

ADVERTIMENT. La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del servei TDX (www.tesisenxarxa.net) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual únicament per a usos privats emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA. La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del servicio TDR (www.tesisenred.net) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual únicamente para usos privados enmarcados en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio TDR. No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING. On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the TDX (www.tesisenxarxa.net) service has been authorized by the titular of the intellectual property rights only for private uses placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading and availability from a site foreign to the TDX service. Introducing its content in a window or frame foreign to the TDX service is not authorized (framing). This rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author

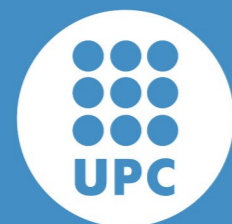
Los métodos de evaluación no destructiva en el campo de la ingeniería civil suponen una alternativa a los métodos de control tradicionales. Disponer de técnicas que permitan obtener información relevante acerca de las características físicas de una estructura (o de la evolución de ésta) sin modificar la muestra supone a la vez un ahorro económico y una mayor fiabilidad desde el punto de vista constructivo. La presente tesis desarrolla un método para medir estructuras de hormigón mediante sensores planos, los cuales permiten caracterizar las propiedades electromagnéticas del material poniendo el sensor en contacto con una única cara de la estructura o probeta, lo cual permite medir en múltiples contextos reales como presas o túneles, en los que únicamente se tiene acceso a una cara del material.

El principio de funcionamiento de los sensores desarrollados se basa en la transmisión de una onda electromagnética de banda ancha a lo largo de una línea de transmisión plana. La medida del tiempo de propagación y la atenuación que sufre la onda permiten determinar la permitividad, permeabilidad y conductividad del material, que actúa como dieléctrico del sistema. Así, dichas magnitudes actúan como indicadores de las características estructurales del hormigón: en la presente tesis se aplican por un lado a monitorizar el nivel de humedad presente en una muestra de hormigón, y por otro lado, la dosificación de fibras en hormigón reforzado con fibras de acero (HRFA).

Desde un punto de vista electromagnético, tanto la presencia de agua como la adición de fibras de acero se modelan de forma análoga, dado que ambos fenómenos implican un incremento de la conductividad resultante, y de la permitividad efectiva, lo cual se justifica mediante los diferentes modelos teóricos de materiales heterogéneos que se han estudiado. De igual forma, los modelos teóricos de las líneas planas permiten extraer las propiedades electromagnéticas a partir de la medida, en el dominio temporal o frecuencial, de la propagación de una onda electromagnética.

El desarrollo del método conlleva establecer la geometría adecuada de los sensores empleados en función de cada aplicación, para lo que se ha recurrido al estudio de baluns de banda ancha. Posteriormente, una vez establecida la configuración de medida, la instrumentación empleada, y el procesado de las señales medidas, se ha desarrollado un método de calibración (TYS), adecuado para sensores planos, para los que otros métodos presentan ciertas dificultades.

Finalmente, se presenta la aplicación del método propuesto, en primer lugar a la monitorización del fraguado de una losa de mortero durante 28 días, como muestra de la disminución de agua en el hormigón, y en segundo lugar a la medida de la dosificación de fibras de acero en probetas de hormigón, mostrando resultados prometedores de cara a la aplicación de dicha técnica en medidas de campo.



Tesis presentada para la obtención del título de Doctor

Evaluación no destructiva de estructuras de obra civil mediante métodos electromagnéticos

Pablo Juan García

director: Josep M. Torrents Dolz

Barcelona, Abril de 2011



Departament d'Enginyeria Electrònica



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Tesis presentada para la obtención del título de Doctor

Evaluación no destructiva de estructuras de obra civil mediante métodos electromagnéticos

Pablo Juan García

director: Josep Maria Torrents Dolz

Barcelona, Abril de 2011

Trabajo financiado por el Ministerio de Educación y Ciencia
mediante el proyecto BIA 2005-09412-C03-03
y por la empresa FCC S.A. dentro del proyecto HATCONS.

Resumen

Los métodos de evaluación no destructiva en el campo de la ingeniería civil suponen una alternativa a los métodos de control tradicionales. Disponer de técnicas que permitan obtener información relevante acerca de las características físicas de una estructura (o de la evolución de ésta) sin modificar la muestra supone a la vez un ahorro económico y una mayor fiabilidad desde el punto de vista constructivo. La presente tesis desarrolla un método para medir estructuras de hormigón mediante sensores planos, los cuales permiten caracterizar las propiedades electromagnéticas del material poniendo el sensor en contacto con una única cara de la estructura o probeta, lo cual permite medir en múltiples contextos reales como presas o túneles, en los que únicamente se tiene acceso a una cara del material.

El principio de funcionamiento de los sensores desarrollados se basa en la transmisión de una onda electromagnética de banda ancha a lo largo de una línea de transmisión plana. La medida del tiempo de propagación y la atenuación que sufre la onda permiten determinar la permitividad, permeabilidad y conductividad del material, que actúa como dieléctrico del sistema. Así, dichas magnitudes actúan como indicadores de las características estructurales del hormigón: en la presente tesis se aplican por un lado a monitorizar el nivel de humedad presente en una muestra de hormigón, y por otro lado, la dosificación de fibras en hormigón reforzado con fibras de acero (HRFA).

Desde un punto de vista electromagnético, tanto la presencia de agua como la adición de fibras de acero se modelan de forma análoga, dado que ambos fenómenos implican un incremento de la conductividad resultante, y de la permitividad efectiva, lo cual se justifica mediante los diferentes modelos teóricos de materiales heterogéneos que se han estudiado. De igual forma, los modelos teóricos de las líneas planas permiten extraer las propiedades electromagnéticas a partir de la medida, en el dominio temporal o frecuencial, de la propagación de una onda electromagnética.

El desarrollo del método conlleva establecer la geometría adecuada de los sensores empleados en función de cada aplicación, para lo que se ha recurrido al estudio de *baluns* de banda ancha. Posteriormente, una vez establecida la configuración de medida, la instrumentación empleada, y el procesamiento de las señales medidas, se ha desarrollado un método de calibración (TYS), adecuado para sensores planos, para los que otros métodos presentan ciertas dificultades.

Finalmente, se presenta la aplicación del método propuesto, en primer lugar a la monitorización del fraguado de una losa de mortero durante 28 días, como muestra de la disminución de agua en el hormigón, y en segundo lugar a la medida de la dosificación de fibras de acero en probetas de hormigón, mostrando resultados prometedores de cara a la aplicación de dicha técnica en medidas de campo.

Abstract

Non-destructive testing and evaluation methods in the field of civil engineering provide an alternative to traditional control methods. The availability of techniques to obtain relevant information about the physical characteristics of a structure (or its evolution) without modifying the sample results in both financial savings and greater reliability from the construction point of view. This thesis develops a method for measuring concrete structures using planar sensors, which can characterise the electromagnetic properties of the material by placing the sensor in contact with only one side of the structure or sample, which allows to measure in many real situations as dams or tunnels, in which only one side of the material can be accessed.

The operating principle of the sensors developed is based on the transmission of a broadband electromagnetic wave along a planar transmission line. The measurement of the propagation time as well as the attenuation of the wave, determines the permittivity, permeability and conductivity of the material, which acts as the dielectric of the system. Thus, these variables are indicators of the structural characteristics of concrete: in this thesis they are applied to monitor the humidity level in a sample of concrete, as well as the dosage of fibres in steel fibre reinforced concrete (SFRC).

From an electromagnetic point of view, both the presence of water and the addition of steel fibres are modelled similarly, since both phenomena involve an increase in the conductivity and effective permittivity, which is justified by the different theoretical models of composite materials that have been studied. Similarly, the electromagnetic properties of the measurement of the electromagnetic wave propagation can be obtained by means of the theoretical models of planar lines, both in the time or frequency domain.

The development of the method involves establishing the appropriate geometry of the sensors used on each application, which entails the study of broadband *baluns*. Later on, once the measurement configuration and the instrumentation used are established, as well as the processing of the measured signals, a calibration method (TYS) suitable for planar sensors has been developed, for which other methods showed some difficulties.

Finally, the application of the proposed method is reported. Firstly, the setting of a mortar slab was monitored for 28 days, showing the decrease of water in the sample, and secondly the dosage of steel fibres in concrete specimens was measured, showing promising results in order to the apply this technique in field measurements.

Agradecimientos

Realizar una tesis como ésta sería imposible sin el apoyo de mucha gente. Gracias a todas las personas que han contribuido con su grano de arena en este trabajo, y así me han acompañado durante una importante etapa de mi vida.

En primer lugar, a Josep M. Torrents, un ejemplo para mí de humanidad y pasión por el trabajo. Son innumerables las cosas que he aprendido de él, y no pocas las que hemos aprendido juntos. Gracias por la dedicación y la enorme confianza depositada en mí desde el primer momento.

En términos similares podría referirme a Antonio Aguado. En él, la excelencia en la investigación y en el trato personal van de la mano. Su apuesta por crear sinergias entre el mundo de la electrónica y la ingeniería civil se ha traducido en interesantes reuniones de las que he recogido muchas e interesantes aportaciones para este trabajo.

A su vez, gracias a los que han pasado algún tiempo trabajando a mi lado y cuyos resultados han sido a menudo punto de partida de mis estudios. Oriol Patau, al que debo agradecer muchas de las ideas que juntos desarrollamos para el procesado de las señales, así como el fenomenal tiempo que ambos pasamos con Alberto García, quien inició el uso de líneas de transmisión planas para la medida del hormigón. Asimismo, a Josep Puig, con su incansable trabajo buscando soluciones a cada nuevo contratiempo. Me siento orgulloso también de haber colaborado con el trabajo iniciado por Jordi Masaló, con enorme constancia, y continuado por Miguel Ángel Sánchez, quien además ha sido capaz de llenar de buen humor la etapa más árida de mi tesis. A todos ellos, ¡gracias por tantos buenos ratos vividos!

En este capítulo también debo incluir a Gemma Roqueta, por todo el trabajo realizado juntos, y por contrastar siempre sus resultados con los míos, a fin de depurar ambas técnicas. Igualmente han sido de gran interés las observaciones de Lluís Jofre.

Gracias por el apoyo a toda la gente del Departamento de Ingeniería Electrónica, empezando por Alfonso Méndez, siempre dispuesto a ayudar en las tareas más inverosímiles y a soportar nuestros problemas informáticos. Igualmente a todos los compañeros de laboratorio (y de desayuno), quienes han conseguido crear cada día un buen ambiente de trabajo: Ricardo, también mi gran apoyo en el apartado de simulaciones, y la enorme disponibilidad de Giuseppe, Dani, Laia, Benjamín, Jesús, Silvia, Esther y tantos otros que han pasado algún período durante estos años. También al grupo del laboratorio de GCEM: Andreu, Marc P. y Marc A., a quienes además he recurrido a menudo en busca de ayuda. Mi agradecimiento también a los profesores Ramon Bragós, Xavier Rosell, Miguel García, Pere Riu y Ferran Silva por sus distintas intervenciones en momentos puntuales del proyecto.

Merece mención especial el profesor Lluís Pradell, del Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, quien siempre ha tenido abierta la puerta de su despacho en las múltiples consultas que le he realizado. Muchos de sus consejos se han materializado después entre las partes más importantes de esta tesis.

En nuestras visitas al laboratorio de Tecnología de Estructuras hemos contado con la colaboración de Tomàs García, así como de Camil Bernad y los demás técnicos. También del departamento de Ingeniería de la Construcción, han contribuido con interesantes observaciones Climent Molins, así como Marc Vandewalle, valorando siempre los avances en la línea de los ensayos no destructivos. También los doctorandos que a menudo nos han facilitado la tarea acercando el mundo del hormigón a quienes hablamos con un vocabulario propio de la electrónica: Sergio, Filipe, Ana, Pablo, etc.

El mismo esfuerzo han efectuado aquellas personas que han querido entender nuestro trabajo desde una óptica de la ingeniería civil. Principalmente Francisco Capilla y Gerdo Dalhuizen, de FCC S.A., pero también los profesionales de Bekaert, Gerhard Vitt, Thomas Bonamie y Ann Lambrechts. Fruto de la colaboración con ambos equipos de trabajo se ha ido perfilando el diseño final de los sensores desarrollados en ésta tesis.

Quiero también agradecer la labor del personal de la Biblioteca Rector Gabriel Ferraté, en especial de Àngel Beumala, quien siempre ha mostrado la máxima diligencia para proporcionarme cualquier información que le haya solicitado, trayéndola (literalmente) hasta mis manos.

Entre las muchas oportunidades que me ha brindado la universidad en estos años, el Equipo de Debate ha sido sin duda una de las más valiosas. Gracias a Pol, Albert C., Cristina, Albert A., Sergi, Héctor, Marina, Jacobo, Antonio, Víctor y tantos otros que, a base de trabajo continuo me demostráis día a día la importancia de las palabras. Igualmente, gracias por el apoyo incondicional de tantas personas como Ricard Flores o Anna Rosell.

Como no podía ser de otra forma, debo agradecer a muchísimas personas que me han hecho sentir profundamente acompañado durante estos años. Entre ellos, Dani, Maribel, Sílvia, Miguel, Pamela y Javi (quien además ha seguido de cerca mi trabajo resolviendo algunas de mis dudas matemáticas); también a Gerard, Myriam, a LHDP (Armando, Edu, Charli, Jaume, Marc y Nacho) y todos los jóvenes de la Parròquia Sant Joan Bosco (entre ellos Adrián Quevedo, quien hizo más dinámicas mis presentaciones de los congresos).

Por último, a toda mi familia, por su apoyo incondicional. Mis padres, Isabel y Dani, con su permanente disponibilidad y dedicación. A mis hermanos, David (suyas son muchas de las fotos de éste documento), Raúl y Marcos, junto con Íria, Noa y Ariadna, que de tantas formas me demuestran cada día su cercanía. A mis abuelos, Miguel y Rita, probablemente las personas que han vivido con más ilusión el desarrollo de la tesis. También a José Luis y Merche, Anna y Stefan, con su acogida desde el primer momento.

Y por último, a Marta. Porque éste es uno más de tantos proyectos compartidos, y solo su amor incondicional lo ha hecho posible.

Gracias.

Sumario

1 · Introducción	1
1.1 – Objetivos	5
2 · Control de calidad del hormigón	7
2.1 – El hormigón como dieléctrico	8
2.1.1. Influencia de la humedad	9
2.1.2. Hormigón reforzado con fibras de acero	10
2.1.3. Propiedades electromagnéticas del hormigón	12
a. Conductividad eléctrica	12
b. Permitividad eléctrica	13
2.2 – Métodos convencionales de evaluación del hormigón	14
2.3 – Métodos de evaluación no destructiva del hormigón	16
2.3.1. Métodos acústicos	18
2.3.2. Métodos eléctricos	19
2.3.3. Métodos magnéticos	20
a. El método inductivo como método de contraste	20
2.3.4. Métodos radiados	23
2.3.5. Otros métodos	25
2.4 – Aplicación de las ondas guiadas a los ensayos no destructivos	26
a. El sensor OCTL como método complementario	29
b. Aplicación de líneas de transmisión coplanarias para la caracterización de materiales	30
3 · Caracterización de materiales mediante ondas electromagnéticas	33
3.1 – Comportamiento electromagnético de materiales	34
3.1.1. Dieléctrico homogéneo ideal	34
3.1.2. Dieléctrico homogéneo con pérdidas: conductividad eléctrica	35
3.1.3. Permeabilidad magnética	36
3.1.4. Propiedades electromagnéticas de materiales heterogéneos	37
a. Modelos equivalentes	37

b.	Modelado de fibras de acero distribuidas en un bloque de hormigón	39
3.2	– Líneas de transmisión planas no homogéneas	42
3.2.1.	Guía de ondas coplanaria (CPW)	44
a.	CPW con planos de masa finitos (FG-CPW) sobre dieléctricos multicapa	45
3.2.2.	Línea coplanaria diferencial (CPS)	47
a.	CPS sobre dieléctricos multicapa	48
3.3	– Métodos de calibración	49
3.3.1.	Calibración SOLT	50
3.3.2.	Métodos TSD, TRL y LRM	50
3.3.3.	Calibración TYS	52
3.3.4.	Comparación experimental entre TYS y TRL	57
3.3.5.	Aplicación del método TYS	58
4	· Técnica de medida	61
4.1	– Principio de medida	62
4.2	– Configuración genérica de la medida	64
4.2.1.	Simulación de la propagación y penetración del campo	65
4.3	– Redes de adaptación de impedancias	68
4.3.1.	Redes con múltiples secciones discretas	69
4.3.2.	Redes con transición continua	70
4.4	– Sistema de medida mediante CPS	71
4.4.1.	Desarrollo de baluns de banda ancha	72
4.5	– Modelos de ajuste	76
4.5.1.	Modelo Nicolson-Ross y Weir (NRW)	76
4.5.2.	Modelo iterativo NIST	78
5	· Aplicaciones	81
5.1	– Monitorización del fraguado de mortero	82
5.1.1.	Configuración experimental (I)	82
a.	Resultados y análisis de los datos	84
b.	Efectos causados por la capa intermedia de aire	85
5.1.2.	Configuración experimental (II)	86
a.	Resultados y análisis de los datos	88
b.	Modelos teóricos de ajuste de curvas de permitividad en función de la humedad	91
5.2	– Determinación de la dosificación de fibras en HRFA	93
5.2.1.	Medidas preliminares en el dominio temporal	93
5.2.2.	Configuración experimental empleando un sensor CPS	95
5.2.3.	Resultados y análisis de los datos	96
a.	Caracterización de la respuesta del sensor ante la presencia de fibras	96
b.	Medidas de dosificación de fibras de acero en probetas de HRFA	98

6 · Conclusiones y líneas futuras	105
6.1 – Conclusiones	106
6.1.1. Respecto a la caracterización no destructiva de hormigón	106
6.1.2. Respecto al modelado del hormigón en cuanto a dieléctrico	107
6.1.3. Respecto a la configuración de medida	107
6.1.4. Respecto a los resultados de la aplicación	109
6.2 – Líneas futuras	112
7 · Referencias	115
Publicaciones propias	125
Apéndice: Calibración TYS	127

1 Introducción

El ojo humano ha sido siempre la primera forma de diagnóstico, puesto que logra valorar con solo una rápida inspección el estado de una pequeña pieza o de una gran estructura. Y, ¿qué sucede en aquellas situaciones en las que la vista no es suficiente? De forma natural, recurrimos a usar los demás sentidos. Así, el tacto permite determinar la fiebre, o la maduración de la fruta se adivina escuchando el sonido al darle un golpecito. Sin embargo, aún hay innumerables magnitudes que se escapan a los sentidos, por ser extremadamente grandes, muy pequeñas o, por su propia naturaleza, insensibles a la percepción humana.

