1 GENERALIDADES

1.1 LABORATORIO PIOM

El laboratorio PIOM (Physique des Interactions Ondes-Matière) es una unidad mixta de investigación (UMR 5501) del CNRS (Centre National pour la Recherche Scientifique). Forma parte de la ENSCPB (Ecole Nationale Supérieure de Chimie Physique de Bordeaux) y de la Universidad de Bordeaux I. El laboratorio está situado en el Campus Universitario de Talence-Pessac (Francia) y está dirigido por el Sr. Jean-Paul Parneix. En algunos meses, el PIOM formará parte del Laboratorio IMS (UMR 5218)



Fig. 1.1: Vista del edificio de la ENSCPB

El sujeto de investigación principal del laboratorio es el estudio de las interacciones de las ondas electromagnéticas con la materia viva o inerte. Existen, por lo tanto, dos grupos de trabajo: uno se encarga de la materia viva y el otro de los materiales. Sin embargo, las actividades de los dos grupos se complementan y se apoyan mutuamente para formar un laboratorio pluridisciplinar.

Cada uno de los grupos tiene múltiples líneas de investigación:

<u>Grupo Materiales y Componentes</u>: Actualmente está compuesto por una decena de personas que estudian el comportamiento de los materiales sometidos a ondas electromagnéticas en una extensa banda de frecuencias. Las actividades del grupo están estructuradas alrededor de cuatro grandes temas, como son el modelado de materiales para la compatibilidad electromagnética y la furtividad radar, materiales para la electrónica y el estudio y caracterización de estructuras geológicas (grupo en el cual se realizará el presente Proyecto). Este equipo se interesa en el comportamiento de estructuras sometidas a campos electromagnéticos, que está relacionado con las características de los materiales que las componen. De esta caracterización vamos a deducir sus propiedades electromagnéticas que se definirán en particular por dos parámetros complejos como son la permitividad y la permeabilidad.

<u>Grupo Bioelectromagnetismo</u>: Este grupo estudia los efectos biológicos de los campos electromagnéticos. Estos estudios están originados por la creciente inquietud social por la posible relación entre la proliferación de antenas en las ciudades (GSM, UMTS, EDGE, WiFi) y los efectos sobre la salud (estrés, tumores,...). Los estudios se realizan o bien con animales (ratas, ratones) o bien con células, bajo la influencia de campos electromagnéticos para estudiar si hay efectos cuantificables. Gracias a la estrecha colaboración entre físicos y biólogos, este grupo cuenta con un gran reconocimiento internacional y es requerido con frecuencia para realizar estudios sobre estas materias.

El organigrama de dicho laboratorio se muestra a continuación:



Fig. 1.2: Organigrama del Laboratorio PIOM

1.2 L3AB

El L3AB es el grupo de Planetología del Observatorio de Astronomía y Astrofísica de Burdeos (Francia). Es parte importante en la preparación del radar de sondeo WISDOM y en el análisis de sus datos y está al cargo de la realización de los modelos geoeléctricos y electromagnéticos. Han modelado los primeros metros del subsuelo de Marte desde el punto de vista geoeléctrico en colaboración con el laboratorio PIOM (caracterización electromagnética de muestras de rocas y modelado) y el *Lunar and Planetary Institute* de Houston, USA (hidrogeología marciana).



Fig. 1.3: Logo del Observatorio de Astronomía de Burdeos.

1.3 PROYECTO AURORA

La curiosidad sobre nuestro mundo y sobre el Universo que nos rodea ha sido la fuerza motriz del progreso científico de la Humanidad desde la Prehistoria. Hoy en día el estudio del espacio es aún uno de los dominios más interesantes y estimulantes de investigación científica.

El Proyecto Aurora forma parte de una estrategia europea para el espacio, apoyada por el Consejo para la Investigación de la Unión Europea y por el Consejo de la ESA (European Space Agency). Esta estrategia tiene los objetivos siguientes:

- La exploración del Sistema Solar y del Universo.
- La estimulación de las nuevas tecnologías.
- Ser la inspiración para que los jóvenes europeos tengan un mayor interés por la Ciencia y la Tecnología.

La respuesta a este desafío es el lanzamiento, en 2001, del Programa Aurora, cuyo objetivo principal es la creación y aplicación de un plan europeo a largo plazo para la exploración robótica y humana del Sistema Solar. Marte, la Luna y los asteroides son los objetivos más susceptibles. El Programa Aurora nos muestra que la complejidad de las misiones aumentará con el tiempo, culminando –si todo marcha bien- en 2030 con una expedición humana a Marte. Las etapas hasta la llegada a Marte incluyen la exploración de la Luna y también:

- Estudio a distancia del entorno de Marte.
- Exploración robótica y análisis de superficie y del subsuelo.
- Misiones de retorno de muestras de Marte.
- Puesto de avanzada robótico.



Fig. 1.4: Representación artística del Programa Aurora.

Todos estos pasos tienen como objetivo llevar humanos a Marte.

Un segundo objetivo del Programa es la búsqueda de vida fuera de la Tierra. Las futuras misiones de este Programa llevarán cargas sofisticadas de exobiología para estudiar la posibilidad de la existencia de formas de vida en otros mundos del Sistema Solar.

Dentro de este Programa, se realizará igualmente un estudio sobre comunicaciones interplanetarias. Como punto de partida de dicho estudio, se sabe que el enlace óptico presenta varias ventajas en comparación con el enlace RF tradicional, como son el mayor ancho de banda de transmisión y la menor atenuación en la propagación.

En particular, la mucha menor atenuación de propagación del láser de haz estrecho representa una solución válida a la limitación en la potencia de transmisión y en el tamaño de las antenas para enlaces espaciales. En los últimos años las misiones espaciales han requerido frecuentemente la implementación de enlaces multifrecuencia: las misiones Rosetta y Mars Express utilizan las bandas S y X. La banda Ka está disponible para su uso en futuras misiones de exploración que requieran mayores tasas binarias de transmisión o precisión en medidas científicas mediante radio.

La misión Bepi Colombo utilizará tres enlaces simultáneos: X/X, X/Ka, Ka/Ka. La posible extensión de estos conceptos a frecuencias ópticas (o la consideración de un enfoque basado en un enlace multifrecuencia en sistemas RF-ópticos integrados) se considera una tarea importante para las futuras misiones de exploración a Marte.

Tomando como referencia la misión Mars Sample Return (MSR, misión que se encarga de definir un protocolo de actuación para el transporte seguro y fiable de las muestras de suelo de Marte de vuelta a la Tierra), esta actividad deberá investigar las ventajas relativas de las comunicaciones ópticas y por radio. Se debe considerar

el "estado del arte" actual y hacer hincapié en un enlace descendente de alta velocidad para telemetría. Para la misión se deben considerar las siguientes tareas:

- Definición conceptual general del sistema, en particular: subsistema óptico a bordo, estación terrena óptica y la interfaz tierra/espacio.
- Diseño de un sistema de TT&C a bordo.
- Evaluación estadística del enlace óptico, de la cobertura durante la misión y de la visibilidad del enlace, teniendo en cuenta:
 - o Perfil de la misión
 - o Perfil de situación de la nave y posibles limitaciones debidas a la misma.
 - Posibilidades y limitaciones de acomodo de la nave.
 - Capacidades de apuntamiento (grosso modo) a bordo y sobre el terreno.
 - Posibles contratiempos meteorológicos y ángulos de exclusión solar.
- Análisis extensor del presupuesto del enlace óptico que incluya información sobre las tasas de transmisión que se esperan alcanzar para el sistema de telemetría (mínima/media/máxima) y tenga en cuenta consideraciones de visibilidad del enlace (geométricas y meteorológicas), variando el ruido de fondo y las precisiones de apuntamiento.

