.370
- [17] Y. T. Lo, S. W. Lee, *Antenna Handbook*, Springer, 1993
- [18] I.Longo, G.B.Gentili, M.Cerretelli, and N.Tosoratti, 'A coaxial Antenna with miniaturized choke for minimally invasive interstitial heating,' *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol.50, No.1, January 2003, pp.82-88
- [19] Método de los elementos finitos,
http://es.wikipedia.org/wiki/M%C3%A9todo_de_los_elementos_finitos, 13-febrero-09
- [20] Electromagnetics Module Model Library. In *FEMLAB 30* Stockholm, Sweden:, COMSOL AB; 2004:32.
- [21] Clibbon KL, Mccowen A: Efficient computation of SAR distributions from interstitial microwave antenna arrays. *IEEE TransMicrow Theory Tech* 1994, 42:595-600.
- [22] Nevels RD, Arndt GD, Raffoul GW, Carl JR, Pacifico A: Microwave catheter design. *IEEE Trans Biomed Eng* 1998, 45:885-890.
- [23] Popovic D, McCartney L, Beasley C, Lazebnik M, Okoniewski M, Hagness SC, Booske J: Precision open-ended coaxial probes for invivo and ex-vivo dielectric spectroscopy of biological tissues at microwave frequencies. *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2004.
- [24] Saito K, Yoshimura H, Ito K, Aoyagi Y, Horita H: Clinical trials of interstitial microwave hyperthermia by use of coaxial-slot antenna with two slots. *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2004, 52:1987-1991.
- [25] Lin JC, Wang YJ: The cap-choke catheter antenna for microwave ablation treatment. *IEEE Trans Biomed Eng* 1996, 43:657-660.
- [26] Pisa S, Cavagnaro M, Bernardi P, Lin JC: A 915-MHz antenna for microwave thermal ablation treatment: physical design, computer modeling and experimental measurement. *IEEE Trans Biomed Eng* 2001, 48:599-601.
- [27] Bernardi P, Cavagnaro M, Lin JC, Pisa S, PiuZZi E: Distribution of SAR and temperature elevation induced in a phantom by a microwave cardiac ablation catheter. *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2004, 52:1978-1986.
- [28] Prasad S, King RWP: Experimental study of embedded insulated antennas. *IEEE Trans Ant Prop* 1982, 30:1013-1017.

- [29] Chiu HM, Mohan AS, Weily AR, Guy DJ, Ross DL: Analysis of a novel expanded tip wire (ETW) antenna for microwave ablation of cardiac arrhythmias. *IEEE Trans Biomed Eng* 2003, 50:890-899.
- [30] Icheln C, Krogerus J, Vainikainen P: Use of balun chokes in small antenna radiation measurements. *IEEE Trans Instrum Meas* 2004, 53:498-506.
- [31] Yee, K. S., "Numerical Solution of Initial Boundary-Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-14, No. 5, 1996, pp. 302–207.
- [32] Taflove, A., and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-23, No. 8, 1975, pp. 623–630.
- [33] Weiland, T., "A Discretization Method for the Solution of Maxwell's Equations for Six-Component Fields," *Electronics and Communication (AEU)*, Vol. 31, 1977, p. 116.
- [34] CST GmbH, *CST Studio Suite 2006 – Advanced Topics*, 2005
- [35] Weiland, T., "Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods," *International Journal of Numerical Modelling*, Vol.9, 1996, pp.295-319

36 John M Bertram, Deshan Yang, Mark C Converse, John G Webster and David M Mahvi , Antenna design for microwave hepatic ablation using an axisymmetric electromagnetic model , <http://www.biomedical-engineering-online.com/content/5/1/15>, 27 February 2006, 8 August 08

37 Introduction to the CST MWS interface, <http://www.cst.com/Content/Showroom/Default.aspx>, 01 August 08.

38 CST MICROWAVE STUDIO®, GETTING STARTED, pdf.

39 CST MICROWAVE STUDIO®, TUTORIALS , pdf.

40 CST STUDIO SUITE™, ADVANCED TOPICS, pdf.

41 Zhu, Zhenxin, Design of Small and Wideband Antennas for Biomedical Applications, Department of Electronic Engineering Queen Mary University in London, May 2008.

FECHA DE ENTREGA: 25 DE MAYO DEL 2009

AUTORA
DANIELA VITERI

COORDINADOR DE LA CARRERA
ING. GONZALO OLMEDO