Es por ese motivo que nace la necesidad de desarrollar técnicas complejas que permitan cuantificar la dimensión de los fenómenos que existen y suceden a nuestro alrededor. Como es sabido, por el mero hecho de medir una cantidad, el propio instrumento de medida afecta a la magnitud que se pretende evaluar. Más aún si la medida implica destruir de algún modo la muestra del material estudiado. Para ello se han desarrollado históricamente los ensayos no destructivos, capaces de medir una magnitud sin alterar la estructura de la muestra. El método físico subyacente, sin embargo, es usualmente similar a los sentidos humanos: una onda que ha incidido sobre el material es captada por algún elemento sensible a dicha frecuencia, ya sea de naturaleza óptica, acústica o electromagnética, y este receptor interpreta la onda según la influencia que el material ha ejercido sobre la onda emitida originalmente.

Los numerosos avances tecnológicos de la segunda mitad del siglo XX han proporcionado un contexto ideal para el desarrollo de incontables técnicas de caracterización no destructiva, y en concreto la evolución de los dispositivos electrónicos de instrumentación proporciona una herramienta idónea para la medida de muchas magnitudes. Con frecuencia, la evaluación no destructiva implica el empleo de una medida indirecta, es decir, medir una magnitud que está directamente relacionada con la magnitud de interés, y así poder cuantificar la segunda a partir de los valores de la primera. Así, para el caso electromagnético, la medida de magnitudes como la conductividad eléctrica, la permitividad o la permeabilidad se convierten en fieles indicadores de otras magnitudes físicas de interés.

Los métodos de evaluación no destructiva suponen una herramienta de análisis interesante en el campo de la ingeniería civil, entre otros, no únicamente por su capacidad de aportar resultados sin modificar físicamente la muestra medida sino también en base a criterios de practicidad, economía o

sostenibilidad, por ejemplo, en el caso del hormigón con fibras, el ensayo más comúnmente utilizado es el del lavado, que resulta enormemente tedioso emplea mucho tiempo y grandes cantidades de agua. En la actualidad existe una deficiencia de ensayos no destructivos fiables en lo que a estructuras de hormigón se refiere, lo que ha motivado en los últimos años numerosas investigaciones con el objetivo de determinar ciertos parámetros estructurales en función de la medida de algunas magnitudes físicas, por ejemplo electromagnéticas.

Otros contextos pueden requerir a su vez de la monitorización de variables a lo largo del tiempo. Es el caso, por ejemplo, de las presas de hormigón, en las cuales pueden producirse filtraciones o fisuras a través de las cuales el agua penetra en la estructura más de lo deseado. En esta situación, y teniendo en cuenta la enorme dificultad de evaluar el estado de la estructura aguas arriba, se hace necesario investigar acerca de métodos para monitorizar la evolución a lo largo del tiempo de la humedad presente en el hormigón.

Esta tesis pretende desarrollar un ensayo no destructivo para caracterizar algunas propiedades físicas de materiales de obra civil, como el mortero y el hormigón. En concreto, la cantidad de fibras de acero presentes en una estructura de hormigón reforzado con fibras de acero, así como la del nivel de humedad de una estructura de hormigón. En ambos casos se trabaja con la consideración añadida de medir a partir de una única cara de la estructura, dado que en una futura implantación a nivel estructural, el método será inviable si requiere acceder a la estructura por varias de sus caras, ya que en numerosos contextos esto no es posible, por ejemplo en túneles, presas y otras estructuras de grandes dimensiones, en las que una única cara es accesible. Como se verá, algunos métodos desarrollados a nivel probeta muestran resultados prometedores, pero aparecen grandes dificultades cuando se aplican a nivel estructural.

La principal hipótesis de trabajo es detectar las variaciones en la permitividad y la permeabilidad complejas medidas mediante una línea transmisión plana (guía de ondas coplanaria), considerando el hormigón como un dieléctrico, el cual afecta a la propagación de las ondas a lo largo de la guía de ondas. Así, la presencia de agua en la muestra y la presencia de fibras de acero se comportarán de forma análoga, en ambos casos mostrándose como un aumento de la permitividad y la conductividad efectiva, y solo en el caso de las fibras conllevará un aumento de la permeabilidad. No obstante, en el caso de la humedad, la variación se encontrará uniformemente distribuida a lo largo de la muestra, mientras que las fibras se distribuyen de forma discreta en el volumen, por lo que los modelos de análisis de ambos fenómenos deben ser tratados de forma distinta.

El planteamiento general se entiende a partir del estudio de la estructura interna del hormigón: un material heterogéneo, resultante de la reacción de distintos constituyentes, básicamente agua, cemento y áridos. Si se analiza la microestructura del material desde un punto de vista electromagnético, se modela como una red capilar porosa formada por la reacción del agua y el cemento, que actúa como una red conductora con cierta resistividad, y a su vez rellena de inclusiones aislantes, que se comportan como dieléctricos, ya sean poros huecos, llenos de agua, o los propios áridos, de diferentes grosores, según sea arena, áridos finos o áridos gruesos, los cuales superan a menudo los 20 mm.

La adición de fibras, una técnica común en la ingeniería civil para mejorar las propiedades mecánicas del hormigón, y de forma análoga la presencia de humedad, debe ser vista desde el punto de vista electromagnético como una perturbación en un medio aproximadamente homogéneo. Aunque, como se puede intuir, el hormigón dista de ser un material homogéneo, puede tratarse como tal a nivel macroscópico modelándolo mediante unos valores de conductividad y permeabilidad variables con la frecuencia, que han sido ampliamente estudiados por diferentes autores empleando distintas técnicas.

Una gran cantidad de los estudios referentes a la caracterización electromagnética del hormigón muestran la capacidad de medir determinados parámetros de interés mediante sensores electrónicos y ultrasónicos. En cambio, la realidad refleja una escasa presencia de dichos métodos en un contexto de construcción. Ello se debe en parte a las dificultades derivadas de operar con cierta instrumentación electrónica en un entorno hostil como es el de la construcción, lleno de polvo e interferencias electromagnéticas. Además, muchos de ellos muestran una elevada dispersión cuando se han aplicado en un contexto de obra, algo inviable si se trata de garantizar la seguridad de una estructura.

De entre la multitud de técnicas electromagnéticas existentes para la caracterización de materiales, el uso de una línea de transmisión como elemento sensor se enmarca entre las técnicas no invasivas, puesto que no se hace necesario el uso de electrodos o sondas para medir el material, y el sensor podría estar, si es necesario, separado de la muestra algunos milímetros. La elección del margen de frecuencias es también clave de cara a las características de la configuración de medida. En este sentido, las microondas proporcionan la capacidad de tener una aceptable penetración en los materiales, y a su vez, aportar una resolución espacial de acuerdo con los requerimientos propuestos. Dado que la resolución estará directamente relacionada con la longitud de onda de la señal de excitación, se trata de lograr un compromiso entre una frecuencia suficientemente alta para tener buena resolución, sin tener excesivas pérdidas, que se experimentarán mayoritariamente a alta frecuencia.

El requerimiento de medir la estructura de hormigón accediendo a ésta desde únicamente una de sus caras ha llevado a la elección de un sensor plano. Dicho sensor será una estructura metálica, capaz de conducir una onda, montada sobre un sustrato no conductor. Dicha estructura dispondrá de 2 conectores, uno en cada uno de sus extremos, entre los que se hará viajar una onda, midiendo tanto el tiempo que transcurre entre uno y otro extremo como la atenuación que sufre la onda en dicho trayecto. Las dimensiones del sensor variarán en función de la aplicación y los requerimientos de ésta.

El principio de medida se basa en emitir una onda electromagnética de banda ancha en uno de sus puertos y medir la respuesta que el material produce después de que la onda ha viajado a través del sensor, ya sea en transmisión, es decir midiendo en un segundo puerto, o en reflexión, midiendo en el mismo puerto cuando la onda ha realizado un viaje de ida y vuelta después de reflejarse al final de la línea. Típicamente la onda sufrirá un retardo en la transmisión, que será función de la velocidad de propagación del medio que encuentre en su viaje, y una atenuación, relacionada con las pérdidas inherentes al material que atraviesa. Por ser un sensor plano, aproximadamente la mitad de la onda viajará por cada lado del

sensor, por lo que media onda viajará por dentro del material y media lo hará por el aire. De este modo, dado que la contribución del aire es perfectamente conocida, se puede sustraer únicamente la del material.

La implementación de este tipo de sensores se basa en el uso de líneas de transmisión planas. Múltiples de estas topologías se emplean en los dispositivos electrónicos de alta frecuencia para transportar señales electromagnéticas en el margen de las microondas, por lo que las bases de diseño se encuentran bien fundamentadas. Por el contrario, la filosofía de trabajo es totalmente opuesta a la de las guías de transmisión, puesto que éstas buscan maximizar la energía transportada confinando el campo al máximo en el entorno de la línea y empleando dieléctricos de bajas pérdidas. En el contexto de la caracterización de materiales se busca que el campo se disperse, para barrer una mayor zona del material, y en el caso particular del hormigón las pérdidas serán considerables, a causa de la conductividad del material. La ayuda de herramientas de simulación electromagnética será un buen apoyo para el diseño y análisis de las medidas realizadas.

Por tanto, las ecuaciones de diseño han sido ampliamente estudiadas por muchos autores, aunque su empleo como sensor no destructivo implica llevar al extremo cada una de las condiciones de trabajo, por lo que las medidas afrontarán trabajar al límite de la sensibilidad de los instrumentos y algunos de los componentes. En este sentido, las experiencias de caracterización de materiales mediante sensores planos no son abundantes, y se concentran principalmente en la caracterización de láminas finas o de defectos superficiales. Por ello, además de estas experiencias previas, muchas otras servirán también de referencia, como pueden ser los sensores de TDR (*Time Domain Reflectometry*), o los sensores con geometrías coaxiales de banda ancha. El principio de medida para todos ellos es similar, y su conocimiento aporta elementos de interés para el diseño de los sensores, que como se verá a lo largo de este trabajo, será clave para tener una sensibilidad adecuada respecto a las magnitudes de interés.

A su vez, trabajar con una geometría poco usual ha llevado a desarrollar también un método propio de calibración y procesado de la señal. Respecto a la calibración, los métodos habituales se vuelven inviables, bien por la ausencia de cargas de calibración adaptables a una geometría plana, bien porque su incertidumbre los hace inapropiados para medidas de banda ancha. Así, se ha desarrollado un método de calibración basado en el empleo únicamente de estándares de calibración conectados en paralelo, lo cual simplifica el proceso de diseño de estos, y se ha contrastado con los métodos habituales, para verificar su correcto funcionamiento dentro de la banda de interés.

Los métodos de procesado de señal existentes para los métodos de medida en transmisión y reflexión son variados, y permiten trabajar tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Cada uno de los métodos tiene sus ventajas e inconvenientes, por lo que en función del sensor se ha elegido el dominio más apropiado, y el consiguiente método de procesado. En este punto hay que resaltar que en todo momento se ha trabajado con la voluntad de llegar hasta la medida de las magnitudes físicas de interés, lo cual permite comparar los resultados obtenidos con aquellos obtenidos mediante diferentes métodos y por diferentes investigadores. Por ello, más allá de la relación cuantitativa relativa obtenida en cada una de las

experiencias, se ha buscado un método numérico que traslade dicha información a cuantificar la magnitud de interés, generalmente la permitividad y la permeabilidad complejas.

A lo largo de este documento se recogen secuencialmente todos los aspectos hasta ahora expuestos. De entrada, se estudian los principales métodos de vigilancia del hormigón desarrollados a lo largo de los últimos años, haciendo especial hincapié en aquellos cuya técnica se asemeja a la técnica desarrollada en la presente tesis; también en un método inductivo y el de la línea coaxial abierta, que se han empleado como complementarios o de contraste a la línea plana de transmisión. A continuación, se establecen las bases teóricas del método, en lo referente a la caracterización de materiales, el diseño de sensores planos y el método de calibración. Se muestran después las configuraciones elegidas, y el respaldo mediante simulación electromagnética del principio de medida, así como todo el proceso de diseño del sensor, clave para el funcionamiento del método. Por último se muestran las aplicaciones del método: la monitorización del fraguado de una muestra de mortero y la determinación de la orientación de fibras de acero en hormigón.

La pretensión del trabajo ha sido en todo momento desarrollar un método de evaluación no destructiva capaz de ser usado en un entorno industrial, por lo que en la elección de las soluciones se ha primado en todo momento la sencillez de su aplicación, así como la robustez de los dispositivos, descartando otras vías que, si bien podrían haber supuesto una mejora en los resultados obtenidos, resultarían inviables en un contexto real de obra civil.

1.1 – Objetivos

En base a la problemática expuesta, la ausencia de métodos no destructivos de evaluación en un contexto de obra civil, y a la solución que se pretende estudiar, el uso de sensores en el margen de las microondas, basados en una línea de transmisión coplanaria, se establece como objetivo principal de esta tesis **desarrollar un método de evaluación no destructiva para estructuras de obra civil, y la viabilidad de su implantación en dos aplicaciones principales:**

- determinar el **nivel de humedad** en una estructura de hormigón
- determinar la **dosificación de fibras de acero** en una estructura de hormigón

Para la consecución de dicho objetivo central, se hace necesario establecer los objetivos siguientes:

- **Estudiar los métodos existentes de evaluación no destructiva** de carácter electromagnético, caracterizando sus particularidades, ventajas e inconvenientes y su aplicación en cada caso a las aplicaciones propuestas. Centrar dicho estudio en la aplicación de las guías planas de transmisión en el margen de las microondas a fin de estudiar la viabilidad de su uso como sensor no destructivo y no invasivo.
- **Estudiar el comportamiento del hormigón desde un punto de vista electromagnético**, estableciendo un **modelo del material** en base a su permitividad, permeabilidad y conductividad, partiendo de los trabajos efectuados por la comunidad científica, y estudiando a su vez la influencia

de la humedad o la presencia de fibras en la medida de dichos parámetros, estableciendo los modelos equivalentes en cada caso.

- Diseñar la **geometría del sensor** empleando las topologías de línea plana de transmisión existentes, a capaz de obtener una medida indirecta de la **permitividad, permeabilidad y conductividad** a partir de una única cara accesible del material. Determinar, de forma analítica y en base a simulaciones electromagnéticas las **capacidades y limitaciones de tal sensor**, evaluando los límites de su aplicación y la sensibilidad ante perturbaciones diferentes.
- Estudiar los métodos de **calibración y procesado de la señal** existentes, a fin de aplicar los que sean más adecuados en cada contexto. Con ello, definir la **configuración general de la medida** más apropiada para la medida de hormigón mediante sensores con geometría coplanaria.
- Efectuar **medidas sobre muestras de hormigón** con los sensores propuestos, tanto a nivel probeta como a nivel estructura, y evaluar los resultados, así como las fuentes de error e incertidumbre presentes en cada una de las medidas.
- **Evaluar la idoneidad de los métodos propuestos**, en base a los resultados obtenidos, para su aplicación como método de análisis no destructivo en un contexto de obra civil. Asimismo, estudiar la posible aplicación del mismo método en contextos alternativos.

2 Control de calidad del hormigón

El hormigón es en la actualidad el material por excelencia en la construcción de infraestructuras, dadas sus prestaciones mecánicas y el beneficio económico que supone su utilización. Por ello, ha sido objeto de mucha investigación. Así nace, por ejemplo, el uso de fibras de acero como refuerzo estructural. Evidentemente, ligado al desarrollo de nuevas técnicas constructivas con hormigón es necesario desarrollar técnicas de control de calidad, que aseguren tanto la seguridad de la instalación como la evolución del material con el paso del tiempo.

Hasta la fecha, la mayor parte de técnicas de ensayo empleadas en la práctica para el hormigón son de naturaleza destructiva, aunque en los últimos 40 años se han venido realizando numerosas experiencias de control no-destructivo. No obstante, la mayoría de ellas no gozan de la fiabilidad necesaria para ser empleadas en un contexto de campo, siendo más empleadas en experiencias de laboratorio. En el caso particular de las fibras de acero, se han publicado distintos estudios que muestran la capacidad de las ondas electromagnéticas de discriminar la dosificación de fibras en hormigón.

Así, se muestran de entrada algunos modelos de caracterización del hormigón en cuanto a material formado por distintos constituyentes, y la influencia que esto tendrá en su comportamiento electromagnético. Se llega así a definir el hormigón como un dieléctrico con pérdidas, en el cual la presencia de humedad o la adición de fibras, modificarán sus propiedades electromagnéticas, concretamente la conductividad y la permitividad. Se describen también algunas experiencias que miden los valores típicos de estos parámetros en hormigón, mortero o pastas de cemento.