1.3.1 Misión Exo-Mars:

Exo-Mars es la primera misión del Programa Aurora. Su objetivo es estudiar el entorno de Marte para preparar las misiones robóticas y después, las exploraciones humanas. Los datos obtenidos en el curso de esta misión tendrán una importancia inestimable en el marco de la exobiología, es decir, el estudio de la vida más allá de la Tierra.

Para el desarrollo de esta misión, es indispensable construir un dispositivo que se mantenga en órbita alrededor de Marte, un módulo de descenso y un vehículo (rover). El dispositivo deberá ser capaz de alcanzar Marte y de situarse en una órbita alrededor del Planeta Rojo. Después de que el módulo de descenso y el vehículo hayan sido lanzados, el dispositivo se situará sobre otra órbita, más apropiada para trabajar como satélite de comunicación con la Tierra.



Fig. 1.5: Rover Exo-Mars

El módulo de descenso llevará al vehículo a un lugar específico usando un dispositivo hinchable de frenado o un paracaídas. Ambos sistemas son suficientemente robustos para aguantar el estrés causado por la entrada en la atmósfera y su precisión al aterrizar será suficiente para esta misión.

El uso de paneles solares convencionales para generar electricidad permitirá al Rover viajar unos pocos kilómetros sobre la superficie rojiza de Marte. El vehículo será capaz de operar de forma autónoma usando un software a bordo y navegará usando sensores ópticos. Dentro de sus aproximadamente 40 Kg. de carga exobiológica se incluirá un ligero sistema de perforación, de toma de muestras y de manejo de las mismas, y un conjunto de instrumentos científicos para buscar signos de vida pasada o presente.

Los trabajos que se realizarán en el curso de esta misión, que comenzará en 2011, serán:

- La búsqueda de huellas de vida pasada o presente en los primeros metros del subsuelo.
- La caracterización de la geoquímica marciana y de la distribución de agua en algunos lugares.
- La ampliación del conocimiento del entorno de Marte y de su geofísica.
- La identificación de posibles riesgos antes del aterrizaje de otras naves.

El vehículo llevará una cámara panorámica, una taladradora que permitirá el acceso a muestras del subsuelo de Marte hasta una profundidad de unos 2 metros, un sistema de preparación de muestras, un microscopio óptico en color, un sistema radar de sondeo del subsuelo y un espectrómetro láser.

1.4 LAS EVAPORITAS

Las evaporitas son rocas sedimentarias resultantes casi íntegramente de una precipitación química de sustancias disueltas en soluciones naturales (complejos geodinámicos continentales o marinos) a causa de un aumento de sus concentraciones por aportes externos o evaporación. El principal factor de concentración de las salmueras reside en el proceso de evaporación aunque la congelación y el hidrotermalismo conducen igualmente a condiciones de sobresaturación necesarias para la precipitación mineral. La formación y la paragénesis mineral de los depósitos salinos están pues estrechamente relacionadas con las propiedades físico-químicas de los minerales en solución (en términos de solubilidad) así como a los parámetros propios de los entornos evaporíticos (temperatura, restricción, salinidad, tasa de evaporación, diferencial hidrostático, pH, actividad microbiana,...).

Estas rocas son muy diversas:

- Yeso: CaSO4, 2H2O
- Anhidrita: CaSO4
- Halita (sal común): NaCl
- Cloruro de Magnesio: KCl

Se distinguen dos tipos de evaporitas:

- Las evaporitas de agua libre, provenientes de la evaporación del agua.
- Las evaporitas capilares, procedentes de la precipitación de las sales de una salmuera instersticial en los poros de un sedimento.

La formación de las evaporitas se ve favorecida si el clima es árido y el sistema es más o menos aislado, de forma que se minimicen los aportes de agua, ya sean meteorológicos o marinos. Tal aislamiento es posible por una barrera tectónica, volcánica o sedimentaria. Sin embargo, un aporte mínimo de agua es indispensable, ya que el sistema necesita de un aporte de iones constante. Las zonas favorables son, por tanto las zonas de rifts continentales (Mar Muerto), las zonas de estanques intracratónicos, las zonas de colisión o las cuencas cerrados donde se estancan las aguas.

1.4.1 Entornos de las evaporitas:

a) <u>Entornos Continentales:</u> Estos depósitos se acumulan en los lagos endorreicos (sin contacto con un mar abierto) en regiones áridas o semiáridas, lagos temporales o cuencas parcial o totalmente confinadas (Mar Muerto, Gran Lago Salado –Utah, EE.UU.-, Mar Caspio, Mar de Aral). La mineralogía de estas evaporitas es relativamente variable puesto que depende de la composición de las aguas fluviales, dependiente a su vez de la geología regional. Los minerales se depositan de manera concéntrica, con los más solubles en el centro. Los aportes de agua se realizan mediante precipitaciones atmosféricas y aguas subterráneas.

b) Entornos marinos:

b.1) <u>Entornos marinos al aire libre</u>: Se trata de medios próximos al mar, situados entre los niveles de marea baja y los niveles inundados en caso de fuertes tempestades. Se sitúan principalmente en el Norte de África (delta del Nilo) o en el entorno del Golfo Pérsico. Las sabhkas¹, llanuras costeras parcialmente inundadas son lugares privilegiados de formación. Desde el punto de vista hidrológico, las sabhkas son sistemas de elevada complejidad con una recarga de agua debida a las inundaciones marinas periódicas, pero también debida a aportes subterráneos a partir de la capa freática marina. Asimismo, las evaporitas se mezclan con aportes sedimentarios traídos por el viento. Los minerales típicos son la anhidrita, el yeso y la dolomía.



Fig. 1.6: Estructura de la sabhka de El Melah (Túnez)

b.2) <u>Entornos de estanques poco profundos</u>: Son estanques de tamaño y profundidad variables. Se encuentran dos casos: en el primero, el estanque está totalmente aislado (estanques en forma de OJO). En estos estanques las sales menos solubles (carbonatos) precipitan en la periferia mientras que las más solubles precipitan en el centro. En el segundo caso, el aislamiento no es completo (estanque en forma de GOTA DE AGUA o de estanque de UMBRAL). En estas, la fisonomía está organizada siguiendo una polaridad centrada en la zona en contacto con el agua del mar. Las sales menos solubles están en esta zona y las más solubles en el lugar opuesto (fondo de la laguna).



Fig. 1.7: Estructura de estanque en forma de OJO (izda.) y de estanque en forma de GOTA DE AGUA (dcha.)

b.3) <u>Entornos de estanque profundo</u>: Existen dos tipos de entornos de estanque profundo: en el primero el estanque está completamente cubierto de agua. Estos estanques funcionan por evaporación. Las aguas de la superficie se vuelven más salinas y más densas, con lo cual tienden a descender. La halita (sal) y el yeso precipitan hacia el fondo. En el segundo caso, el estanque se encuentra totalmente aislado por un umbral (generalmente a causa de un estrecho). Este aislamiento reduce el aporte de agua, produciéndose una desecación que conduce a la precipitación de evaporitas de agua poco profunda.

¹ Sabhka o *Sebhka* es el nombre árabe para una llanura salina. La generalización de este nombre se debe a que las primeras investigaciones se hicieron en los Emiratos Árabes Unidos y en Qatar a finales de la década de 1960.



Fig. 1.8: Estructura de las evaporitas de estanque profundo.

1.4.2 *Importancia de las evaporitas:*

La influencia de los depósitos salinos en las aplicaciones de teledetección radar reside en el carácter soluble y en las propiedades iónicas de los minerales que los constituyen. Bajo su forma iónica (minerales en solución), el peso de las sustancias disueltas por kilogramo de solución define la salinidad, que condiciona la conductividad de la solución. Esta conductividad está directamente relacionada con la presencia de cargas libres (electrones) y de cargas ligadas (iones). Bajo la acción de un campo eléctrico, la distribución volumétrica de las cargas está deformada y los baricentros de las cargas positivas y negativas ya no coinciden. El resultado es la presencia de un momento dipolar inducido que se puede interpretar como un vector polarización *P*. En el caso presente, nos interesaremos por la interpretación microscópico del dieléctrico: átomos, moléculas, iones. La presencia de tales elementos genera tres mecanismos de polarización microscópicos: las polarizabilidades electrónica, iónica y de orientación que pueden estar relacionadas con la permitividad del medio. Más específicamente, la parte imaginaria de la permitividad, al ser proporcional a la conductividad de un medio (interacción de cargas móviles) se puede ver influenciada por la presencia de sales. Vamos a estudiar, por lo tanto, el impacto de la presencia de sales sobre las propiedades dieléctricas del medio.

1.5 EL PROGRAMA HFSS

El programa HFSS (High Frequency Structure Simulator) de Ansoft nos permite calcular la distribución de los campos electromagnéticos dentro de unas estructuras definidas por el usuario. Se debe comenzar, por tanto, por la creación de la estructura que queramos simular. Para ello, el programa HFSS incorpora una potente herramienta de diseño en 3D que permite definir la estructura como una asociación de objetos en 3D, cada uno compuesto por un material diferente.

Tras el diseño, el siguiente paso es la creación de un dominio de cálculo para el campo electromagnético. Para ello, generalmente dibujaremos una caja que comprenda todo el diseño, dentro de la cuál HFSS calculará los campos. Después, debemos definir unas condiciones de contorno en las interfaces entre los objetos. Estas condiciones especifican el comportamiento del campo electromagnético en los bordes del dominio de cálculo. Las condiciones de contorno que podemos asignar serán las siguientes:

- Perfect E: superficie perfectamente conductora.
- Perfect H: superficie en la que la componente tangencial del campo H tiene el mismo valor a ambos lados.
- Impedance: superficie con una resistencia impuesta.
- Radiation: superficie abierta, que permite a las ondas continuar su propagación. El dominio se considera infinito.

A continuación hay que definir las condiciones de excitación, es decir, las fuentes de campo electromagnético:

- Wave Port: la superficie a través de la cuál se genera la señal en la estructura de guía de onda.
- Lumped Port: estos puertos son idénticos a los Wave Ports, pero pueden estar localizados en el interior de la estructura.
- Incident Plane Wave: generamos una onda plana para la que podemos escoger la dirección del vector de onda (k), la amplitud del campo eléctrico y la polarización.

Para cada objeto en el diseño, hace falta definir el material que lo compone. Existe una amplia librería de Ansoft con numerosos materiales predefinidos. Sin embargo, HFSS permite añadir nuevos materiales, especificando sus propiedades dieléctricas: permitividad, permeabilidad, conductividad o tangente de pérdidas, por ejemplo.

Select Definition Materials Materials Materials Materials Materials Materials Materials Search Driveria Search Dri					
Name	Location	Origin	Relative Permittivity	Relative Permeability	Bul 🔨 Condu
Teflon (tm)	SysLibrary	Materials	2.1	1	0
teflon_based	SysLibrary	Materials	2.08	1	0
tin	SysLibrary	Materials	1	1	8670000Sieme
titanium	SysLibrary	Materials	1	1.00018	1820000Sieme
tungsten	SysLibrary	Materials	1	1	18200000Siem
vacuum	Project	Materials	1	1	0
vacuum	SysLibrary	Materials	1	1	0
water_distilled	SysLibrary	Materials	81	0.999991	0.0002Siemen:
water_fresh	SysLibrary	Materials	81	0.999991	0.01Siemens/r
water_sea	SysLibrary	Materials	81	0.999991	4Siemens/m
zinc	SysLibrary	Materials	1	1	16700000Sien
View/Edit Materials Add Materia	l	Clone Materia	I(s)F	lemove Material(s)	Export to Library

Fig. 1.9: Menú de selección de material.

erties of the Material				View/Edit Material fo
Name	Туре	Value	Units	Active Design
Relative Permittivity	Simple	1		C This Product
Relative Permeability	Simple	1		_
Bulk Conductivity	Simple	0	Siemens/m	C All Products
Dielectric Loss Tangent	Simple	0		
Magnetic Loss Tangent	Simple	0		Validate Materi
Magnetic Saturation	Simple	0	Tesla	
Lande G Factor	Simple	2		
Delta H	Simple	0	A_per_meter	

Fig. 1.10: Menú de definición de nuevo material.

Como podemos observar en la figura anterior, podemos también definir parámetros dieléctricos dependientes de la frecuencia, lo cuál será muy útil a lo largo de nuestro Proyecto, como iremos viendo en capítulos posteriores.

Para la resolución de los modelos, HFSS utiliza el método de los elementos finitos (FEM). El dominio especificado se descompone en mallas (tetraedros), cuyo número podemos escoger. El número de tetraedros puede ser impuesto y estará fuertemente ligado a la complejidad del cálculo y a la memoria requerida. En la mayoría de los casos, existirá un compromiso entre precisión y memoria requerida. Podemos imponer, por ejemplo, el número

máximo de iteraciones a efectuar. Se debe indicar también un valor límite del parámetro hacia el cuál queremos converger. También se puede precisar el número de iteraciones convergentes sucesivas hasta parar el cálculo.

Solution Setup	Solution Setup
General Options Advanced Defaults	General Options Advanced Defaults
Setup Name: Setup1 Solution Frequency: GHz	Initial Mesh Options ✓ Do Lambda Refinement Target: 0.3333 □ Use free space lambda
Maximum Number of Passes: 6 Convergence per pass Maximum Delta Energy: 0.1 Use Defaults	Adaptive Options Maximum Refinement Per Pass: 20 % Maximum Refinement: 1000000 Minimum Number of Passes: 1 Minimum Converged Passes: 1 Solution Options 1 Use Low-Order Solution Basis Use Defaults
Aceptar Cancelar	Aceptar Cancelar

Fig. 1.11: Escogiendo los parámetros de la simulación.