A continuación se recorren algunas de las técnicas de ensayos más comúnmente empleadas en el control del hormigón. Lejos de pretender ser una muestra exhaustiva, lo cual excedería la capacidad de cualquier libro, se ha pretendido focalizar progresivamente el estudio de las técnicas existentes hacia aquellas que serán fruto de estudio de la presente tesis. De modo que se describen los ensayos convencionales más empleados en la caracterización del hormigón reforzado con fibras de acero (HRFA) para luego mostrar distintas alternativas de ensayos no-destructivos de naturaleza electromagnética clasificados en función de su principio físico.

De entre los ensayos estudiados se hace mayor hincapié en aquellos que emplean estructuras de guía de ondas en el margen de las microondas, y especialmente los que hacen uso de sensores planos, por ser los que mayor relación guardan con los sensores que se desarrollarán en capítulos posteriores.

2.1 – El hormigón como dieléctrico

El hormigón es el material que resulta de la mezcla en las proporciones adecuadas de cemento, agua, áridos y a menudo aditivos en menor proporción. Su extendido uso en multitud de elementos constructivos se debe a su excelente resistencia a los esfuerzos de compresión. Sin embargo, entre sus principales inconvenientes destacan una baja resistencia a tracción y gran fragilidad (Rodríguez y Prado 1984). Para evitar dichos problemas, la solución tradicional ha consistido en reforzar el hormigón con barras de acero, a veces pretensadas, que dotan al material resultante de la capacidad de soportar los esfuerzos de tracción de los que carece el hormigón.

Posteriormente se desarrolló una alternativa a esta solución: añadir fibras de acero a la matriz de hormigón como refuerzo estructural. Nace así el llamado hormigón reforzado con fibras de acero (HRFA o SRFC en inglés, *Steel Fibre Reinforced Concrete*). Del mismo modo, se emplean también hormigones reforzados con otros tipos de fibras, como pueden ser la fibra de vidrio, de carbono o de polipropileno.

Desde un punto de vista constructivo, la utilización de estos materiales presenta una serie de ventajas nada despreciables, que tendrán incidencia económica en aquellos contextos para los que sea indicado su uso. No obstante, la implantación de dichos métodos debe ir acompañada al mismo tiempo de métodos de control apropiados, que garanticen la seguridad ante la instalación de dichos materiales. Hasta la fecha se han empleado mayoritariamente métodos de ensayo destructivos, y los pocos métodos no-destructivos gozan de poca aceptación. Por ello, la investigación de métodos que permitan determinar la dosificación y orientación de las fibras en probetas y estructuras de hormigón se torna una materia de interés científico.

Desde un punto de vista electromagnético, desarrollar métodos no-destructivos de caracterización de materiales implica estudiar el hormigón como un material dieléctrico con pérdidas, esto es, como un material con cierto grado de interacción ante la presencia de una onda electromagnética y con una cierta conductividad asociada capaz de transportar la corriente eléctrica con cierta oposición (resistencia) a su paso. De ahí pueden elaborarse equivalentes electromagnéticos del hormigón en cuanto a materia heterogénea compuesta por distintos materiales con su propia respuesta electromagnética. A su vez, diversos factores influenciarán las características electromagnéticas de dichos materiales, como pueden ser la humedad, la temperatura, etc.

El presente proyecto se ha centrado en evaluar la influencia de la humedad y la adición de fibras de acero a la masa de hormigón. Desde una consideración del hormigón como un dieléctrico con pérdidas, ambos fenómenos pueden interpretarse de forma similar. Tanto la presencia de agua como de un metal conductor se manifiestan como una constante dieléctrica y una conductividad más elevadas que las del hormigón. La principal diferencia será el modelado de la materia, siendo un material con cierta homogeneidad en el caso de la presencia de humedad, y presentando un modelo de inclusiones discretas en

el caso de las fibras. A fin de cuentas se podrá modelar el material resultante mediante una constante dieléctrica y conductividad equivalentes. La principal diferencia entre ambos factores radica en la respuesta magnética de ambos materiales, ya que el agua presentará una respuesta nula al magnetismo mientras que las fibras de acero serán altamente sensibles.

2.1.1. Influencia de la humedad

El hormigón, como material heterogéneo, mezcla de cemento, agua y áridos de distintos tamaños, tiene una gran capacidad de absorber agua. A nivel microestructural, el hormigón está compuesto de partículas conectadas entre sí por una pequeña porción superficial, formando una red capilar que encierra multitud de poros; a menudo se distingue entre los poros ocluidos (capaces de encerrar agua) y los abiertos, es decir, los que tienen algún acceso a la superficie. Dicha red capilar permite el movimiento de partículas de agua a través suyo. El curado del cemento se produce por la hidratación de silicato cálcico (C-S-H) mediante un proceso fruto de la combinación del cemento con el agua. La cantidad de agua influye en la presencia de agua ligada, agua libre o agua ocluida en los poros.

La porosidad del hormigón determina principalmente la característica de absorción de agua por parte del material, así como el volumen, distribución, forma y continuidad de los poros (Neville 1995). El ciclo de humectación y secado de probetas de hormigón muestra un cierto nivel de histéresis (ACI Committee 302 2006), generando un *efecto esponja*, ya que absorbe agua con más facilidad de la que luego se seca. Dicha histéresis varía en función de la relación a/c (relación entre agua y cemento, en inglés w/c), del tipo de cemento, edad de la muestra y sus condiciones de curado.

Hay que remarcar que las construcciones de hormigón son muy duraderas, y su corrosión supone un caso extraño. No obstante, es más frecuente en aquellos entornos bañados por aguas agresivas (diques, pantanos, etc.). La velocidad de corrosión de dichas estructuras es difícilmente determinable, por ser de naturaleza compleja, ya que intervienen tanto las características propias del hormigón como las del agua. En función de las reacciones químicas que ocurren, se distingue entre procesos de corrosión por *lixiviación*, cuando ciertos componentes de la pasta endurecida sufren un efecto de lavado, por *reacción de cambio iónico*, por la separación de combinaciones fácilmente solubles y por *expansión*, debida a la formación de nuevos compuestos en la masa de cemento endurecido (Biczok 1981).

La presencia de agua activa las expansiones producidas por los álcalis, por ejemplo en obras hidráulicas, en las que se une un efecto de la presión hidráulica unilateral. En el caso de una penetración del agua en una obra hidráulica, ya sea debida a corrosión o a fisuraciones estructurales, ésta no es detectada hasta que el agua aparece en la superficie del paramento de aguas abajo, lo que justifica la investigación de un método capaz de determinar la presencia de humedad en el hormigón desde esta cara (al ser inaccesible en la práctica la superficie de aguas arriba).

2.1.2. Hormigón reforzado con fibras de acero

El empleo de fibras como elemento de refuerzo estructural no es una idea nueva en absoluto. Ya en la antigüedad se empleaban fibras vegetales como refuerzo en los muros de adobe, algunos de los cuales están aún en pie. La primera patente relacionada con la adición de fibras al hormigón data de 1874, y actualmente, pese a que el empleo de fibras de acero como refuerzo es habitual desde hace más de 30 años, su uso está sufriendo un incremento considerable en los últimos años; hoy en día el 1% de la producción española de hormigón incluye fibras de acero (Serna 2007). Igualmente, es normal el uso de fibras de carbono, o de fibras plásticas (e.g., para aplicaciones de seguridad ante el fuego).

Como ya se ha descrito, el hormigón es un material empleado por su alta resistencia a los esfuerzos de compresión, pero con una característica de resistencia a tracción muy inferior y una naturaleza frágil. Esto motiva la combinación de hormigón y acero, capaz de soportar grandes esfuerzos de compresión y a su vez de tracción, flexotracción, cortante, impacto y fatiga, además de presentar una adecuada tenacidad (ACHE 2000). Tradicionalmente dicho refuerzo se ha efectuado con barras de acero (pretensado o no); el uso de fibras responde a la misma función que dichas armaduras, pero de forma distribuida en lugar de hacerlo de forma concentrada.



Figura 2.1 — Diferentes geometrías de fibras comúnmente empleadas (fuente: ArcelorMittal).

De forma característica, en el material compuesto por la matriz de hormigón y las fibras, los esfuerzos de tracción son soportados conjuntamente por ambas hasta que se inicia la fisuración (existe poca diferencia entre la resistencia a primera fisura en presencia o no de fibras), momento a partir del cual las fibras empiezan a trabajar independientemente, asumiendo progresivamente los esfuerzos, y mostrando efectos de *cosido* (Figura 2.2). A fin de reforzar el efecto de cosido, se diseñan las formas de las fibras con extremos conformados (*hooked-end*), onduladas, con cabeza cónica, etc., para aumentar la adherencia entre las fibras y la matriz (Figura 2.1). La relación entre longitud y diámetro, o *esbeltez* de la fibra, será un parámetro determinante de su comportamiento: diámetros que oscilan entre 0,25 y 1,1 mm, y longitudes entre 10 y 75 mm son habituales, aunque la variedad de formas y dimensiones disponible en el mercado es enorme. La notación habitual para determinar las dosificaciones de fibras es la de indicar los quilogramos de fibras por cada metro cúbico de la mezcla resultante, por lo que se determinan las dosificaciones en kg/m^3 .

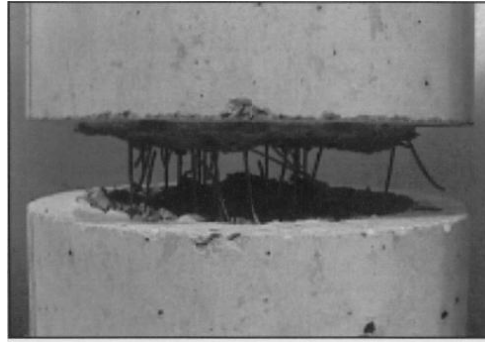


Figura 2.2 —Efecto de cosido causado por las fibras observable en una probeta cilíndrica fisurada mediante ensayo de tracción uniaxial (Saludes Requena 2006).

De esta manera, aumentando la dosis de fibras en estructuras de hormigón, se incrementa la resistencia a flexotracción después de la primera fisura (Figura 2.3), instante a partir del cual empieza el trabajo de las fibras, aumentando la resistencia a rotura. Según (Balaguru et al. 1992), el incremento de ductilidad del material es más acusado para cuantías entre 0 y 30 kg/m³, que para cuantías superiores. Hay que tener en cuenta además, que a partir de dichos valores, empiezan los problemas derivados de la no homogeneidad de las fibras en el material y los defectos de compactación que de ello se derivan.

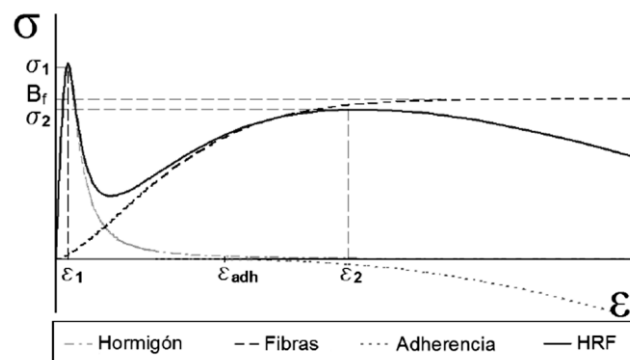


Figura 2.3 —Diagrama típico tensión (σ) - deformación (ϵ) del hormigón reforzado con fibras (HRF) con atención a cada una de las contribuciones de los materiales presentes, el cual se obtiene como resultado del ensayo a flexotracción, y determina las ventajas evidentes del HRF frente al hormigón sin refuerzo, que presenta una fractura súbita (Aguado y Laranjeira 2007).

En construcciones tales como túneles, hasta la fecha se empleaban las fibras como elemento de refuerzo, pero sin prescindir de la armadura tradicional. En cambio, para algunos tramos de la L9 del metro de Barcelona se propone el uso de dovelas con únicamente un zuncho (pequeña armadura perimetral) de refuerzo, que no tendrá funciones estructurales, por lo que los esfuerzos son soportados por la matriz de hormigón con fibras (Aguado 2007). Dicha dependencia de las fibras como elemento estructural justifica la necesidad de realizar un control que logre determinar la ubicación de éstas dentro de la masa de hormigón, ya sea referente a la cantidad como a la orientación de las fibras en cada zona del espacio, las cuales estarán obviamente relacionadas con las propiedades mecánicas del material. A su vez, las aplicaciones que no requieren de una estructura continua de refuerzo, el uso de fibras permite una mayor esbeltez de las estructuras (ACI Committee 544 1997), con el consiguiente efecto económico, y a menudo las ventajas estéticas que de ello pueden derivarse.

Si bien el empleo de fibras aporta una mejoría en las prestaciones mecánicas del material, es también cierto que la adición de fibras de acero supone también un aumento de la heterogeneidad del material, y va en detrimento de su trabajabilidad. Este segundo caso deberá resolverse mediante aditivos químicos (fluidificantes) que permitan mejorar la consistencia, mientras que el primero deberá ser estrechamente vigilado, puesto que la pérdida de homogeneidad se traduce en segregación de componentes, exudación (migración del agua a la superficie estructural) y formación de bolas o *erizos* (concentraciones particulares de fibras en una zona del espacio, con la consiguiente falta en otras vecinas) (ACHE 2000).

2.1.3. Propiedades electromagnéticas del hormigón

El presente estudio pretende estimar determinadas propiedades físicas del hormigón en base a la medida de parámetros electromagnéticos del hormigón, como pueden ser su naturaleza conductora (a través de la medida de conductividad) o dieléctrica (midiendo su constante dieléctrica). En definitiva, se trata de evaluar el hormigón en cuanto a dieléctrico con pérdidas, siendo la conductividad y la permitividad sus parámetros principales.

a. Conductividad eléctrica

El hormigón es un material claramente heterogéneo, el cual, como resultado del proceso progresivo de hidratación presenta una estructura porosa, que determinará el comportamiento eléctrico del mismo. A nivel de microestructura, la masa sólida constituyente genera una trama iónica, de estructura porosa capilar, que se comporta de forma conductora (Christensen et al. 1994), a modo de una matriz resistiva. Dicha conductividad iónica está directamente relacionada con la relación a/c y la salinidad de los materiales constituyentes. En segundo lugar, los granos de árido grueso, árido fino y arena que quedan incrustados en la masa, contribuyen con un efecto aislante, presentándose como zonas dieléctricas discretas en un medio conductor.

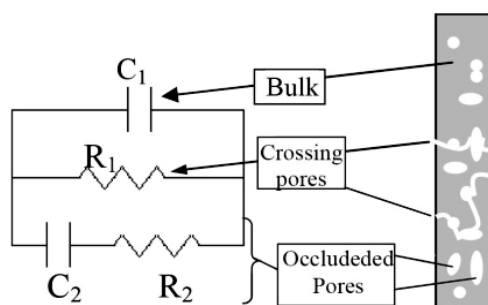


Figura 2.4 —Modelo eléctrico equivalente propuesto por (Cabeza et al. 2002), en base a las características de la porosidad de la masa de hormigón.

Por último, según (Cabeza et al. 2002), los poros intersticiales tienen una gran importancia en el comportamiento eléctrico del material, distinguiendo la aportación de aquellos que encuentran un paso al exterior de la estructura de los poros ocluidos. En las primeras etapas del fraguado, dichos poros se llenan de agua que se va consumiendo como resultado de la reacción que tiene lugar entre el agua y el cemento. Finalmente, dichos poros pueden resultar rellenos de agua o de aire. El agua libre disuelve los iones de las

paredes interiores de los poros, incrementando la cantidad de electrolitos, y en consecuencia, la conductividad global.

Históricamente, el conocimiento de la resistividad del hormigón ha sido de interés para la instalación de tomas de tierra en edificios, o de adecuado aislamiento en entornos ferroviarios. Se puede considerar que un hormigón con un grado alto de humedad tiene una resistividad del orden de $100 \Omega \cdot m$, mientras que en un hormigón secado al aire, dicho valor asciende hasta los $10^4 \Omega \cdot m$. Dicho valor crece mucho para hormigones secados en hornos (Neville 1995).

Tabla 2.1 — Influencia de la relación a/c y el tiempo de curado en la resistividad del cemento (Neville 1995)

Na ₂ O equivalente (%)	a/c	resistividad (4 V, 1 kHz), ($\Omega \cdot m$)		
		7 días	28 días	90 días
0.19	0.4	10.3	11.7	15.7
	0.5	7.9	8.8	10.9
	0.6	5.3	7.0	7.6
1.01	0.4	12.3	13.6	16.6
	0.5	8.2	9.5	12.0
	0.6	5.7	7.3	7.9

Dicha resistividad será función del contenido de agua, por tanto está directamente relacionado con la relación a/c y con la etapa de curado del hormigón, ya que durante la fase de curado, la cantidad de agua se reduce progresivamente, ya sea por reacción con el cemento como por secado. Para pastas de cemento fresco, y mediante medidas en el margen de las microondas, se ha logrado determinar la relación a/c con bastante exactitud en base a relaciones empíricas en un sistema de reflectometría en el dominio del tiempo (TDR), dado que la gran cantidad de agua de la muestra presenta diferencias significativas en la atenuación de los pulsos reflejados (Mubarak et al. 2001). Las mismas medidas demuestran que la relación entre áridos y cemento no tiene una influencia determinante en la atenuación de las ondas.