HFSS permite también dar más de un tipo de solución. Hará falta indicar, pues, los parámetros de la simulación. Por ejemplo, si queremos obtener la solución para distintos valores de la frecuencia hará falta definir un barrido (sweep) de frecuencias. El programa también es muy útil si queremos realizar un análisis paramétrico, es decir, obtener resultados diferentes según la variación de un parámetro (tamaño, diámetro, etc.).

Edit Sweep	
Sweep Name: Sweep1 Sweep Type © © Discrete © © Fast © Interpolating Setup Interpolation Convergence Max Solutions: 50 Error Tolerance: 0.5	DC Extrapolation Options Extrapolate to DC Minimum Solved Frequency 0.1 GHz Snap Magnitude to 0 or 1 at DC Snapping Tolerance 0.01 Time Domain Calculation
Frequency Setup Type: Linear Step Start 1 GHz Stop 10 GHz Step Size I GHz V Save Fields (All Frequencies)	Display >>
0	K Cancel

Fig. 1.12: Definiendo el barrido en frecuencia.

HFSS permite obtener un gran número de resultados diferentes. Así, podemos obtener representaciones gráficas en coordenadas rectangulares o polares, diagramas de radiación, cartas de Smith o gráficos 3D, por ejemplo de una gran cantidad de parámetros, como los parámetros S, parámetros Z, variables, VSWR, etc.

	🛦 Traces		
Create Report Image: Create Report Target Design: HFSSModel1 Report Type: Modal Solution Data Display Type: Rectangular Plot Polar Plot Polar Plot Data Table Smith Chatt Smith Chatt 3D Polar Plot	Context Context Solution: Setup1 : Sweep1 Domain: Sweep TDR Options	Y Y-axis Sweeps X Y Category: Quantity: Variables Output Variables S Parameter Z Parameter Z Parameter Gamma Port Zo Group Delay Active S Parameter Active Y Swmeter Active V Sw/R S Parameter Cative V	Add Blank Trace Remove Trace Remove All Traces Function: ang_red cang_red cang_red re
	Output Variables	Add Trace Replace Trace	2
	Apply	Done Cancel	

Fig. 1.13: Escogiendo los resultados que queremos presentar.

1.6 LA SONDA COAXIAL ABIERTA EN UN EXTREMO. TEORÍA.

Con el fin de tratar mejor los problemas relativos a los fenómenos periódicos (oscilaciones de campo electromagnético), ciertas cantidades son representadas por números complejos. La característica principal, que representa la interacción de un medio con las ondas electromagnéticas, es la permitividad relativa compleja ε . Esta magnitud se define como la relación entre los vectores desplazamiento eléctrico **D** y campo eléctrico **E**, siendo:

$$\epsilon = D / \epsilon_0 E$$

 ε es una magnitud compleja, se expresa como:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j \varepsilon''$$

donde :

- ε' (parte real) está ligada a la polarización del medio, es decir, a la asimetría entre las cargas inducidas por el campo eléctrico en el medio.
- ε'' (parte imaginaria) también llamada factor de pérdidas está ligada a la absorción de energía electromagnética por el medio.

Hay que distinguir dos mecanismos de absorción: absorción por pérdidas dieléctricas debidas a las interacciones que frenan el movimiento de los dipolos (cargas ligadas) y la absorción debida a la conductividad, es decir, al movimiento de las cargas libres. Se mide en general la suma de los dos términos de absorción, siendo:

$$\varepsilon''_{\text{eff}} = \varepsilon'' + \sigma / \varepsilon_0 \omega.$$

La conductividad σ del medio de expresa en Siemens por metro (S/m). Las variaciones frecuenciales de ambos términos son diferentes, lo que permite separarlos: el término que varía en ω^{-1} es la conductividad, el que queda igual es ϵ ''.

En el rango de las frecuencias de micro-ondas (300MHz-10GHz), las ondas pueden propagarse en guías coaxiales. Estas se componen de dos conductores concéntricos separados por teflón. Existen distintos tipos de sonda según su diámetro. Tienen siempre una impedancia característica de 50 Ω . La sonda se realiza a partir de una longitud L de una guía coaxial semi-rígida estándar cuya extremidad está cortada según un plano de sección recta, al que se le añade un plano de masa circular. La sonda coaxial abierta en un extremo ha sido ampliamente utilizada durante las últimas décadas para llevar a cabo la caracterización de materiales a frecuencias de microondas. Sus ventajas frente a otros métodos son, principalmente, el gran ancho de banda que posee y que permite realizar

medidas de forma no destructiva para la muestra. Ello es posible porque, para medir un material con una sonda coaxial, basta con situar el extremo abierto de la sonda en contacto (o cerca) del material bajo prueba, lo cual es muy interesante si se desea medir materiales biológicos o *in vivo* de forma no invasiva. El principio del método consiste en medir el coeficiente de reflexión en la interfaz coaxial/muestra y de ahí deducir las propiedades dieléctricas del material.

1.6.1 <u>El proceso de la medida.</u>

Para realizar las medidas tenemos disponibles dos analizadores de redes en el laboratorio. El primero de ellos es el analizador ANRITSU 37325A y el segundo es un analizador HP 8510C, con un sintetizador de barrido en frecuencia HP 8341B, el "S Parameter Test Set" HP 8514B, el "Electronic Calibration Control Unit" HP 85060C y un ordenador HP Vectra con el programa Ulysse (desarrollado en el PIOM) sobre Microsoft Windows 95TM.



Fig. 1.15: Analizador HP

Para realizar las medidas, es necesario hacer en primer lugar una calibración del instrumento de medida con los cables de conexión. El objetivo de la calibración es librarnos de las imperfecciones del aparato, de los cables ligados a la sonda de manera que podamos asegurarnos de que las medidas obtenidas estén bien normalizadas respecto a un plano de referencia. La calibración consiste, pues, en definir un plano de referencia en la interfaz sonda-coaxial. Esta calibración se llama calibración SOLT (Short, Open, Load, Thru) y hay que realizarla con un "kit" de calibración "de referencia" que incluye una terminación en circuito abierto, una en cortocircuito y una carga adaptada con una impedancia de 50 Ω . En el proceso de calibración hay que escoger también el número de puntos de frecuencia que queremos analizar entre una frecuencia inicial y otra frecuencia final.

La transición entre el conector de la sonda y el del analizador introduce perturbaciones. Estas reflexiones, al producirse al nivel del conector, pueden ser eliminadas por una función del analizador, que permite eliminar reflexiones parásitas en la transición. En el analizador HP, es necesario pasar a modo temporal, mostrar la respuesta temporal de la sonda (coeficiente de reflexión en función del tiempo), definir el centro y la anchura del filtro, aplicarlo y volver a modo frecuencial. Este filtrado no puede hacerse de otra forma que no sea manualmente. Pese a la calibración, persisten algunos errores residuales aleatorios: se trata de ruido, de errores debidos a la situación del dispositivo que medimos, de problemas de repetitividad de las conexiones, de errores de medida de los estándares o incluso de derivas. Según el fabricante, teniendo en cuenta las imperfecciones la incertidumbre de la medida, en la banda 2-8 GHz, para un coeficiente de reflexión de 1 es de 0.03 en el módulo y de aproximadamente 3° en la fase, aunque en unas condiciones de medida bien definidas y controladas, en una banda de frecuencia limitada, la precisión de una medida puede ser inferior a 0.1° en fase y 0.005 en módulo.

1.6.2 *Métodos de estudio de la sonda coaxial abierta en un extremo.*

Debido a la amplia utilización de la sonda coaxial abierta en un extremo, se han desarrollado numerosos modelos que permiten obtener la relación entre los parámetros de dispersión (en particular el coeficiente de reflexión) de la sonda y las propiedades dieléctricas del material bajo prueba.

a) <u>Método de estudio de los modos</u>: La primera vía consiste en un estudio electromagnético completo de la célula: se trata de acoplar los modos de propagación a nivel de la interfaz coaxial/material, por lo tanto es necesario definir los modos en la guía coaxial y en la muestra. En primer lugar se desarrollaron modelos que consideraban únicamente un modo (TEM) en las expresiones de los campos en la apertura de la sonda. Al no considerar los modos superiores generados en la discontinuidad sonda-material, se generaban una serie de errores que llegaban a ser importantes en algunos casos.

Por esta razón se desarrollaron los modelos multimodo, denominados *fullwave*, que obtenían los campos en la discontinuidad de forma mucho más exacta: el modo incidente TEM genera en el material unos modos que se descomponen en ondas planas; puesto que la estructura no está limitada transversalmente, el vector de onda radial puede tomar cualquier valor. Tenemos, pues, un continuo de modos. En el interior de la línea coaxial tenemos, además del modo TEM, modos TM_{on} generados por la reflexión en la interfaz. Esto se traduce en un sistema de N ecuaciones con N incógnitas, en principio infinito. La explotación de la medida se realiza, por tanto, por métodos numéricos: se da una permitividad inicial, el coeficiente de reflexión se calcula a continuación resolviendo el sistema de ecuaciones (truncado a N ecuaciones). Este valor calculado se compara con el valor medido. En general, estos métodos tienen unos requerimientos de memoria y tiempo de cálculo mucho mayores. Por esta razón, conseguir procedimientos matemáticos que permitan realizar las operaciones involucradas de forma más eficiente es de vital importancia para poder aplicar este tipo de modelos multimodo con éxito en la práctica.



Fig. 1.16: Modelo del sistema para el estudio de modos.

Este modelo sólo considera modos superiores generados en la reflexión. En el modelo desarrollado, sin embargo, se consideran también los modos superiores que inciden desde el coaxial. Así, se consigue un análisis exacto de los campos en la apertura del coaxial. Realizándose una serie de pruebas numéricas se comprobó la existencia de singularidades en los integrandos de las expresiones de los parámetros de dispersión de la sonda coaxial. Es necesario aplicar técnicas de integración de contorno en el cálculo de dichas integrales para poder obtener resultados correctos. Este hecho hace que la eficiencia del método disminuya drásticamente, sobretodo si se considera en los cálculos un número elevado de modos. Además, la integración numérica de funciones con singularidades introduce un cierto error que puede llegar a ser importante. Este inconveniente con el cálculo de este tipo de integrales ya ha sido constatado por varios autores [17].

La configuración de la sonda coaxial considerada en este estudio puede verse en la Fig. **1.16**. Consideremos una línea coaxial con conductores interior y exterior de radios *a* y *b* respectivamente, rellena de un material dieléctrico de permitividad de ε_{rc} . Esta línea tiene un extremo abierto que se coloca en contacto con un cierto material de permitividad ε_{r1} y permeabilidad μ_{r1} . El modelo desarrollado en [18] permite obtener la matriz multimodo de parámetros de dispersión de la sonda coaxial. Dicho trabajo considera el caso multimodo únicamente en reflexión, ya que estima que los modos superiores incidentes del coaxial no existirán debido a que están al corte. Sin embargo, un análisis más ampliado de dicho trabajo, basándonos en el mismo modelo, permite obtener la matriz de dispersión del coaxial radiando en abierto multimodal, considerando también los modos superiores como incidentes. De esta forma, la matriz de dispersión *S* queda como:

$$\overline{S} = \overline{Q_1^{-1}} * \overline{Q_2} \qquad (1)$$

Las matrices anteriores tienen nxm elementos, donde n es el número de funciones peso utilizadas en la expansión de los campos, y m es el número de modos superiores considerados. Según lo dicho antes, el modelo desarrollado por [18] llega a la misma ecuación pero considerando la matriz Q_2 como un vector donde sólo se tiene la primera columna, por lo que los resultados obtenidos no se corresponden exactamente con la matriz de dispersión *S* anterior sino únicamente con la primera columna. Es interesante comprobar que el resto de la matriz de dispersión tiene valores muy pequeños debido a que, en general, los modos superiores estarán al corte. Las expresiones de los elementos de ambas matrices son las siguientes:

$$Q_1\Big|_{nm} = \boldsymbol{Y}_n^{(c)} \boldsymbol{F}_n^{(2)} \boldsymbol{\delta}_{nm} + \int_{\zeta=0}^{\infty} Y_1(\zeta) D_m(\zeta) \zeta D_n(\zeta) \cdot d\zeta$$

$$Q_2\Big|_{nm} = \boldsymbol{Y}_n^{(c)} \boldsymbol{F}_n^{(2)} \boldsymbol{\delta}_{nm} - \int_{\zeta=0}^{\infty} Y_1(\zeta) D_m(\zeta) \zeta D_n(\zeta) \cdot d\zeta$$
(2)

A continuación se muestran brevemente las expresiones de los términos de la ecuación anterior:

$$\boldsymbol{Y}_{n}^{(c)} = \frac{j \cdot \boldsymbol{\omega} \cdot \boldsymbol{\mathcal{E}}_{0} \cdot \boldsymbol{\mathcal{E}}_{rc}}{\boldsymbol{\gamma}_{n}^{(c)}} \quad (3)$$
$$\boldsymbol{F}_{m}^{(2)} = \begin{cases} Ln\left(\frac{b}{a}\right), m = 0\\ \boldsymbol{I}_{m}^{2}, m \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$
$$\boldsymbol{I}_{m}^{2}, m \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$
$$\boldsymbol{I}_{m}^{2} = \frac{2}{\left(\pi \cdot \boldsymbol{k}_{cm}^{'}\right)^{2}} \cdot \left(\frac{1}{\boldsymbol{Y}_{0}^{2}(\boldsymbol{k}_{cm}^{'} \cdot b)} - \frac{1}{\boldsymbol{Y}_{0}^{2}(\boldsymbol{k}_{cm}^{'} \cdot a)}\right) \quad (5)$$

donde:

 $\gamma_n^{(c)}$ son las constantes de propagación de los modos TM superiores en el coaxial