La inclusión de fibras en dicha matriz no hace sino contribuir a un aumento de la conductividad total, ya que la resistividad del acero (del orden de $10^{-6} \Omega \cdot m$) es mucho menor que la del hormigón. En el hormigón fresco, el fenómeno de exudación crea una película acuosa alrededor de las fibras, la cual va a menudo acompañada de grandes cristales de portlandita y una ausencia de granos de cemento (ACHE 2000). El espesor de dicha región puede ser de unos $50 \mu m$. Además de la influencia que dicho efecto ejerce en la adherencia entre las fibras y la matriz, dicha película parece tener una gran influencia en la capacidad conductora del material. Según (Torrents et al. 2000), dicha película ejerce un efecto aislante a bajas frecuencias, y a menudo que la frecuencia aumenta, dicha capa se polariza, disminuyendo su impedancia y permitiendo el paso de corrientes al interior de las fibras.

b. Permitividad eléctrica

Considerado como un dieléctrico, el hormigón, por su naturaleza no homogénea, se comportará como un dieléctrico no homogéneo, y con una permitividad altamente variable, ya que depende de multitud de factores, como los materiales utilizados, tamaño de los áridos, porosidad, grado humedad, etc. Es por ello que se encuentran en la bibliografía gran diversidad de valores referentes a la constante dieléctrica relativa del hormigón, la cual presenta también una fuerte dependencia frecuencial: desde $7 -j0.3$ a 900 MHz

(Richalot et al. 2000), hasta $2.55-j0.084$ a 57.5 GHz (Sato et al. 1996). Cabe destacar que la parte imaginaria de la permitividad no será ni mucho menos despreciable, debido a la heterogeneidad del material y a su relativamente alta conductividad, que lo convierten en un material con pérdidas.

Medidas en hormigón a baja frecuencia (hasta 100 MHz) han mostrado altas variaciones en algunas bandas particulares, que se justifican mediante un modelo de polarizaciones electrolíticas y a causa de la conducción iónica del material (Wilson y Whittington 1990). Numerosas publicaciones que han trabajado sobre cementos (escasas trabajan sobre hormigón), observan cómo a bajas frecuencias, los iones de calcio y los álcalis disueltos en los nanoporos C-S-H crean una interfase polarizada. En cambio, a frecuencias más elevadas, se observa la capacidad de la molécula de agua de reorientarse en función de un campo electromagnético externo. De esta forma se observan diversas relajaciones, la más significativa a unos 8 GHz (Miura et al. 1998).

Muchos estudios relatan la evolución de la permitividad a lo largo de las primeras etapas de curado, mostrando un comportamiento decreciente: a medida que hay menos agua en la muestra, la permitividad disminuye (dado que la permitividad del agua es del orden de 80, y la de los hormigones alrededor de 5). Sorprendentemente, (van Beek y Hilhorst 1999) o (van Beek 2000), relata un incremento de la permitividad desde 20 a 35 durante las primeras 24 horas de curado, para disminuir luego según lo esperado, en contra de otros estudios (Hager y Domszy 2004), (Ding et al. 1996), (Xu et al. 2002) los cuales muestran una disminución de la permitividad prácticamente desde el inicio del curado, resultado acorde con algunos de los resultados preliminares del presente trabajo. Podría tratarse de los resultados de la permitividad aparente, en presencia de una alta conductividad (por la elevada presencia de agua). En este caso, las pérdidas de la medida enmascaran la medida de permitividad, dado que no se mide un material de bajas pérdidas, y para discriminar la permitividad real debe tenerse en cuenta las pérdidas del material (Stuchly y Bassey 1998).

La inclusión de fibras de acero en un medio dieléctrico como es el hormigón, aumenta aún más su heterogeneidad, de forma que, según algunos de modelos, que se detallarán en el capítulo 3, la constante dieléctrica crece a medida que la cantidad de fibras es mayor. (Van Damme et al. 2004) estudiaron la permitividad superficial del hormigón con fibras medida con una sonda coaxial terminada en circuito abierto, y corroboraron la idea de que la inclusión de fibras aumenta la parte real de la permitividad desde valores próximos a 5,8 en ausencia de fibras hasta valores cercanos a 11 para dosis de 40 kg/m³.

2.2 – Métodos convencionales de evaluación del hormigón

En la actualidad, son incontables los tipos de ensayos estandarizados para estructuras de hormigón, siendo cada uno de ellos apropiado para una morfología particular. Pueden clasificarse, según su naturaleza en

- **Destructivos.** Determinan los parámetros de interés de las muestras estudiadas mediante rotura de probetas o testigos. Pueden efectuarse tanto en hormigón fresco como endurecido.

- **No destructivos.** Determinan la calidad de las muestras sin afectar a la estructura, mediante una medida indirecta. Pueden ser electromagnéticos, térmicos, acústicos, mecánicos, etc.

Según sus características, pueden servir para efectuar un control previo de los materiales empleados, para realizar un seguimiento en la etapa de construcción, o para verificar las propiedades de la estructura una vez finalizada, e incluso para monitorizar la evolución de la misma a lo largo del tiempo y constatar posibles cambios temporales.

Para focalizar esta sección en los objetivos de esta tesis, se centrará la atención sobre aquellos métodos empleados en el control de calidad del hormigón reforzado con fibras de acero. El creciente uso del hormigón reforzado con fibras como elemento constructivo y estructural, deberá conllevar asociado el uso de nuevos métodos de vigilancia que combinen fiabilidad y economía. En referencia al uso de fibras de acero, el parámetro de mayor interés será el de determinar la dosificación de fibras (indicado de forma estándar en kg/m^3 , es decir quilogramos de fibras de acero por cada metro cúbico de hormigón reforzado con fibras) y la orientación de las mismas, puesto que será de interés conocer si existen orientaciones preferenciales dentro de la estructura que puedan modificar su comportamiento estructural respecto al comportamiento esperado.

La norma UNE 83512-1:2005 (*Hormigones con fibras. Determinación del contenido de fibras de acero*), contemplaba dos posibles ensayos para determinar la dosificación de fibras: el ensayo por lavado, y el método de inducción magnética. Ambos ensayos debían ser realizados a nivel probeta, siendo el primero apto únicamente para probetas de hormigón fresco. La posterior norma UNE-EN 14721:2006, vigente en la actualidad, en sustitución de la UNE 83512, mantiene únicamente el método de lavado. En las recomendaciones para el hormigón proyectado (EFNARC 1996), el ensayo por lavado es también la única alternativa para el hormigón fresco.

Respecto al método inductivo, dado que guarda una estrecha relación con este proyecto, se le dedicará un apartado específico más adelante. El ensayo por lavado consiste en recoger una probeta de hormigón fresco y lavarla con agua, hasta que se logre separar las fibras de los otros materiales. Las fibras deben ser luego recogidas mediante un imán, secadas en un horno y pesadas en frío (ACHE 2000). Como se puede deducir, dicho método resulta tedioso, caro y poco sostenible ambiental y económicamente. En la práctica apenas se realiza, como tampoco su equivalente para hormigón endurecido, que sustituye el proceso de lavado por triturar la muestra hasta que pueden extraerse las fibras, lo cual resulta más tedioso si cabe.

En el caso del hormigón endurecido, los ensayos mecánicos añaden complejidad respecto al hormigón convencional, ya que ni la resistencia a flexión ni la resistencia media a compresión se ven alteradas significativamente por la adición de fibras en dosificaciones habituales (Newman y Choo 2003a, capítulo 6). En consecuencia, se hace necesario disponer de métodos específicos para este compuesto. Un método bastante impuesto es el de la evaluación de la resistencia a la flexotracción equivalente mediante la medición de la curva de carga-flecha en probetas prismáticas con cargas en los tercios medios (ASTM

C1018-97 1997), o su equivalente según la norma belga (NBN B 15-238 1992) para probetas prismáticas de 150×150×600 mm.

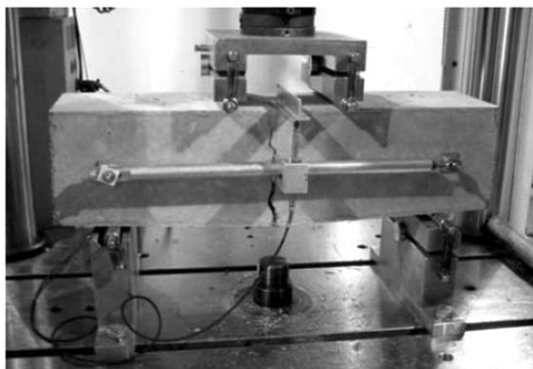


Figura 2.5 — Ensayo de flexotracción con 4 puntos de carga según la norma belga (García Vicente 2006).

Sin embargo, estos ensayos presentan algunos inconvenientes. En primer lugar, son ensayos complejos, dado son probetas pesadas y deben ser realizados con maquinaria muy específica. En segundo lugar, la dispersión de los resultados es muy elevada, dificultando su aplicación sistemática como elemento de control. A fin de superar estas limitaciones, se ha propuesto el “Ensayo Barcelona”, un ensayo de doble punzonamiento efectuado con probetas cilíndricas, de 15 cm de altura y 15 cm de diámetro (Molins et al. 2009). Este ensayo requiere probetas un 80% más ligeras que los ensayos anteriores y presenta una dispersión mucho menor a los otros métodos, de forma que se presenta como una alternativa factible para el control del hormigón endurecido.

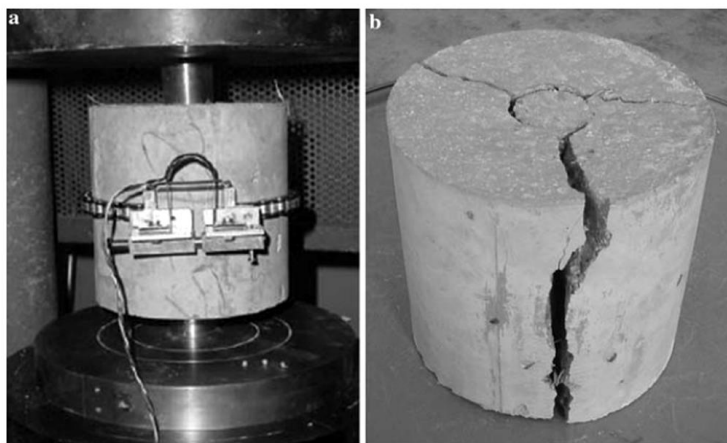


Figura 2.6 — Ensayo Barcelona: (a) probeta cilíndrica preparada para ser ensayada y (b) probeta después del ensayo (Molins et al. 2009).

2.3 – Métodos de evaluación no destructiva del hormigón

En los últimos años se ha investigado en paralelo con el objeto de proponer métodos de ensayos no destructivos para su implantación industrial en el mercado del hormigón reforzado con fibras. Sin embargo, a día de hoy ninguno de ellos parece haber llegado a resultados suficientemente prometedores. (Naaman y Reinhardt 2004), señalan entre las necesidades prioritarias de esta tecnología la de hallar métodos de ensayo, destructivos o no, que aporten suficiente información acerca de las propiedades

estructurales del material. De la misma forma, (Aguado y Laranjeira 2007) reconocen la necesidad del uso de técnicas alternativas de ensayo, que permitan caracterizar el hormigón de forma no destructiva, menos costosa, y en consecuencia aplicable de forma generalizada, dada la dificultad actual de efectuar los métodos reconocidos por la UNE-EN 14721.

Otros autores limitan el alcance de los métodos no destructivos como métodos complementarios de control, aunque se propone el diseño de sistemas no destructivos basados en distintos principios físicos, que empleados de forma concurrente que puedan ser tomados en cuenta si sus resultados confluyen, siempre que se pueda considerar que los factores ambientales de error afectan de forma distinta a cada uno de los métodos (Day 1999, capítulo 11). En cualquier caso, se consideran estos métodos más adecuados para efectuar en el proceso previo a hormigonar, como métodos de control de los materiales constituyentes.

En el informe realizado por la OCDE (OECD en inglés) acerca de métodos no destructivos aplicados al hormigón de las plantas nucleares, se indica que los métodos de ensayo no destructivo han mostrado resultados positivos hasta la fecha, pero no se han llegado a implantar industrialmente a causa de la falta de confianza que ofrecen, dado que existe un déficit de información sobre su aplicabilidad, capacidad detectora, repetibilidad y resolución, de modo que han aparecido siempre como técnicas cualitativas más que cuantitativas (OECD 1998). Hasta la fecha se ha investigado en base a distintos principios físicos, ya sea de naturaleza acústica, electromagnética, térmica, nuclear, o algunos métodos mixtos que exploran propiedades cruzadas (piezoelectricidad, NMR, etc.). Dicho informe recoge como algunas de las técnicas más prometedoras el radar, los métodos ultrasónicos, la radiografía y los métodos basados en la respuesta vibratoria a un impacto.

Otro informe realizado por el Organismo Internacional de Energía Atómica (IAEA en inglés), reconoce la ausencia de métodos no destructivos estandarizados, aunque considera que su desarrollo y uso generalizado puede contribuir de forma crucial a la fiabilidad y economía del control estructural, dado que permitiría controlar múltiples magnitudes en una misma estructura, mientras que los métodos convencionales limitan el control a las principales magnitudes de interés (IAEA 2002). Se propone el uso de ensayos no destructivos, entre otros, para:

- Control de **piezas prefabricadas** en la planta de hormigón.
- Control de **materiales constituyentes** y su conformidad respecto a las especificaciones.
- Control de **procesos** regidos por operarios para la minimización de errores.
- Localización de huecos, grietas, coqueras y otros **defectos típicos** en una estructura.
- Determinación de la posición y cuantía de **refuerzo** estructural.
- Complemento para **aumentar la fiabilidad** de algunos métodos destructivos.
- **Monitorización a largo plazo** de la evolución y deterioro de estructuras de hormigón.

En el informe de la IAEA pueden encontrarse numerosas alternativas de control no destructivo de hormigón, clasificadas según su principio físico y su aplicación (IAEA 2002), así como en (Bungey y Millard 2004). Del mismo modo, el informe la OCDE recomienda las principales líneas que deben ser desarrolladas en los próximos años en el contexto de ensayos no destructivos (OECD 1998). Entre las numerosas líneas de investigación abiertas en la actualidad, se centrará la atención sobre algunos de los métodos que emplean las ondas electromagnéticas como principio de medida.

2.3.1. Métodos acústicos

Numerosos ensayos investigan la respuesta del hormigón ante la excitación mediante vibraciones mecánicas, y por la naturaleza de dichos ensayos son quizá los que se han desarrollado durante más tiempo (Tobio 1967). El esquema más habitual es el de excitar una señal acústica (audible o en forma de ultrasonidos) mediante transductores de ultrasonidos, y medir la respuesta en transmisión (con otro transductor) o en reflexión (con el mismo transductor). Del procesado de estas señales puede obtenerse información sobre la impedancia mecánica del material, y en segundo término, el módulo de Young (Reinhardt y Grosse 2004). Igualmente, de la velocidad de propagación de los distintos modos de ondas acústicas se pueden sacar conclusiones sobre la naturaleza del material ensayado.

Un método que goza de amplio reconocimiento, especialmente por su practicidad y la sencillez de operación, es el que se basa en la medida de la velocidad de propagación de pulsos ultrasónicos, y conocido popularmente como PUNDIT (*Portable Ultrasonic Non-destructive Digital Indicating Tester*). En este caso, la propagación de ondas en el interior del hormigón experimentará reflexiones en los cambios de medio, lo que permite detectar fisuras, huecos y otras fallas internas, así como juntas, armados o espesor de estructuras.

La configuración de medida se puede adaptar para medir de forma directa (con los sensores en caras opuestas de la estructura), semidirecta (con los sensores en caras contiguas), o indirecta (con los sensores sobre la misma cara). Este método presenta resultados satisfactorios cuando la homogeneidad del hormigón es grande, de modo que plantea dificultades en presencia de alta concentración de fibras o áridos de tamaños muy diversos. De hecho, se emplea a menudo como método para determinar el grado de homogeneidad del hormigón (Newman y Choo 2003b, capítulo 6).

Los resultados en esta línea se han demostrado efectivos para la detección de fisuras (Bramanti 1992) y armaduras metálicas (Bramanti y Bozzi 1999), (Reinhardt y Grosse 2004), para la distinción de la composición en cuanto al tipo de áridos (Gorisse 1981), pero muestran una gran dispersión en los resultados, de modo que hasta la fecha ninguno ha logrado conclusiones significativas cuando se refiere a la cuantificación de humedad o fibras de acero en estructuras de hormigón.

En otro orden de cosas, como aplicaciones interesantes aplicables al hormigón con fibras, se han desarrollado algunos métodos que determinan el grado de fisuración durante un ensayo mecánico mediante la captación de los sonidos y *cracks* que se producen a medida que se van produciendo fracturas a nivel de microestructura (Van Hauwaert et al. 1999), siendo en este caso un método pasivo, puesto que la

excitación no se realiza mediante ultrasonidos sino que se capta directamente la vibración producida por la muestra al ser ensayada (Li y Li 2000).

2.3.2. Métodos eléctricos

Entendiendo por métodos eléctricos aquellos que hacen uso de excitaciones eléctricas a baja frecuencia (DC a 1 MHz), algunos métodos tradicionales han empleado la medida de resistividad eléctrica como parámetro para determinar el nivel de humedad de materiales porosos (Tobio 1967). Dichos métodos emplean la medida a 2 hilos de la impedancia como método para estimar la presencia de humedades de forma relativa (dada la imposibilidad de anular el efecto de los electrodos con dicho método).