 $k'_{\rm cm}$ son los números de onda de corte de los modos TM

Y₀ representa la función de orden de segunda especie y orden 0

 $[\]delta_{mn}$ representa la función δ de Kronecker

De las ecuaciones (2), nos queda por definir el integrando, que es el mismo en ambas expresiones. La función $Y_1(\zeta)$ es:

$$\boldsymbol{Y}_{1}(\boldsymbol{\zeta}) = \frac{j \cdot \boldsymbol{\omega} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}_{0} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}_{r1}}{\gamma_{1}} = \frac{j \cdot \boldsymbol{\omega} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}_{0} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}_{r1}}{\sqrt{\left(\boldsymbol{\zeta}^{2} - \boldsymbol{\omega}^{2} \cdot \boldsymbol{\mu}_{0} \cdot \boldsymbol{\mu}_{r1} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}_{0} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}_{r1}\right)}} \quad (6)$$

Y la función $D_m(\zeta)$ es:

$$D_{m}(\zeta) = \begin{cases} \frac{J_{0}(\zeta \cdot a) - J_{0}(\zeta \cdot b)}{\zeta}, m = 0\\ \frac{\zeta}{\zeta^{2} - k_{cm}^{2}} \cdot \frac{2}{\pi \cdot k_{cm}} \left(\frac{J_{0}(\zeta \cdot a)}{Y_{0}(k_{cm} \cdot a)} - \frac{J_{0}(\zeta \cdot b)}{Y_{0}(k_{cm}^{2} \cdot b)} \right), m \neq 0 \end{cases}$$
(7)

Las funciones del integrando que acabamos de definir, son las que presentan problemas de singularidades. Cabe destacar el hecho de que el número de veces que se deben realizar dichas integrales depende directamente del número de modos superiores que se consideren (*m*). Además, los límites de la variable de integración en (2) van desde 0 hasta ∞ , razón por la cual es muy interesante disponer de un método que permita realizar la integral minimizando los costes computacionales y proporcionando resultados precisos.

Observando la expresión (7) podemos ver que habrá singularidades en los puntos en que se cumpla $\zeta = k'_{cm}$. También es conflictivo el punto $\zeta = 0$, sin embargo, no es necesario evaluar la función en dicho punto debido al método de integración numérica utilizado (Método de Gauss). En el caso de la expresión (6), los puntos conflictivos son aquellos que cumplen que el denominador vale 0, cuando el material bajo prueba no tiene pérdidas o éstas son muy pequeñas. A continuación, se detalla el procedimiento para eliminar estas singularidades y poder realizar las integrales numéricas de forma eficiente. Para subsanar el problema con la expresión (6), se realiza la siguiente integración por partes:

$$\int u \cdot dv = u \cdot v - \int v \cdot du \Longrightarrow \begin{cases} u = D_m(\zeta) \cdot D_n(\zeta) \\ dv = \zeta \cdot Y_1(\zeta) \cdot d\zeta \end{cases} \Longrightarrow$$
$$\Rightarrow \begin{cases} v = j \cdot \omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{r_1} \cdot \sqrt{(\zeta^2 - \omega^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r_1} \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{r_1})} \\ \frac{du}{d\zeta} = \frac{\partial (D_m(\zeta) \cdot D_n(\zeta))}{d\zeta} \end{cases}$$
(8)

.

Donde se puede comprobar que en el nuevo integrando han desaparecido las singularidades debidas al término de la ecuación (6). Sin embargo, aún están presentes las singularidades cuando $\zeta = k'_{cm}$. Para aislar estas singularidades definimos la función f_m(ζ) como sigue:

$$f_{m}(\zeta) = \frac{1}{\zeta - k_{cm}} \cdot \left(\frac{J_{0}(\zeta \cdot a)}{Y_{0}(k_{cm} \cdot a)} - \frac{J_{0}(\zeta \cdot b)}{Y_{0}(k_{cm} \cdot b)} \right)$$
(9)

De tal forma que la función $D_m(\zeta)$ queda (para $m \neq 0$):

$$D_m(\zeta) = f(\zeta) \cdot \frac{\zeta}{\zeta + k_{cm}} \cdot \frac{2}{\pi \cdot k_{cm}}$$
(10)

Si ahora definimos una nueva variable $x = \zeta - k'_{cm}$, (9) queda como:

$$f_{m}(x) = \frac{1}{x} \cdot \left(\frac{J_{0}((x + k_{cm}) \cdot a)}{Y_{0}(k_{cm} \cdot a)} - \frac{J_{0}((x + k_{cm}) \cdot b)}{Y_{0}(k_{cm} \cdot b)} \right)$$
(11)

Aplicando la siguiente propiedad de las funciones de Bessel:

$$J_0(\alpha + \beta) = J_0(\alpha) \cdot J_0(\beta) + 2\sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m J_0(\alpha) \cdot J_m(\beta) \quad (12)$$

Podemos deducir que:

$$\begin{cases} J_0((x+k_{cm})\cdot a) = J_0(a\cdot x)\cdot J_0(a\cdot k_{cm}) + S_{am} \\ J_0((x+k_{cm})\cdot b) = J_0(b\cdot x)\cdot J_0(b\cdot k_{cm}) + S_{bm} \end{cases}$$
(13)

Donde los términos S_{am} y S_{bm} se obtienen despejando en la misma ecuación (13). De esta forma, la función $f_m(x)$ queda ahora como:

$$f_{m}(x) = \frac{J_{0}(k_{cm} \cdot a) \cdot (J_{0}(x \cdot a) - J_{0}(x \cdot b))}{x \cdot Y_{0}(k_{cm} \cdot a)} + \frac{S_{am}}{x \cdot Y_{0}(k_{cm} \cdot a)} - \frac{S_{bm}}{x \cdot Y_{0}(k_{cm} \cdot b)}$$
(14)

Donde se ha hecho uso de la siguiente propiedad de los modos TM_{0m}:

$$\frac{J_0(k_{cm} \cdot a)}{Y_0(k_{cm} \cdot a)} = \frac{J_0(k_{cm} \cdot b)}{Y_0(k_{cm} \cdot b)} \quad (15)$$

Como se mostrará en el apartado de resultados, la nueva función $f_m(x)$ ya no contiene singularidades, por lo que ya no presenta problemas numéricos de evaluación. Debido a la integración por partes que se debe realizar, necesitamos no sólo la expresión de la función $f_m(x)$, sino también de su derivada (ver (8)). Esta derivada queda:

$$\frac{\partial f_m(\zeta)}{\partial \zeta} = \frac{\partial f_m(x)}{\partial x} = \frac{J_0(k_{cm} \cdot a)}{Y_0(k_{cm} \cdot a)} \cdot \left[\frac{x \cdot (-a \cdot J_1(xa) + b \cdot J_1(xb)) - J_0(xa) + J_0(xb)}{x^2} \right] + \frac{\frac{\partial S_{am}}{\partial x} x - S_{am}}{x^2 \cdot Y_0(k_{cm} \cdot a)} - \frac{\frac{\partial S_{bm}}{\partial x} x - S_{bm}}{x^2 \cdot Y_0(k_{cm} \cdot b)}$$
(16)