Las medidas de resistividad, a 2 o 4 hilos, trasladan los modelos de Wenner para la inspección de suelos a la medida de parámetros del hormigón con electrodos poco espaciados (alrededor de 5 cm), y se interpretan los resultados en base a tablas empíricas, mediante las cuales se pueden determinar factores tales como el grado de humedad en los poros del hormigón. Empleando el mallazo como electrodo se han realizado a su vez experiencias de determinación de la corrosión (Song y Saraswathy 2007). No obstante, se señala siempre este método como un indicador cualitativo capaz de determinar de forma relativa el estado de una zona de la estructura, siendo poco evaluables los valores absolutos que se miden (Newman y Choo 2003b, capítulo 6).

Empleando una instrumentación algo más compleja, son frecuentes en distintos ámbitos las experiencias en el campo de la Espectroscopia de Impedancia Eléctrica (EIS: *Electric Impedance Spectroscopy*), técnica que se basa en hacer circular una corriente eléctrica a través de una muestra del material (inducida a partir de electrodos en contacto con la misma), y así medir la impedancia eléctrica de la muestra (habitualmente con medidas a 4 hilos para soslayar los efectos de los electrodos de contacto), la cual permite medir la presencia de relajaciones a distintas frecuencias como parámetro para determinar la presencia de distintos materiales en la muestra ensayada.

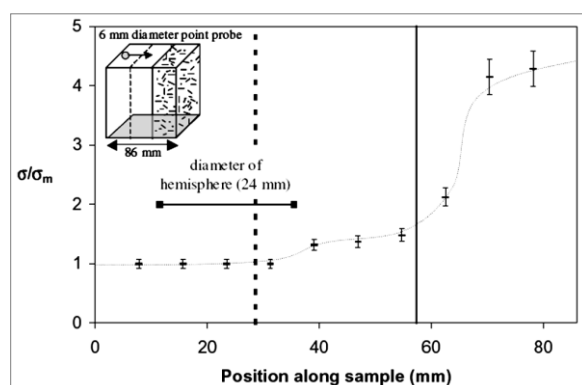


Figura 2.7 — Medida de dispersión de fibras mediante EIS a partir de medidas entre 0,1 Hz y 11 MHz (Woo et al. 2005).

Trabajos anteriores (Torrents et al. 2001), (Mason et al. 2002) mostraron la capacidad de dicho método de aportar resultados interesantes en cuanto a la medida de las fibras y a la cuantía de fibras de acero presentes en una muestra. Gran número de trabajos han desarrollado sistemas en este sentido,

hallando resultados prometedores en entornos de laboratorio pero difícilmente extrapolables a medidas de campo.

Según se ha descrito en (Torrents et al. 2007a), en el intento de llevar este tipo de medidas a un entorno a nivel estructura, además de los problemas prácticos que supone el empleo de un electrodo con buenas prestaciones, se presenta un inconveniente mayor por el acoplamiento existente entre la estructura y la masa eléctrica del sistema, la cual lleva a un error en la medida (causado por el acoplamiento a tierra) que impide que los resultados obtenidos sean reflejo de la naturaleza del material. Asimismo, en estructuras con presencia de armadura (en la práctica, la inmensa mayoría), ésta supone una fuente más de interferencia que provoca que cuando se desea medir la impedancia entre dos puntos, gran parte de la corriente inyectada se desvíe hacia el mallazo, dando valores de impedancia eléctrica muy inferiores a los esperados.

2.3.3. Métodos magnéticos

El *pachómetro* (covermeter) es un instrumento habitual para la detección de armaduras en estructuras de hormigón. Se trata de una bobina plana como sensor en un circuito resonante. La creación de un campo variable genera un campo magnético que se verá afectado por la presencia de las armaduras, con profundidades de penetración típicas de 15 cm (Gorisse 1981), (Newman y Choo 2003b, capítulo 6). En la actualidad existen multitud de desarrollos comerciales que responden a dicho principio. Basado en la misma filosofía, (Gaydecki et al. 2000) muestran la capacidad de escanear el hormigón a fin de obtener imágenes de las armaduras y su posible estado de corrosión.

En la línea de obtener imágenes a partir del desplazamiento de bobinas por la superficie de estructuras, (Renhart y Magele 2002) muestran el desarrollo de sensores diferenciales basados en las variaciones de intensidad de un campo magnético generado por una bobina y detectado por la otra, y su aplicación a la detección de objetos metálicos. No obstante, no se han desarrollado aplicaciones similares enfocadas a la detección de fibras de acero.

a. El método inductivo como método de contraste

Como se ha introducido anteriormente, la norma UNE 512-1:2005 incluía un ensayo de inducción electromagnética entre sus recomendaciones, del que ciertamente se detalla muy poca información. Se trata en este caso de introducir una probeta cilíndrica de hormigón fresco o endurecido en el núcleo de una bobina, y luego medir la fuerza electromotriz generada en una bobina secundaria por la variación de flujo magnético producida en una bobina primaria (Figura 2.8). La diferencia en la permeabilidad magnética entre el acero y el hormigón permite estimar la cantidad de fibras en la masa estudiada.

Pese a que hasta la fecha no ha sido un método muy empleado, los resultados obtenidos lo presentan como una alternativa de alta fiabilidad para determinar la dosificación y orientación de fibras de acero en probetas de hormigón, y en el caso de esta tesis, como un método de contraste: ante la imposibilidad de conocer con exactitud los contenidos de fibras reales de una probeta, las medidas obtenidas se pueden verificar mediante su correlación con los resultados del método inductivo.

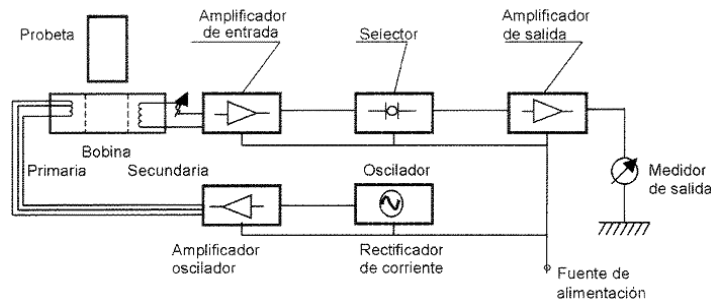


Figura 2.8 — Configuración propuesta por la UNE 83512-1 para el ensayo por inducción electromagnética

Una implementación comercial análoga a este método (Hertz 2010) propone el empleo de probetas cúbicas de 15x15x15 cm, de modo que aporta información acerca de la dosificación de fibras así como de la orientación respecto a cada uno de los 3 ejes de la probeta. No obstante, trabajos paralelos a éste (Masaló 2008) muestran que, por la geometría del sensor, dicho método pondera de forma irregular las fibras en función de su posición vertical en el interior de la probeta, por lo que debería ser perfeccionado en caso de ser comercializado. Con ese objetivo, se propone un método de optimización de los sensores magnéticos que conforma un campo magnético constante en el interior de la bobina de medida, eliminando así la ponderación de las fibras en función de su posición dentro de la muestra (Sánchez Moragues 2010).

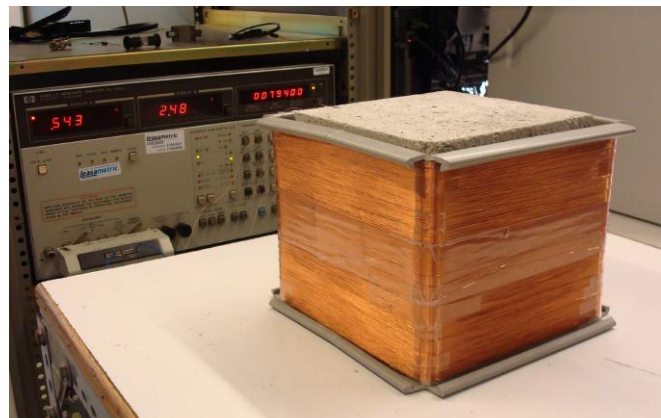


Figura 2.9 — Probeta de 150x150x150 mm en disposición de medida mediante el método inductivo.

El método de medida consiste en introducir la probeta en el interior del sensor y repetir la operación para cada uno de los 3 ejes (Figura 2.9). La medida de la inductancia para cada eje respecto a la medida previa de la inductancia con el sensor vacío, darán el contenido de fibras orientadas según ese eje. La repetición para cada uno de los ejes dará a su vez una ponderación de la distribución particular de fibras para cada una de las orientaciones principales.

Medidas realizadas con este sensor muestran un incremento de la inductancia proporcional al número de fibras que se introducen en la probeta. En la Figura 2.10 se muestra el incremento de la inductancia producido por la introducción de fibras en el centro de la bobina, ubicadas de forma manual con la bobina vacía, y en segundo lugar el incremento de la inductancia fruto de la medida sobre probetas de hormigón con fibras. Ambos gráficos muestran una relación clara entre la dosificación de fibras y el incremento de la

inductancia. Cabe señalar que para un tipo de fibras distinto, la relación entre inductancia y fibras es distinta, lo que hace necesaria una curva de calibración para cada modelo de fibras.

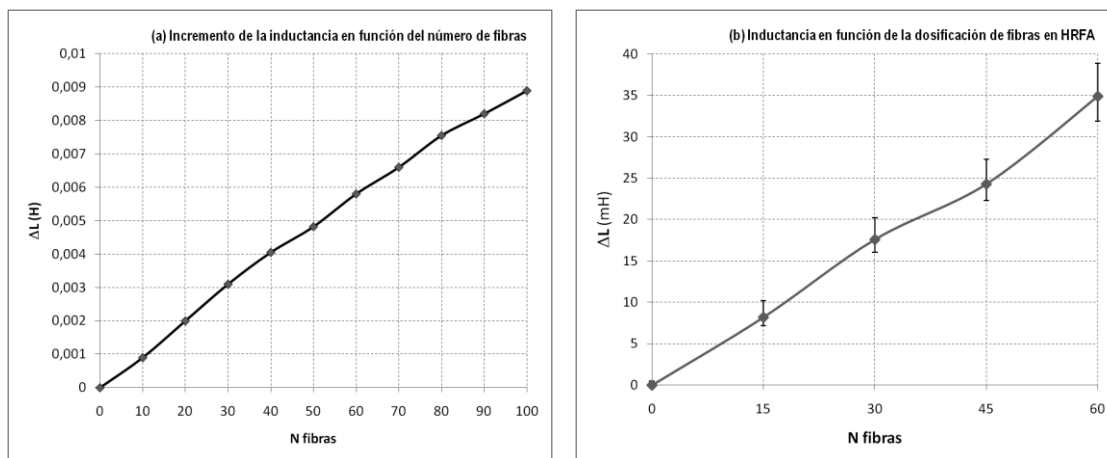


Figura 2.10 — Resultados del método inductivo. (a) Relación entre inductancia y número de fibras en aire y (b) Relación entre inductancia y dosificación de fibras de acero en probetas de hormigón de $150 \times 150 \times 150$ mm (Sánchez Moragues 2010).

Adicionalmente, al medir según los 3 ejes, el mismo método aporta información acerca de las orientaciones de las fibras, mostrando la fracción de volumen de fibras que se encuentra orientada según cada una de las direcciones. La medida de diversas series con distintas dosificaciones nominales ha mostrado orientaciones preferenciales de las fibras. La Figura 2.11 muestra los resultados promediados para cada una de las series. En todas ellas se muestra que las fibras se encuentran en mayor número según el plano X-Y, es decir, el plano horizontal en el momento del vertido. Otras experiencias han mostrado a su vez cierta influencia del método de vibrado en la orientación horizontal de las fibras.

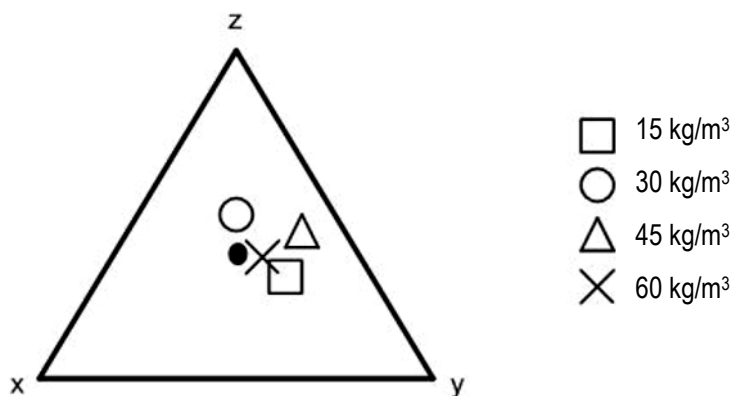


Figura 2.11 — Orientación relativa media de las fibras según cada uno de los ejes de la probeta (siendo x el eje vertical), para diferentes dosificaciones en probetas de hormigón de $150 \times 150 \times 150$ mm (Sánchez Moragues 2010).

Basado en el mismo principio de funcionamiento, trabajos realizados por (Masaló 2008), estudian la posibilidad de medir la dosificación de fibras a nivel estructural (a cambio de perder la información referente a la orientación de las mismas). Para ello, se empleó la misma bobina usada como sensor del método inductivo para medir desde la superficie de probetas prismáticas. Los resultados muestran la capacidad de dicho sensor de aportar información relevante acerca del contenido en fibras de la probeta, con una profundidad de penetración de unos 10 cm (lo que permite a su vez la detección de las armaduras de acero en dovelas).

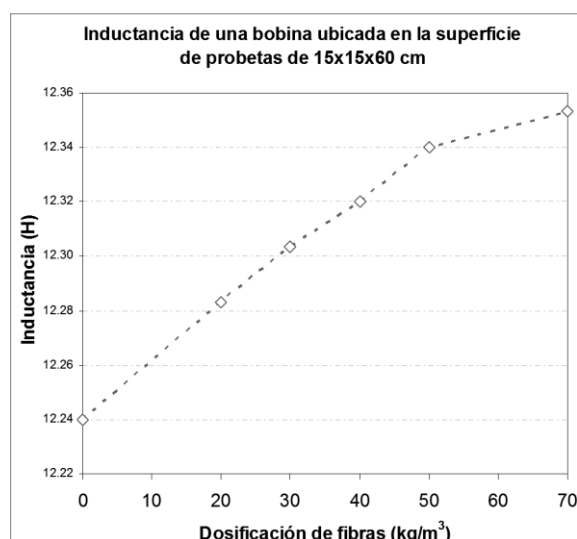


Figura 2.12 — Resultados de la medida con un sensor inductivo en la superficie de probetas prismáticas (Masaló 2008).

2.3.4. Métodos radiados

Como parte de los sistemas de *imaging* mediante microondas existentes con multitud de aplicaciones prácticas, se han desarrollado algunas técnicas con objetivo de medir propiedades del hormigón, especialmente en la búsqueda de defectos, fisuras, etc. Para ello se han desarrollado equipos de tomografía de microondas, que emplean agrupaciones de antenas, con la capacidad de enfocar en el espacio, de modo que puede inspeccionarse la superficie así como en el interior de la estructura, aprovechando que el lugar de enfoque puede variarse mediante el control de la amplitud y fase de las señales inyectadas, sin ninguna modificación del hardware, lo que facilita realizar un barrido espacial. (Yoo Jin et al. 2003) desarrollaron un sistema basado en 64 antenas a 10 GHz (32 emisoras y 32 receptoras), y mediante un algoritmo de reconstrucción capaz de discriminar entre las zonas de hormigón y zonas de aire o acero, siendo capaz de estimar la profundidad a la que se encuentran, en este caso las armaduras o posibles fallos estructurales.

No obstante, la profundidad de penetración es crítica: dichos métodos se probaron únicamente en probetas de hormigón de 8 cm de espesor. Entre los resultados, se indica que un aumento de la frecuencia de operación puede ir a favor de aumentar la resolución de la imagen reconstruida; no obstante, la profundidad de penetración es aún limitada. (Belkebir et al. 1994) habían logrado profundidades máximas de 6 cm unos años antes con una experiencia similar, así como (Vertiy et al. 2004) habían medido espesores de hasta 15 cm en el margen de 2 a 4 GHz, y (Chang et al. 1995) hicieron llegar la exploración hasta los 25 cm a 900 MHz, lo que parece indicar que para llegar a mayores profundidades de detección se requiere un aumento también de la longitud de onda, con la consiguiente pérdida de resolución de la imagen resultante.

A nivel estructural, y para aumentar la profundidad de penetración, se han empleado a menudo técnicas radar (GPR: *Ground Penetrating Radar*), en su origen aplicadas al estudio del subsuelo. Dichas técnicas se basan en la emisión de un pulso electromagnético mediante una antena acoplada a la estructura y su recepción mediante una segunda antena, y en algunos casos, se puede recibir mediante la misma

antena empleando técnicas de *gating*. En este caso, la profundidad de penetración máxima será inversamente proporcional a la conductividad del medio, que conllevará mayores pérdidas.

En estructuras de hormigón se ha llegado a medir en profundidades de hasta 15 m, pero nuevamente a partir de descender en frecuencia hasta por debajo de los 200 MHz. La consiguiente pérdida de resolución impide detectar objetos pequeños en términos de longitud de onda. Basados en la detección del tiempo de vuelo del pulso emitido y la amplitud del mismo, se realiza una estimación de la constante dieléctrica del medio, midiendo las señales reflejadas por cada cambio de medio que atraviese la onda. A partir de algoritmos de reconstrucción basados en sistemas hiperbólicos, se llega a una imagen del interior de la estructura, obteniendo la medida de la permitividad compleja.

Mediante estas técnicas, se logra visualizar la posición de las armaduras y fracturas o anomalías (Sbartaï et al. 2006). Su aplicación a la detección de fibras requeriría un aumento de frecuencia hasta hacerlo comparable con las fibras ($\lambda/2$ a 1,5 GHz aproximadamente), con la consiguiente pérdida de la profundidad de detección, lo que parece justificar la ausencia de aplicaciones de dicha técnica aplicados a la detección de fibras de acero.

Respecto a la detección de humedad, (Klysz y Balayssac 2007) mostraron una velocidad de onda constante para frecuencias hasta 2,5 GHz, lo que permite medir el contenido de agua en probetas de 12 cm de espesor. Un recubrimiento de aluminio asegura la reflexión idealmente perfecta en los límites de las probetas. Sin embargo, las medidas directas ofrecen resultados mucho mejores que las medidas realizadas en reflexión, por las dificultades que presentan las imperfecciones asociadas con la reflexión así como las propagaciones multicamino. Cuando dichas estructuras a medir contienen refuerzo en forma de armadura, resulta difícil separar las características del material de las reflexiones en las barras de acero, de forma que no puede medirse tampoco el material presente entre las barras si estas no están suficientemente separadas.

Las técnicas antes relatadas deben trabajar siempre con las expresiones que determinan los campos electromagnéticos en *campo cercano*, puesto que las dimensiones de las probetas son pequeñas en términos de longitud de onda. Además, medir con equipos de radar conlleva un tiempo de pulso que se traduce en una *región ciega* en la superficie de la estructura estudiada, que puede reducirse empleando cables suficientemente largos en la instrumentación. (Yu y Büyüköztürk 2008) han desarrollado recientemente un equipo basado en múltiples reflexiones para la medida en campo lejano, lo que permite emplear aproximaciones de onda plana en el algoritmo de reconstrucción, a la vez que elimina la zona ciega propia del equipo radar.

La aplicación de estas técnicas a la caracterización de hormigón con fibras de acero muestra resultados prometedores. Por un lado, los trabajos realizados por (Puig 2009) muestran ciertas bandas de frecuencias en las cuales se pueden medir las variaciones de fibras mediante medidas en transmisión con antenas log-periódicas. Asimismo, la polarización de la antena permite discriminar entre las fibras posicionadas en horizontal y en vertical de forma perpendicular a la propagación.

Mediante la utilización de antenas de tipo guía de onda rectangular, se ha desarrollado un modelo equivalente de las fibras de acero dispersas en hormigón para medidas en transmisión (Roqueta et al. 2008) y en reflexión (Roqueta et al. 2010) en el dominio del tiempo, y empleando también el método inductivo como contraste para validar las medidas presentadas. Los resultados muestran un error RMS inferior al 5 % en la determinación de la dosificación de fibras de acero en un muro de hormigón de 15 cm de espesor.

2.3.5. Otros métodos

Algunos de los métodos que han ofrecido mejores resultados referentes a la detección de fibras de acero son aquellos basados en las radiaciones ionizantes, como pueden ser los de radiografía, radiometrías o tomografía de neutrones, por la elevada respuesta de los metales a dichas señales frente a la respuesta del hormigón. Algunos de estos métodos se han presentado capaces de ofrecer imágenes del hormigón de alta resolución con una penetración de hasta 45 cm, y lograron medir la orientación de las fibras en el interior del hormigón mediante imágenes de rayos X (Redon et al. 1998). Los principales inconvenientes de este tipo de métodos, igual que el de las radiometrías es el alto coste de los equipos, y su dificultad de instalación en una cadena de producción, así como el largo tiempo que requiere cada una de las medidas, y las consideraciones de seguridad requeridas. Todo ello los convierte en métodos altamente fiables pero difícilmente implantables.

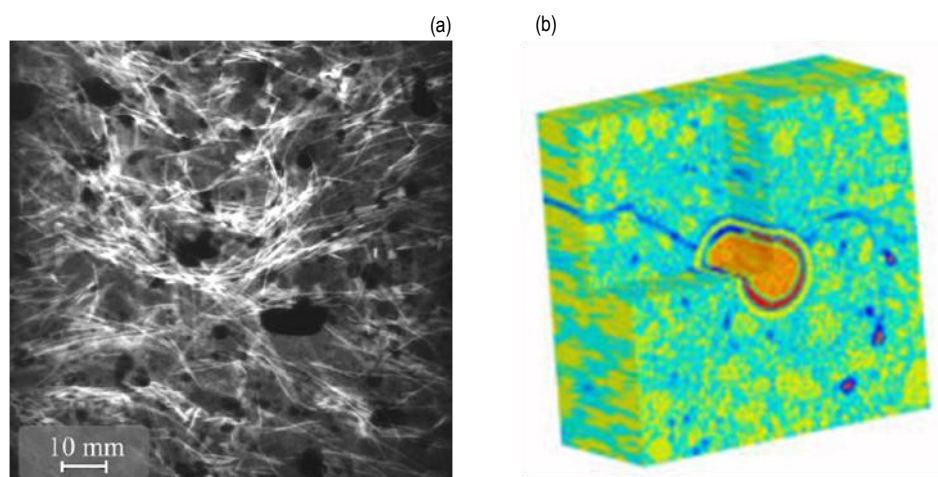


Figura 2.13 — (a) Imagen mediante rayos X del interior de una probeta de hormigón con fibras metálicas (Redon et al. 1998) y (b) Imagen mediante tomografía de neutrones de una muestra de hormigón con armadura de acero en el centro (Reinhardt et al. 2001)

La tomografía de neutrones, basada en las diferentes atenuaciones que sufre un haz de neutrones al atravesar el material estudiado, permite una visión tridimensional de la muestra analizada, y ha sido empleada en alguna ocasión para realizar imágenes de alta resolución del hormigón, pese a que es una técnica restringida a entornos de laboratorio, por lo que no puede ser extrapolable a entornos industriales.

Recientemente, los métodos más prometedores son aquellos que emplean *smart sensors* como herramienta de diagnóstico. (Brunner et al. 2005) han desarrollado un sistema basado en fibras piezoeléctricas, que actúan como testigo. Se trata en este caso de dispositivos activos, por tanto deben ser

alimentados externamente a través de electrodos, los cuales han sido por el momento probados de forma superficial, y se considera la posibilidad de ser integrados para la medida de fraguado del hormigón.

De forma similar, de forma experimental se han usado sensores electro-ópticos basados en *Fiber Bragg Grating*, lo que supone introducir fibras ópticas en la masa de hormigón, para medir desde sus extremos, en el exterior de la estructura, deformaciones y otros efectos internos que se producen en la estructura. Por ejemplo, se han obtenido resultados positivos en la observación de las diferentes etapas del fraguado del hormigón (Leng y Asundi 2003).

2.4 – Aplicación de las ondas guiadas a los ensayos no destructivos

El presente trabajo estudia una configuración basada en estructuras guiadas, motivo por el cual se ha destinado un apartado preferencial a esta cuestión. La principal ventaja de dichos métodos radica en la forma de las ondas generadas. La filosofía subyacente en dichos métodos se basa en ubicar una estructura conductora, a modo de guía de ondas, en un material dieléctrico a caracterizar, que actúa como medio dieléctrico en la transmisión. De la evaluación de la atenuación y la velocidad de propagación del medio, además de su dispersión frecuencial, pueden extraerse los parámetros de interés a fin de caracterizar el material. La estructura guiadora permite confinar el campo en una región, lo cual conlleva:

- Propagación de **modos cuasi-TEM**, por lo que el análisis de datos se realiza de forma análoga a los sistemas radiados en campo lejano.
- El campo se encuentra **delimitado por la geometría** del sensor, lo que permite analizar zonas aisladas de la estructura a caracterizar.
- La onda se propaga en la dirección marcada por la guía, lo que elimina los **problemas derivados del *back radiation*** característico de las antenas.

Alguna de estas configuraciones nacen de las aplicaciones de caracterización del subsuelo mediante TDR (*Time Domain Reflectometry*). La configuración clásica se basa en el uso de dos o más barras metálicas, las cuales se clavan en el suelo a caracterizar, actuando a modo de línea de transmisión (balanceada en el caso de 2 barras o no balanceada en el caso más habitual de 3 o más barras). Se emite un pulso en su origen, el cual se reflejará al llegar al final de la línea de transmisión, y de vuelta al origen se mide la velocidad de propagación del pulso así como su dispersión temporal.

Partiendo del mismo principio de funcionamiento, (Huebner y Kupfer 2007) han desarrollado recientemente un equipo para la medida en el dominio del tiempo de dieléctricos no homogéneos, basado en una configuración trifilar con líneas planas, de modo que se comporta como una línea coplanaria. Dicho método muestra la capacidad de estimar el contenido de agua de la muestra medida, mediante un algoritmo de reconstrucción, pese a mostrarse aún poco desarrollado para la medida de la conductividad (por no ser en este caso la única fuente de pérdidas).

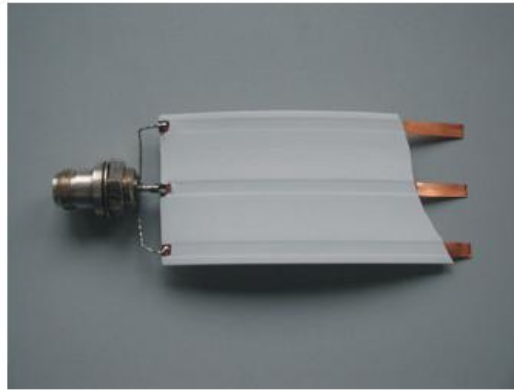


Figura 2.14 —Línea trifilar coplanaria diseñada para la medida de dieléctricos no homogéneos mediante técnicas TDR (Huebner y Kupfer 2007).

En la medida en el dominio temporal, mediante técnicas TDR, es clave el disponer de instrumentación con tiempos de subida (*rise-time*) reducidos, si se quiere tener una resolución de pocos cm, lo que resulta altamente costoso. Por ello, a menudo se recurre a la medida mediante un análisis frecuencial (FDR: *Frequency Domain Reflectometry*), para su análisis posterior en el dominio del tiempo mediante la transformada de Fourier, o bien un análisis mixto en tiempo y frecuencia (F/TDR).

En este caso, las señales medidas en el dominio de la frecuencia se evalúan en el dominio del tiempo, según técnicas TDR o TDT (*Time Domain Transmission*). Las medidas se adquieren en el dominio frecuencial y son luego transformadas al dominio temporal según las relaciones de Fourier. A fin de independizar la medida del material a caracterizar de las reflexiones indeseadas que tienen lugar en diferentes puntos de la línea, se procede a emplear técnicas de enventanado temporal, o *gating*, para efectuar el análisis posterior tanto en el dominio de la frecuencia como del tiempo.

La configuración probablemente más habitual por la efectividad de sus resultados y la simplicidad experimental es la que emplea una línea coaxial rellena del material a caracterizar, alternativamente construida mediante una guía de onda rectangular. Dicho método permite analizar la dependencia frecuencial de la permitividad partir de la medida en un entorno perfectamente caracterizado, como es la geometría coaxial, según la expresión de su impedancia característica Z_0 :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d} \quad (2.1)$$

donde ϵ es la constante dieléctrica del medio a caracterizar para un coaxial con un conductor exterior de diámetro D y diámetro del conductor interior d . Siguiendo esta filosofía, (Al-Qadi et al. 1997) desarrollaron una línea coaxial de grandes dimensiones rellena de hormigón, en la cual, a partir de medidas relativas a la misma línea rellena de teflón, midieron la permitividad compleja del material, y su correlación respecto a los valores teóricos esperados. A partir de ahí, y en base a la medida de los parámetros de *scattering* de la línea tanto en reflexión como en transmisión, se puede estimar la permitividad y la permeabilidad a partir de los parámetros de reflexión y transmisión (Millard et al. 2001), a partir de las aproximaciones de Nicolson-Ross y Weir, según se detallará en el capítulo 4.

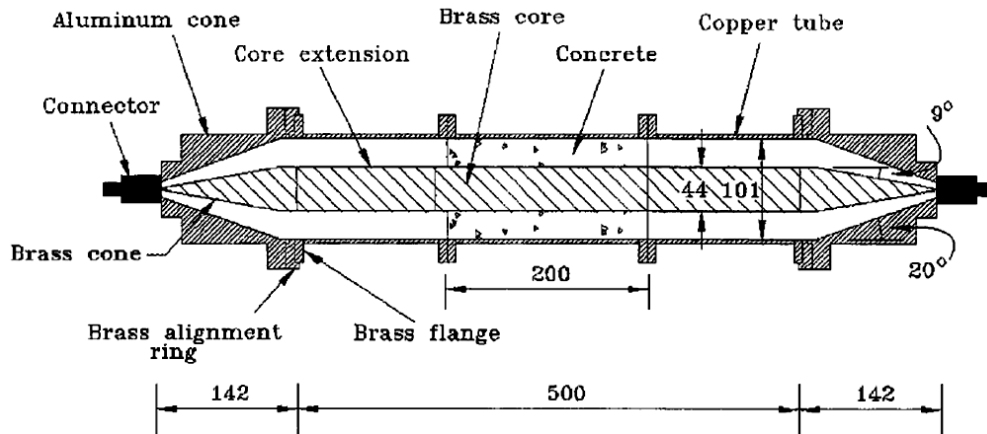


Figura 2.15 —Línea coaxial de grandes dimensiones para la caracterización dieléctrica del hormigón (valores de las cotas en mm) según (Millard et al. 2001).

Con un equipo con características similares, (Soutsos et al. 2001) estudiaron la concentración de agua en distintas muestras de hormigón, así como la influencia de las fibras de acero y la humedad frente a otros parámetros, concluyendo que la presencia de fibras o de agua son las mayores causas de variación de la permitividad compleja, analizada en el ámbito frecuencial entre 50 MHz y 1,6 GHz. No obstante, la presencia de acero provoca un cambio sustancial en la conductividad, menos acusado en el caso de la humedad. Se muestra a su vez la dificultad de medir con muestras de hormigón reforzado con fibras de acero a altas frecuencias. El mismo modelo se puede desarrollar con guías de ondas rectangulares (Pauli et al. 2007), teniendo en este caso propagación de modos TE y TM, que permiten discriminar entre las polarizaciones horizontal y vertical. En este caso, la aplicación permitía medir madera distinguiendo la dirección de alineación de la fibra.

De forma similar, (Adous et al. 2006) desarrollaron un sensor en forma coaxial acabado en cortocircuito, de modo que la muestra a caracterizar se ubica en el extremo de la línea y es la onda incidente y después reflejada la que determina la permitividad compleja del material. De dichas medidas se obtuvieron valores de ϵ entre 3,5 y 5 entre 50 MHz y 1,6 GHz, logrando distinguir entre hormigones con diferentes tipos de áridos.

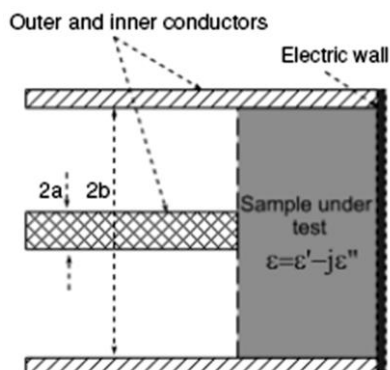


Figura 2.16 —Línea coaxial desarrollada para la medida en reflexión de muestras de hormigón (Adous et al. 2006).

Esta estructura es cercana a otra técnica habitual en la caracterización de materiales, como es la del OCTL (*Open Coaxial Transmission Line*). Dicha técnica extrapola la configuración anterior eliminando el

plano de masa final, de modo que la reflexión, en lugar de producirse en un cortocircuito, se realiza en el circuito abierto de final de línea. Dado que éste no será un circuito abierto ideal sino que tendrá un equivalente capacitivo, la magnitud de la reflexión será inferior, con la consiguiente pérdida de señal en recepción. Sin embargo, dicha configuración puede ser ligeramente modificada, mediante la inclusión de un plano de masa perpendicular en el extremo, a modo de *flange*, de forma que el sensor pueda aplicarse sobre superficies planas, aportando la capacidad de medir a nivel estructural.

De forma similar, los trabajos realizados por el equipo de R. Zoughi muestran la capacidad de medir distintos parámetros de interés del hormigón a partir de la onda reflejada en una guía de ondas rectangular acabada en circuito abierto. (Bois et al. 2000) demuestra la capacidad de dicho sensor de determinar la relación a/c de diversas muestras de hormigón, como medida estimativa de la resistencia a compresión de la estructura.

a. El sensor OCTL como método complementario

Mediante la geometría de la Línea Coaxial en Circuito Abierto se han realizado multitud de aplicaciones en el campo de la espectroscopia dieléctrica, muchas de ellas en la caracterización de tejidos biológicos o de dieléctricos sintéticos. Puede encontrarse nombrado también como OECL (*Open-Ended Coaxial Line*), o en castellano, LiTA (*Línea de Transmisión Abierta*). Desde un punto de vista práctico, el método presenta numerosas limitaciones, pero por las reducidas dimensiones del sensor, es una alternativa válida para medir en algunas ubicaciones particulares, como pueden ser las esquinas de las estructuras, o muros cortina de poco espesor, precisamente contextos en los que los otros métodos pierden validez. Se trata, pues, de un método que puede ser empleado como complemento a otros.

En lo referente a estructuras de hormigón, (Van Damme et al. 2004) desarrolló dicho método para la medida de dosificación de fibras en losas de hormigón. Propone un método de medida a 600 MHz, después del estudio de los resultados en el rango de 200 a 1500 MHz, usando una calibración a 3 referencias, mediante el cual logra mapas de dispersión de la dosificación de fibras en el hormigón, distinguiendo valores de 0, 20 y 40 kg/m³ de fibras de acero, combinando las medidas frecuenciales con técnicas de *gating*.

Con objetivo de refinar el método propuesto por Van Damme, (Patau 2008) diseñó un sensor similar, con el que se han realizado diversas medidas sobre probetas de hormigón. La principal ventaja de este trabajo es que se realiza empleando cableado comercial para la construcción del sensor, lo que lo hace repetible y escalable. Se muestra a su vez el alcance del método, así como las dificultades de repetibilidad que presentan las medidas, por su alta sensibilidad al posicionado del sensor sobre la muestra y la fuerza que aplica el sensor sobre la estructura. No obstante, se comprueba que una vez normalizados dichos efectos, el método discrimina entre distintos contenidos de fibras de acero, trabajando con diferentes muestras entre 0 y 70 kg/m³, en pasos de 10 kg/m³.