Donde las derivadas de las funciones S_{am} y S_{bm} son:

. -

$$\begin{cases} \frac{\partial S_{am}}{\partial x} = -a \cdot J_1 \left(a \cdot \left(x + k_{cm}^{'} \right) \right) + a \cdot J_1 \left(ax \right) J_0 \left(a \cdot k_{cm}^{'} \right) \\ \frac{\partial S_{bm}}{\partial x} = -b \cdot J_1 \left(b \cdot \left(x + k_{cm}^{'} \right) \right) + b \cdot J_1 \left(bx \right) J_0 \left(b \cdot k_{cm}^{'} \right) \end{cases}$$
(17)

Debido al tratamiento realizado sobre f_m (x), (16) tampoco contiene las singularidades que tenía inicialmente. La obtención de la derivada (16), nos permite obtener la derivada de la función $D_m(\zeta)$, necesaria para el cálculo por partes de la integral (ver (8)). Así, derivando (10) respecto a ζ , obtenemos:

$$\frac{\partial D_m(\zeta)}{\partial \zeta} = \frac{2}{\pi \cdot k_{cm}} \cdot \frac{f_m(\zeta) \cdot k_{cm} + \zeta \frac{\partial f_m(\zeta)}{\partial \zeta} \cdot (\zeta + k_{cm})}{(\zeta + k_{cm})^2}$$
(18)

Que, como se puede observar, también carece de singularidades. Para finalizar con el desarrollo teórico, ya se ha visto que la integral por partes de (8) debe realizarse desde 0 a ∞ (ver (2)). Para poder realizar numéricamente este barrido, podemos aplicar la técnica de dividir el intervalo en dos partes y realizar un cambio de variable en la parte infinita, de tal forma que tendríamos:

$$\int_{\zeta=0}^{\infty} v(\zeta) \cdot du(\zeta) = \int_{\zeta=0}^{\zeta=\zeta_0} v(\zeta) \cdot du(\zeta) + \int_{\zeta=\zeta_0}^{\infty} v(\zeta) \cdot g(\zeta) \cdot d\zeta \quad (19)$$

Donde la función $du(\zeta)$ ha sido redefinida como $du(\zeta) = g(\zeta) \cdot d\zeta$ para mayor comodidad. La primera de las dos integrales de (19) no es infinita, ya que su recorrido va desde $\zeta = 0$ hasta $\zeta = \zeta_0$. Pero la segunda integral sí es impropia, por lo que podemos realizar el siguiente cambio de variables: $\zeta = 1/x$ y por tanto $d\zeta = -(1/x^2)dx$, quedando:

$$\int_{\zeta=\zeta_0}^{\infty} v(\zeta) \cdot g(\zeta) \cdot d\zeta = \int_{x=0}^{x=1/\zeta_0} v\left(\frac{1}{x}\right) \cdot g\left(\frac{1}{x}\right) \cdot \frac{dx}{x^2} \quad (20)$$

De esta forma la integral impropia se ha convertido en una integral propia, con límites finitos. El problema que podría surgir al evaluar las funciones subintegrales en el entorno x=0 no tiene lugar debido a que en este caso las funciones están bien definidas en ese entorno. En cuanto al valor de ζ_0 , se ha comprobado que una buena elección es el valor máximo de los números de onda que se utilicen en el análisis de la discontinuidad.

Como conclusión para este método, pese a la introducción de un método para eliminar las singularidades, que reduce la complejidad computacional (se podría implementar como un algoritmo en MATLAB para no tener que calcular en cada caso), este modelo no deja de ser un modelo aproximado del comportamiento de la sonda coaxial abierta en un extremo (se tiene que truncar a N modos para el cálculo). Como ventaja, que es el método más "analítico", pero a su vez, como desventaja tenemos que es un método poco flexible en cuanto a las condiciones de medida. Se considera un material homogéneo e incidencia en el punto medio y perpendicular. Nos conviene encontrar un modelo que responda de forma más robusta frente a imprecisiones en la medida.

b) <u>Método capacitivo</u>: La segunda vía consiste en utilizar un esquema equivalente del circuito: métodos numéricos que limitan la zona estudiada, principalmente el Método de los Elementos Finitos (FEM) o Método de los Momentos (MOM) han demostrado que la sonda se comporta como un elemento capacitivo, con una reactancia cuya fase del coeficiente de reflexión es negativa. Se puede, por tanto, modelar los campos a nivel de la discontinuidad coaxial/material por un circuito equivalente capacitivo de la forma:



Sonda coaxial abierta en un extremo

Fig. 1.17: Esquema equivalente de la sonda coaxial abierta en un extremo.

Estudiando esta estructura se demuestra que la capacidad C en contacto con un medio de permitividad ϵ viene dada por:

$$C = C_0 \epsilon^b$$

donde:

C representa la capacidad equivalente C_0 y b son constantes características de la sonda

 ϵ es la permitividad relativa de la muestra

La admitancia compleja Y del circuito equivalente es:

Υ=jωC₀ ε^b

donde $\omega = 2\pi f$ representa la pulsación.

- Relación entre admitancia y coeficiente de reflexión :

Sea ρ el coeficiente de reflexión medido por el analizador de redes (también se le puede denominar S₁₁) y Z₀ la impedancia característica de la sonda (Z₀ = 50 Ω = 1/Y₀).

$$\rho = \frac{Y_0 - Y}{Y_0 + Y} (1)$$

La medida correcta de la fase del coeficiente de reflexión (ρ_{mes}) nos obliga a definir un plano de referencia en el que la sonda queda al aire (ρ_{air}), de donde finalmente se obtiene::

$$\frac{\rho_{mes}}{\rho_{air}} = \frac{1 - y}{1 + y} * \frac{1 + y_{air}}{1 - y_{air}} = \frac{1 - jC_0\varepsilon^b\omega Z_0}{1 + jC_0\varepsilon^b\omega Z_0} * \frac{1 + jC_0\omega Z_0}{1 - jC_0\omega Z_0}$$
(2)

Esta expresión define la relación entre la permitividad del medio y el coeficiente de reflexión medido por el analizador. A la inversa, podremos determinar la permitividad de un medio a partir de la medida del coeficiente de reflexión de la sonda situada en el medio en cuestión.

- Calibrado de la medida de permitividad:

El circuito equivalente hace aparecer dos constantes C_0 et b, necesarias para realizar los cálculos de permitividad. El calibrado consiste en determinar estos dos parámetros del esquema equivalente con la ayuda de materiales dieléctricos de referencia, de permitividad conocida (generalmente se usarán agua, clorobenceno, diclorobenceno, acetona y nitrobenceno). Una vez conocida la permitividad, la expresión (2) permite la determinación de C_0 y b. El uso de varios materiales de referencia hace disminuir el error en la determinación de los valores de los parámetros.

También es posible proceder de la siguiente forma: consideremos la capacidad C', valor medido por el analizador si se identifica la admitancia y con C' ω Z₀. Así:

$$\frac{\rho_{mes}}{\rho_{air}} = \frac{1 - jC'\omega Z_0}{1 + jC'\omega Z_0}$$
(3)

Identificando con la ecuación (2):

$$\frac{1 - jC_0\varepsilon^b\omega Z_0}{1 + jC_0\varepsilon^b\omega Z_0} * \frac{1 + jC_0\omega Z_0}{1 - jC_0\omega Z_0} = \frac{1 - jC'\omega Z_0}{1 + jC'\omega Z_0}$$
(4)

Desarrollando esta expresión se obtiene:

$$\frac{1+C_0^2\varepsilon^b\omega^2 Z_0^2-j(C_0\varepsilon^b\omega Z_0-C_0\omega Z_0)}{1+C_0^2\varepsilon^b\omega^2 Z_0^2+j(C_0\varepsilon^b\omega Z_0-C_0\omega Z_0)}=\frac{1-jC'\omega Z_0}{1+jC'\omega Z_0}$$
(5)

Suponiendo que $C_0^2 \varepsilon^b \omega^2 Z_0^2 \ll 1$ (C₀ es del orden de 10⁻¹⁴), y haciendo la analogía con las expresiones en (5), se obtiene que:

$$C' + C_0 = C_0 \mathcal{E}^b \quad (6)$$

Así, si se realizan múltiples medidas con diversos materiales de permitividad conocida, podemos determinar C_0 y b:

$$\log(C'+C_0) = \log(C_0) + b\log(\varepsilon)$$
(7)

Esta expresión es una recta cuya abscisa es el logaritmo de la permitividad y la ordenada es el logaritmo de C'+C₀, siendo la ordenada en el origen el logaritmo de C₀. Para las medidas, hay que tomar un valor inicial de C₀.

Tras la calibración del analizador y la de la sonda, ya podemos pasar a las medidas de otros materiales.

Esta segunda vía para el estudio del comportamiento de la sonda en la medida dieléctrica presenta como ventaja con el anterior la mayor simplicidad de los cálculos. Sin embargo, tiene el defecto de que sólo es aplicable en un rango pequeño de valores de frecuencia, aquellos en los que la aproximación cuasi-estática se cumple y necesitamos un mayor rango de valores de frecuencia.

c) <u>Método basado en el comportamiento:</u> Vamos a definir un nuevo enfoque al estudio del comportamiento de la sonda coaxial abierta en un extremo para la medida dieléctrica: el enfoque basado en el comportamiento, que consiste en modelar la sonda con el programa HFSS para superar los inconvenientes de los enfoques tradicionales sobre el estudio de la sonda coaxial. Este nuevo enfoque nos dará más flexibilidad ya que permite modelar todas las condiciones posibles de medida (homogeneidad de la muestra, profundidad de penetración de la sonda, temperatura, etc.). La primera etapa del estudio será la validación del modelo HFSS, es decir, demostrar que un modelo de la sonda realizado mediante HFSS puede simular correctamente el comportamiento real de la sonda en la medida: para ello, es necesario comparar los resultados de las simulaciones HFSS con los resultados de unas medidas experimentales de referencia. El esquema de esta primera fase se muestra a continuación, en la figura **1.18**:



En el transcurso del proceso de validación del modelo, cada comparación nos debe servir para afinar el modelo de la sonda con el fin de aproximarlo lo más posible a la realidad. HFSS nos permite actuar sobre varios parámetros diferentes del modelo, como la longitud eléctrica de la línea, la permitividad de su dieléctrico interior o su diámetro, por ejemplo.



Fig. 1.19: Mejora de la sonda

Tras la validación, tenemos que modelar una sonda de medida con HFSS que nos permita determinar la permitividad de un material a partir del módulo y de la fase del coeficiente de reflexión en la interfaz sondamaterial, S₁₁, comparando los resultados de la medida con la sonda coaxial y los resultados del cálculo HFSS. Esta segunda etapa será la fase de explotación del modelo. Como podemos observar en la figura **1.20** adjunta, el proceso consiste en modelar la sonda mediante el programa HFSS introduciéndole como parámetro la permitividad del material que vamos a medir. El hecho de que desconozcamos precisamente ese dato hace que para la explotación del modelo sea necesario realizar los cálculos para un abanico de valores esperados de la permitividad del material (en nuestro proyecto, evaporitas). Esto nos permitirá tener un banco de datos con el que comparar. La comparación, por tanto, nos dará como resultado el valor de permitividad para el cuál el coeficiente de reflexión (en módulo y fase) se aproxime más a los valores obtenidos en la medida. Para lograr una mayor precisión en el cálculo, será necesario realizar más cálculos que amplíen el banco de datos existente.



1.6.3 Medida de permitividad en medios acuosos.

La permitividad es en general compleja: $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$. El término ε'' caracteriza la absorción del medio, aunque se utiliza también el factor de pérdidas, tg $\delta = \varepsilon'' / \varepsilon'$.

En el caso de materiales que contengan agua, su permitividad resulta de una mezcla de la permitividad del material seco y de la permitividad del agua. La permitividad del material húmedo depende, por tanto, de su tasa de humedad, como estudiaremos con detalle en un capítulo posterior.

El agua en el material va a contener, en general, iones y va a presentar una cierta conductividad iónica. Es esta conductividad la que se mide por métodos BF (baja frecuencia). En micro-ondas, por debajo de 1 GHz el papel de la conductividad del agua en la permitividad es despreciable. Lo que se mide, por lo tanto, es la absorción propia de las moléculas de agua. En el plano dieléctrico, el agua, en su forma líquida se caracteriza por una relajación con una frecuencia de relajación de 20 GHz a temperatura ambiente. Con frecuencia en los medios orgánicos, el agua está ligada a otras moléculas o absorbida por alguna superficie, lo que modifica su comportamiento dieléctrico: la relajación va a aparecer a frecuencias más bajas que 20 GHz o puede hasta desaparecer.

Algunas leyes de mezcla simples (pero no muy precisas, en una sección posterior estudiaremos leyes de mezcla con más detalle) permiten un primer modelado de la permitividad ε_m de un medio que contenga agua:

donde

$$\log \varepsilon_{\rm m} = x \log \varepsilon_1 + (1-x) \log \varepsilon_2$$

x es la fracción volumétrica del medio 1 de permitividad ε_1

 ε_2 es la permitividad del otro medio (agua por ejemplo) de fracción volumétrica (1-x).

La sensibilidad de la medida a la humedad del material depende de la frecuencia de medida. La absorción será más importante cuanto más nos aproximemos a 20 GHz, como contrapartida, la medida es más difícil y el material más caro cuando la frecuencia aumenta. La técnica que utilizamos (sonda coaxial abierta en un extremo) puede dar buenos resultados hasta unos 10 GHz. En concreto, la frecuencia máxima de funcionamiento depende de la geometría de la sonda (de su diámetro).

Como conclusión, la permitividad de un medio está en general ligada al estado de dicho medio (líquido o sólido, por ejemplo), a su temperatura y a otros factores diferentes como su humedad o salinidad. La sonda coaxial abierta en un extremo, asociada a un analizador de redes vectorial va a permitir una medida de coeficiente de reflexión y por tratamiento numérico o una tabla de referencia será posible obtener el valor de permitividad y por tanto, la tasa de humedad del medio.