Si bien este método resulta prometedor por su capacidad de aportar mapas de dispersión espacial de contenido de fibras, un gran inconveniente es su limitada capacidad de penetración, la cual será

proporcional a la apertura del coaxial en su extremo, que lo convierte en una herramienta poco útil para el diagnóstico de grandes estructuras (Torrents et al. 2007b), aunque puede ser un método complementario a otros en la determinación de los parámetros de interés donde otros métodos no puedan medir por su geometría o presenten un error grande debido al efecto de bordes.

Posteriormente, la aplicación de este método con la añadidura de medir módulo y fase de la señal reflejada conjuntamente, aporta nuevos resultados en la determinación del contenido de fibras en una losa de mortero reforzado con fibras de acero (Torrents et al. 2009). Los resultados del módulo de reflexión presentaban una saturación para los valores más elevados de fibras, impidiendo distinguir entre dosis elevadas cercanas. En cambio, estos resultados muestran que añadir la información de fase aporta información a la determinación de la dosificación. Además, mediante medidas repetidas en un área determinada, la mayor presencia de fibras se traduce en una mayor dispersión en las medidas de fase.

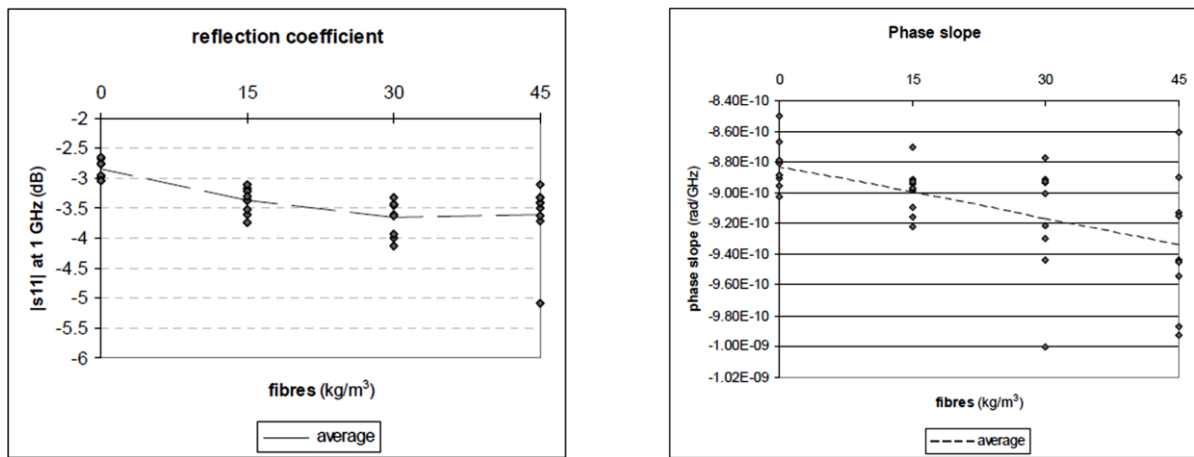


Figura 2.17 —Medidas de dosificación de fibras mediante un sensor OCTL (a) módulo y (b) fase (Torrents et al. 2009).

b. Aplicación de líneas de transmisión coplanarias para la caracterización de materiales

El empleo de geometrías planas como línea sensora implica una mayor adaptabilidad del método a las necesidades industriales existentes. Si bien los métodos aplicables a probetas son necesarios, la virtud de los métodos no destructivos radica en la capacidad de medir a nivel estructural. Partiendo de las técnicas TDR, largamente aplicadas a la caracterización de subsuelos, y de las experiencias de medidas en reflexión y transmisión efectuadas con líneas de transmisión cerradas, (Fidanboyly et al. 1990; Fidanboyly et al. 1992) estudia la forma de realizar dichas medidas mediante geometrías planas. En este caso, se parte del diseño de una línea de transmisión plana, de tipo *stripline*, como elemento de caracterización. La metodología es análoga a la del uso de líneas cerradas, pero al ser ahora una línea plana, el campo electromagnético se dispersa más, lo que conlleva una mayor presencia de efectos derivados de la dispersión temporal de los pulsos emitidos. De forma similar, se aplica este método a la medida de láminas magnéticas, para la determinación de la permeabilidad (Salahun et al. 2001).

Con geometrías similares, aunque con principios de medida algo distintos, se aprovecha la frecuencia de resonancia de circuitos planos para determinar la permitividad del material que sostienen, para

materiales no magnéticos. Así, se mide con anillos o líneas resonantes, montados con geometrías microstrip (Thompson et al. 2003).

Los trabajos de (Stuchly y Bassey 1998) muestran la capacidad de los sensores planos de medir la permeabilidad del medio, a partir de medidas en transmisión y reflexión, de forma análoga al modelo de guías de ondas rellenas del material. En este caso, se muestran medidas en líquidos empleando tanto una Guía de Ondas Coplanar (CPW: *Coplanar Waveguide*) de 3 conductores, como una de 2 conductores, CPS (*Coplanar Strips*). Mediante este modelo, se han medido las constantes dieléctricas de materiales de bajas pérdidas, a partir de la deposición del material sobre una región delimitada de la línea CPW (Rolain et al. 2004), y de forma similar se emplea la línea coplanar como base de una celda en la que se vierte un líquido con células en suspensión y se determina su permitividad (Seo et al. 2008). También se emplea en numerosas aplicaciones para la determinación de las constantes dieléctricas del aceite y derivados como parámetro de calidad (Khalid et al. 2006). Con el mismo objetivo, (Yeow et al. 2010) propone una serie de sensores planos, desde *microstrip* a CPW pasando por OCTL los cuales convergen en la obtención de los resultados.

No obstante, todos estos trabajos trabajan con la suposición de que la muestra se encuentra perfectamente adosada a la línea CPW, ya que la unión se realiza en líquidos. En cambio, (Raj et al. 2000) propone un método basado en una línea CPW de múltiples capas, mediante la cual se puede estimar la permitividad introducida por una región de aire entre el sensor y la muestra a caracterizar.

En la aplicación particular de sensores planos a estructuras de hormigón, (Nassr et al. 2008) emplea un sensor plano, de tipo CPS, y a partir de una señal de baja frecuencia realiza una aproximación cuasi-estática para la determinación de filtraciones de agua en las muestras de hormigón. Como una aplicación de acuametría del hormigón, (Volgyi 2007) muestra el diseño de un sensor de no-contacto mediante el cual se determina la permitividad de las muestras de hormigón fresco y endurecido en función de sus niveles de humedad.

3 Caracterización de materiales mediante ondas electromagnéticas

La propagación de ondas electromagnéticas en un material conlleva cambios en la velocidad de tránsito, fenómenos de absorción de la energía y variación en la fase de las ondas, los cuales dependen por un lado de la geometría de la estructura que los guía y por otro de las características intrínsecas del material y de las condiciones ambientales, como temperatura, humedad, etc.

La dependencia entre las características de un material y el cómo éstas afectan a la propagación de una onda puede estudiarse mediante la teoría de dieléctricos, en la que se considera cualquier material como un medio dieléctrico que presenta un cierto grado de aislamiento eléctrico y cierta conductividad, así como una respuesta ante la magnetización. Todo ello puede expresarse en términos físicos mediante la permitividad y la permeabilidad complejas, las cuales cuantifican la respuesta de un material ante el estímulo electromagnético. Además, cuando los materiales no son homogéneos, o se trabaja con mezclas de materiales, puede definirse una magnitud efectiva o equivalente que los describa.

En segundo lugar, la propagación de las ondas se ve afectada por la geometría de la estructura que las guía. Así como en el caso de las ondas radiadas se trataría de la antena que las emite y recibe, en el caso de los sensores planos se trabaja con guías de ondas coplanarias, esto es, dos o más láminas conductoras a través de las cuales transita la onda. En función del tipo de guía de onda, factores como la velocidad de propagación o la atenuación de la línea se verán afectadas.

Por último, el sistema de medida requiere de una calibración, a fin de establecer una referencia a partir de la cual cuantificar las medidas. De otro modo, en la medida del material a caracterizar no sería independiente de la instrumentación de medida. Calibrar el dispositivo de medida supone en este contexto desplazar el plano de referencia a los puertos del sensor. Como se muestra en la última sección de este capítulo, se han estudiado diferentes alternativas empleadas comúnmente en la calibración de equipos de microondas para después proponer un método propio de calibración, basado en los anteriores, y que se ha considerado más adecuado para los sensores objeto de esta tesis. Asimismo, se muestra la aplicación del método a uno de los sensores diseñados.

3.1 – Comportamiento electromagnético de materiales

La materia, generalmente en equilibrio eléctrico, está compuesta de elementos con carga. Se conoce por *dieléctricos* aquellos materiales que ofrecen una considerable oposición al paso de la corriente eléctrica (resistividades típicas por encima de $10^6 \Omega \cdot m$), frente a los materiales conductores, cuya oposición a la corriente es prácticamente despreciable (resistividades típicas inferiores a $10^{-5} \Omega \cdot m$). Idealmente, un dieléctrico no permite el paso de electrones a través de su estructura.

3.1.1. Dieléctrico homogéneo ideal

Considerando un cuerpo en equilibrio como un conjunto de dipolos eléctricos, éstos se reorientan en presencia de un campo eléctrico hasta llegar a una situación estática (Figura 3.1), función del momento dipolar propio de las cargas de signo opuesto. En presencia de un campo eléctrico, se produce lo que se conoce como *corriente eléctrica de desplazamiento*.

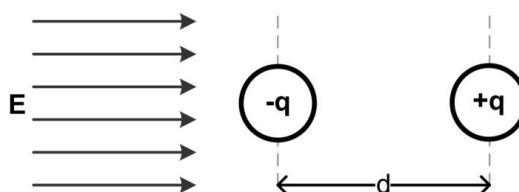


Figura 3.1 — Polarización de los dipolos eléctricos en presencia de un campo eléctrico.

Los fenómenos de polarización se clasifican según su naturaleza, dadas las diferentes distribuciones posibles de carga en la materia, en electrónicos, atómicos, de orientación y de interfase (Sihvola 1999, pp. 20-23):

- **Electrónicos.** Tienen lugar a nivel atómico por el desplazamiento de la carga de la nube de electrones respecto al núcleo atómico. Dichos fenómenos se presentan en forma de comportamiento resonante a las frecuencias del espectro óptico y ultravioleta.
- **Atómicos e iónicos.** Se dan a nivel molecular, ya que los átomos que las forman no disponen sus electrones de forma simétrica. La presencia de un campo eléctrico produce un desplazamiento de los átomos, creando momentos dipolares. La polarización iónica y atómica son fenómenos que se presentan frecuencias inferiores a los electrónicos, típicamente a las frecuencias propias de las ondas infrarrojas.
- **Orientación.** La disposición geométrica de los átomos en una molécula conlleva que algunas de ellas tengan un comportamiento dipolar permanente, por la asimetría en la disposición de los átomos con carga negativa respecto a los cargados positivamente, por ejemplo en la molécula de agua. La presencia de un campo eléctrico provocará una fuerza en la molécula con tendencia a orientarla según el campo. Dichas polarizaciones se presentan en forma de relajaciones con una constante de tiempo característica, intrínseca a cada material, generalmente a frecuencias dentro del espectro entre LF y de microondas.

- **Interfase.** En presencia de 2 o más materiales, especialmente en las regiones frontera entre un material altamente conductor y un dieléctrico, se crean acumulaciones de carga, manifestándose como una polarización a nivel macroscópico. Dicha polarización de interfases se manifiesta siempre que se cumple la relación $\sigma_1 \varepsilon_1 \neq \sigma_2 \varepsilon_2$ (Martinsen et al. 2002), (Pethig 1979, p. 153), principalmente a las frecuencias más bajas, presentándose como un gran incremento de la permitividad equivalente, como se analizará más adelante.

Todos estos fenómenos son esencialmente no lineales, pero se comportan de forma aproximadamente lineal para muchos materiales en condiciones ambientales, de modo que se puede determinar el momento dipolar a partir de la *polarizabilidad media* de las moléculas (α_T):

$$\vec{P}_e = \varepsilon_0 N \alpha_T \vec{E}_i \quad (3.1)$$

donde se puede separar la polarizabilidad media en función de su naturaleza:

$$\alpha_T = \alpha_e + \alpha_i + \frac{p^2}{3kT} \quad (3.2)$$

siendo α_T la polarizabilidad total, α_e la polarizabilidad electrónica, α_i la polarizabilidad iónica y el último término el correspondiente a dipolos permanentes de magnitud p (Ramo et al. 1974, pp. 144-145).

La superposición de los momentos dipolares creados en una región del material (\vec{P}_e) genera un incremento de la corriente de desplazamiento (\vec{D}), donde:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P}_e \quad (3.3)$$

y si el medio se comporta de forma lineal,

$$\vec{D} = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \vec{E} = \varepsilon \vec{E} \quad (3.4)$$

donde ε_0 es la permeabilidad magnética en el vacío; χ_e representa la susceptibilidad eléctrica, y se puede relacionar con la permitividad mediante

$$\varepsilon = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (3.5)$$

La permitividad compleja se compone de la parte real, relacionada con la polarizabilidad del material, y la parte imaginaria, debida a las pérdidas del material, principalmente ocasionadas por el calor que se desprende de la vibración de los dipolos (Pozar 2005, p. 10). En el caso de dieléctricos no ideales se sumará a dicha contribución las pérdidas por la conductividad del material.

3.1.2. Dieléctrico homogéneo con pérdidas: conductividad eléctrica

Las pérdidas en un dieléctrico pueden ocurrir también a causa de la conductividad eléctrica, y ambos fenómenos son indistinguibles, dado que ambos producen una disipación de energía de la onda incidente.

Un material con conductividad finita σ puede ser considerado como un dieléctrico con pérdidas por conducción, ya que existirá una densidad de corriente, expresable según la ley de Ohm en su forma general:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (3.6)$$

De las ecuaciones de Maxwell, se extrae:

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \vec{D} + \vec{J} = j\omega \varepsilon' \vec{E} + (\omega \varepsilon'' + \sigma) \vec{E} \quad (3.7)$$

de modo que las pérdidas del dieléctrico por fricción se unen a las pérdidas por conductividad. Puede entenderse el término de pérdidas como una conductividad efectiva, la cual se expresa a menudo mediante la *tangente de pérdidas*, que relaciona las partes real e imaginaria de la corriente de desplazamiento, o lo que es lo mismo, las pérdidas del material respecto a su constante dieléctrica ideal:

$$\tan \delta = \frac{\omega \varepsilon'' + \sigma}{\omega \varepsilon'} \quad (3.8)$$

En consecuencia, cualquier medida de la tangente de pérdidas comprende tanto las pérdidas del dieléctrico como las pérdidas por conductividad. Sin embargo, a frecuencias de microondas, el primer término será más importante que el segundo, puesto que crece notablemente el término ω (Collin 1992, pp. 23-28).

3.1.3. Permeabilidad magnética

De forma similar al comportamiento dieléctrico, los materiales magnéticos presentan momentos magnéticos en presencia de un campo magnético, generando una polarización magnética, (\vec{P}_m), de modo que, análogamente a la expresión (3.4), en este caso,

$$\vec{B} = \mu_0(1 + \chi_m)\vec{H} = \mu\vec{H} \quad (3.9)$$

donde μ_0 es la permeabilidad magnética en el vacío y χ_m representa la susceptibilidad magnética. La permeabilidad magnética (μ) de nuevo es una magnitud compleja, la parte imaginaria de la cual (μ'') relaciona las pérdidas por amortiguamiento (Pozar 2005, p. 13) respecto a su parte real

$$\mu = \mu_0(1 + \chi_m) = \mu' - j\mu'' \quad (3.10)$$

En este caso no existen otras fuentes de pérdidas por no existir un concepto análogo a la conductividad en el contexto magnético, por lo que la medida de pérdidas de la permeabilidad magnética aporta directamente las pérdidas por polarización.

De forma similar al caso eléctrico, se puede definir la *polarizabilidad magnética*, a partir del momento de polarización del dipolo (m_0), de modo que la susceptibilidad magnética resulta:

$$\chi_m = N \frac{\mu_0 m_0^2}{3kT} \quad (3.11)$$

En función de los valores de la polarizabilidad magnética, se pueden clasificar los materiales en (Kao 2004):

- **Diamagnéticos.** Materiales con una permeabilidad relativa ligeramente inferior a 1 ($\chi_m \lesssim 0$), por lo que presentan una ligera repulsión ante la presencia de un campo magnético. La mayoría de las sustancias pertenecen a este grupo.
- **Paramagnéticos.** Materiales con una permeabilidad relativa ligeramente superior a 1 ($\chi_m \gtrsim 0$). Presentan cierta tendencia a alinear sus momentos magnéticos ante un campo magnético externo, por lo que son levemente atraídos por un imán.
- **Ferromagnéticos.** Materiales con alto grado de magnetización ($\chi_m \gg 0$). En presencia de un campo magnético externo, sus momentos magnéticos se alinean en todo el volumen del material, de modo que son fuertemente atraídos por un imán.

3.1.4. Propiedades electromagnéticas de materiales heterogéneos

Como se ha introducido anteriormente, en presencia de más de un material la mezcla de materiales no se comporta como la adición lineal de las contribuciones individuales, de modo que se desarrollan diferentes modelos para analizar el comportamiento de materiales heterogéneos, resultado de la mezcla de materiales con distintos valores de conductividad y permitividad. Dichos métodos proponen el uso de una magnitud equivalente o efectiva obtenida como suma parcial de las contribuciones de las magnitudes individuales.

a. Modelos equivalentes

J. C. Maxwell propuso un modelo sobre la conductividad de un medio heterogéneo, para mezclas de dos materiales. Se considera un material homogéneo (con resistividad ρ_1) con la inclusión de partículas o pequeñas regiones esféricas de otro material (ρ_2), ocupando un volumen relativo f_v (Maxwell 1873, capítulo IX).

$$\rho_{eq} = \frac{2\rho_2 + \rho_1 + f_v(\rho_2 - \rho_1)}{2\rho_2 + \rho_1 - 2f_v(\rho_2 - \rho_1)} \rho_1 \quad (3.12)$$

Basándose en las teorías de Maxwell acerca de medios heterogéneos, con el propósito de tener un modelo equivalente de dieléctrico, diferentes trabajos han propuesto modelos basándose en un modelo de esferoides dispersos en un medio dieléctrico (Tinga et al. 1973). En particular, para la determinación de la constante dieléctrica de un medio en el que se han incrustado partículas con una constante dieléctrica distinta, se puede desarrollar un modelo de permitividad y permeabilidad efectiva. Dicho modelo puede extrapolarse a continuación para partículas conductoras en un medio dieléctrico.

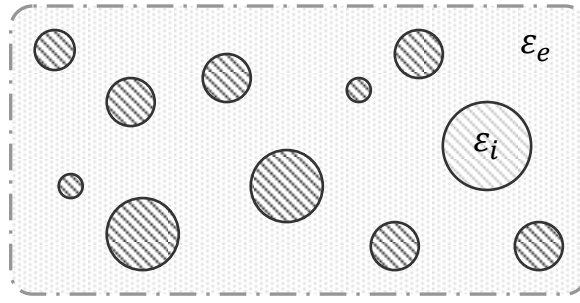


Figura 3.2 — Modelo de esferas dieléctricas dispersas de forma aleatoria en un medio de constante dieléctrica distinta.

Partiendo de la expresión (3.4), en el caso de un material heterogéneo se puede medir una permitividad equivalente ε_{eff} :

$$\langle \vec{D} \rangle = \varepsilon_{eff} \langle \vec{E} \rangle \quad (3.13)$$

Ponderando las regiones del espacio que contienen un determinado valor de permitividad en función de la fracción relativa de volumen (f_v) que ocupan,

$$\langle \vec{D} \rangle = f_v \varepsilon_i \vec{E}_i + (1 - f_v) \varepsilon_e \vec{E}_e \quad (3.14)$$

$$\langle \vec{E} \rangle = f_v \vec{E}_i + (1 - f_v) \vec{E}_e \quad (3.15)$$

A partir de aquí puede llegarse a una expresión de la permitividad efectiva en función de la relación entre el campo en el interior y el exterior de las esferas conductoras. Un desarrollo clásico del modelo de esferas dieléctricas contenidas en un medio con constante dieléctrica distinta fue desarrollado a finales del siglo XIX por Lord Rayleigh (Rayleigh 1892).

$$\frac{\varepsilon_{eff} - \varepsilon_e}{\varepsilon_{eff} + 2\varepsilon_e} = f_v \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_e}{\varepsilon_i + 2\varepsilon_e} \quad (3.16)$$

Una generalización de dicha fórmula propuesta por Wiener incluye la modificación de uno de sus términos en función del factor de forma de las inclusiones, obtenido de forma semi-empírica, de modo que no se limita ya a inclusiones esféricas (Wiener 1912).

$$\frac{\varepsilon_{eff} - \varepsilon_e}{\varepsilon_{eff} + F_f} = f_v \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_e}{\varepsilon_i + F_f} \quad (3.17)$$

donde F_f representa el factor de forma. Se puede comprobar que cuando $F_f = 2\varepsilon_e$, la ecuación responde al modelo de esferas. Se detalla a su vez que dicho factor puede escribirse como $F_f = 2\varepsilon_i$ para el caso de inclusiones en forma de disco o bien para el caso de agujas,

$$F_f = \frac{1}{2}(\varepsilon_i - 3\varepsilon_e) \quad (3.18)$$

Como un desarrollo de la misma filosofía, Bruggeman introdujo el concepto de permitividad efectiva (Tinga 1992). Así, desarrolló la fórmula de Wiener para llegar a una formulación que ha sido ampliamente

aceptada posteriormente (Bruggeman 1935). Para un dieléctrico de 2 fases con inclusiones esféricas, resulta:

$$\frac{\varepsilon_i - \varepsilon_{eff}}{\varepsilon_i + \varepsilon_e} = (1 - f_v) \left(\frac{\varepsilon_{eff}}{\varepsilon_e} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (3.19)$$

Suponiendo también un modelo de inclusiones esféricas como el desarrollado por Rayleigh, Maxwell Garnett (Maxwell-Garnett 1904) llegó a una de las expresiones más empleadas en la actualidad para mezclas de dieléctricos (Sihvola y Kong 1988). Dicha expresión es por completo equivalente a (3.16) para el caso de inclusiones esféricas:

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_e + \frac{3f_v \varepsilon_e (\varepsilon_i - \varepsilon_e)}{\varepsilon_i + 2\varepsilon_e - f_v (\varepsilon_i - \varepsilon_e)} \quad (3.20)$$

Sin embargo, una generalización de dicha fórmula permite extrapolarla al caso de más de dos dieléctricos homogéneos entre los materiales constituyentes de las inclusiones dentro del medio contenedor (Sihvola 1999, pp. 61-62), y a su vez desarrollar el mismo modelo para inclusiones no esféricas, como se detalla en la sección posterior. Cada uno de estos modelos siempre se restringe a que las partículas sean pequeñas en términos de longitud de onda y a que no haya interacción entre las partículas, lo cual en el caso de partículas conductoras puede reducirse a que no haya contacto físico entre las inclusiones.

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_e + 3\varepsilon_e \frac{\sum_{k=1}^K f_k \frac{\varepsilon_k - \varepsilon_e}{\varepsilon_k + 2\varepsilon_e}}{1 - \sum_{k=1}^K f_k \frac{\varepsilon_k - \varepsilon_e}{\varepsilon_k + 2\varepsilon_e}} \quad (3.21)$$

Dichos modelos pueden ser también aplicados a la permeabilidad magnética, sustituyendo los términos de ε por términos de μ (Waki et al. 2005), de modo que la ecuación de Rayleigh puede definir de forma análoga un valor de μ_{eff} (Sihvola y Lindell 1992). Igualmente, su equivalente en forma de ecuación de Maxwell-Garnett (Manolatu 1995):

$$\mu_{eff} = \mu_e + \frac{3f_v \mu_e (\mu_i - \mu_e)}{\mu_i + 2\mu_e - f_v (\mu_i - \mu_e)} \quad (3.22)$$

b. Modelado de fibras de acero distribuidas en un bloque de hormigón

En el contexto de fibras de acero dispersas en un material dieléctrico homogéneo, es preciso concentrar dichas aproximaciones para el caso de inclusiones conductoras no esféricas. Como se ha detallado en la sección anterior, el modelo de Maxwell-Garnett permite el modelado de algunas geometrías no esféricas. En este caso se modelan las fibras como elipsoides, con una relación eje mayor a ejes menores correspondiente al tamaño de las fibras (50 para el caso de las fibras con un diámetro de 1 mm por 50 mm de longitud), por tanto con una gran excentricidad.

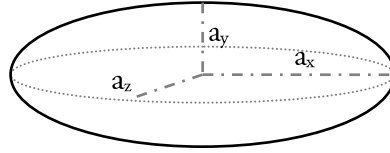


Figura 3.3 — Geometría del elipsoide empleado para modelar las fibras de acero.

Trabajar con elipsoides implica estudiar el factor de despolarización en cada uno de los ejes, siendo cada uno de ellos $1/3$ para el caso de una esfera. Para esferoides con un eje mayor muy superior a los otros dos, se modela la excentricidad como:

$$e = \sqrt{1 - \frac{a_{y,z}^2}{a_x^2}} \quad (3.23)$$

y los coeficientes propios de despolarización quedan como

$$N_x = \frac{1 - e^2}{2e^3} \left(\ln \frac{1 + e}{1 - e} - 2e \right) \quad (3.24)$$

y además,

$$N_y = N_z = \frac{1 - N_x}{2} \quad (3.25)$$

Considerando las fibras con una orientación perfectamente aleatoria, la permitividad efectiva resulta (Sihvola 2000):

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_e + \frac{\frac{f_v \varepsilon_e}{3} \sum_{j=x,y,z} \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_e}{\varepsilon_e + N_j (\varepsilon_i - \varepsilon_e)}}{1 - \frac{f_v}{3} \sum_{j=x,y,z} \frac{N_j (\varepsilon_i - \varepsilon_e)}{\varepsilon_e + N_j (\varepsilon_i - \varepsilon_e)}} \quad (3.26)$$

Dicha expresión se puede particularizar para el caso de fibras de acero dispersas en una matriz de hormigón, ya que al ser éstas un material conductor, puede aproximarse por $\varepsilon_e \gg \varepsilon_i$ ($\varepsilon_i \rightarrow \infty$) (Van Damme et al. 2004), siendo

$$\varepsilon_{eff} \approx \varepsilon_e + \frac{f_v \varepsilon_e}{3(1 - f_v)} \sum_{j=x,y,z} \frac{1}{N_j} \quad (3.27)$$

Dichas expresiones pueden ser empleadas a su vez para la permeabilidad magnética. En este caso, la permeabilidad del acero es también mucho mayor que la del hormigón, que es aproximadamente 1. Puede considerarse en este caso $\frac{\mu_i}{\mu_e} \gtrsim 10^3$,

$$\mu_{eff} \approx \mu_e + \frac{f_v \mu_e}{3(1 - f_v)} \sum_{j=x,y,z} \frac{1}{\frac{\mu_e}{\mu_i} + N_j} \quad (3.28)$$

Además, (Sihvola y Lindell 1992) realiza una aproximación expresa aplicando un factor de forma específico para el caso de encontrarse con agujas con una distribución aleatoria dentro de la masa contenedora. La Figura 3.4 muestra el comportamiento de la permeabilidad efectiva en función de la concentración de agujas en el medio.

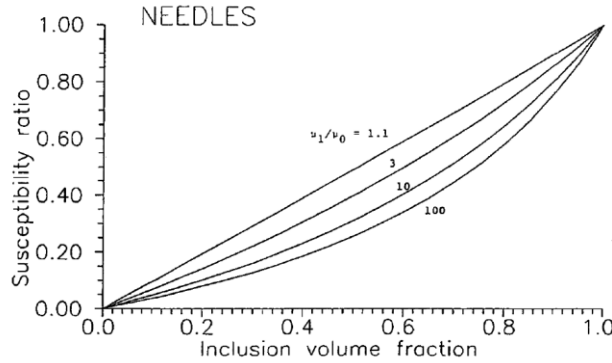


Figura 3.4 — Permeabilidad efectiva normalizada (se define la Susceptibility Ratio como $SR = \frac{\mu_{eff} - \mu_0}{\mu_1 - \mu_0}$) para una mezcla de dos materiales en función de la fracción de volumen ocupado por las inclusiones en forma de aguja (Sihvola y Lindell 1992).

Empleando dicho modelo, las expresiones propuestas resultan (Sihvola 1999), (Sihvola y Lindell 1992):

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_e + \frac{f_v(\varepsilon_i - \varepsilon_e)(\varepsilon_i + 5\varepsilon_e)}{(3 - 2f_v)\varepsilon_i + (3 + 2f_v)\varepsilon_e} \quad (3.29)$$

$$\mu_{eff} = \mu_e + \frac{f_v(\mu_i - \mu_e)(\mu_i + 5\mu_e)}{(3 - 2f_v)\mu_i + (3 + 2f_v)\mu_e} \quad (3.30)$$

Cabe destacar que dichas aproximaciones se han obtenido bajo la suposición de que las fibras se encuentran orientadas de forma completamente aleatoria, por lo que si existe alguna orientación preferente, los resultados deben alejarse del modelo (los coeficientes de despolarización deberían calcularse expresamente para cada dirección particular). Igualmente, se trabaja con la premisa de que las fibras no interactúan entre sí, aspecto completamente incontrolable en la práctica. En consecuencia es esperable que el modelo sea más fiel para dosificaciones pequeñas y se aleje más de la realidad cuando la cuantía de inclusiones es mayor, ya que la probabilidad de tener interacciones y contacto entre ellas es mucho mayor.

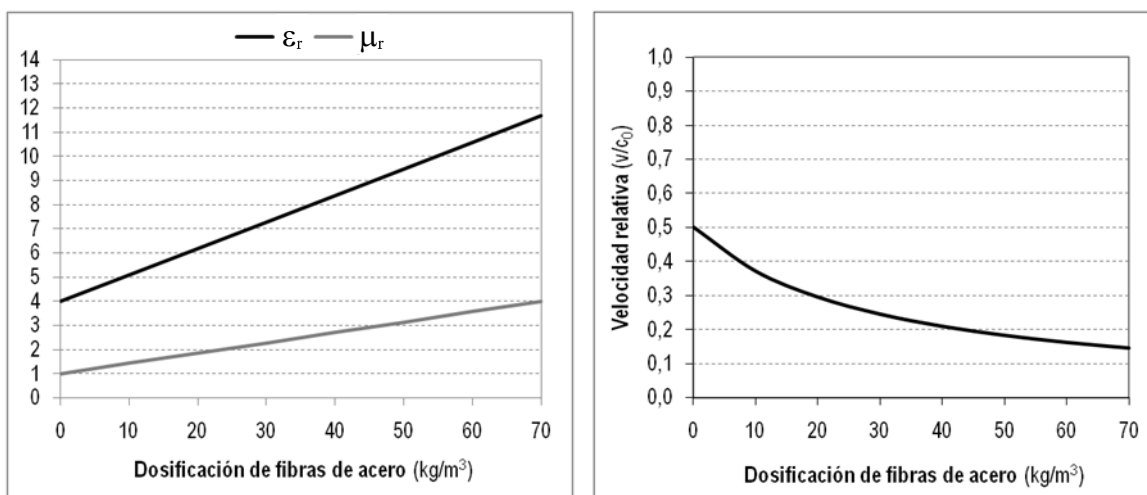


Figura 3.5 —Según el modelo de Maxwell Garnett, (a) valores de permitividad y permeabilidad esperados en la medida de hormigón con fibras de acero (considerando hormigón con $\epsilon=4$ y acero con $\mu=1000$) y (b) velocidad de propagación teórica de las ondas electromagnéticas en el interior del material, siendo v la velocidad de propagación de la onda y c_0 la velocidad de propagación de la luz en el vacío.

La aplicación de estas ecuaciones se traduce en una curva que relaciona el contenido de fibras en hormigón con la permitividad y permeabilidad esperadas (Figura 3.5). En este caso, se ha considerado una permitividad de 4 para el hormigón, y una permeabilidad de 1000 para las fibras de acero. Dichos valores pueden cambiar bastante en función de la naturaleza de los materiales empleados, así que el valor numérico debe tomarse como un caso medio. Se han calculado los valores correspondientes a diferentes dosificaciones habituales de hormigón reforzado con fibras de acero (desde 0 hasta 70 kg/m³). Puede verse que la curva se comporta de forma aproximadamente lineal, dado que la fracción de volumen ocupada por las fibras de acero ante el volumen de hormigón es pequeña. Siendo así, la aproximación para esferoides presenta poca desviación respecto a la de agujas.

La variación de los valores de permitividad y permeabilidad tendrá como consecuencia directa una variación en la velocidad de propagación del medio, disminuyendo conforme aumenta la fracción de inclusiones, como puede verse en la Figura 3.5-b.

3.2 – Líneas de transmisión planas no homogéneas

El trabajo con líneas de transmisión permite emplear ondas guiadas en lugar de radiadas, lo que se traduce en una capacidad mayor de confinar el campo dentro de las regiones de interés, y de analizar a posteriori las trayectorias que ha seguido la onda electromagnética. Entre las líneas más usuales destacan aquellas capaces de transportar ondas electromagnéticas transversales (TEM) a la dirección de la propagación. No obstante, cuando se trabaja con líneas planas, en la mayoría de las situaciones se trata con ondas cuasi-TEM, en las que el campo electromagnético tiene una cierta componente longitudinal, por lo que no es perfectamente transversal a la propagación.

Como se ha descrito anteriormente, la relación entre la energía aplicada y la corriente de desplazamiento será función de la permitividad del medio. En el caso de líneas planas, a menudo las líneas

de campo atraviesan más de un medio (líneas no homogéneas), por lo que es necesario definir un parámetro de permitividad efectiva o aparente (Edwards y Steer 2000, pp. 8-14), como

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (3.31)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío y v_p la velocidad de fase del modo principal en la línea. Cuando dicha magnitud varía en función de la frecuencia, se producen efectos de dispersión, lo que en el dominio del tiempo se traduce en un ensanchamiento del pulso emitido.

Un parámetro básico en el diseño de líneas de transmisión será el de la adaptación, directamente relacionado con la impedancia característica de la línea. Dicha impedancia será un parámetro función exclusivamente de la naturaleza de los materiales que atraviesa la onda y de la geometría de la línea. En aquellos puntos en que la línea presente un cambio de impedancia, existirá una reflexión de la onda electromagnética. Ante una geometría caracterizada, por tanto, la medida de la reflexión será un parámetro identificador de la naturaleza del material.

De entre la multitud de líneas planas de transmisión existentes, se estudiarán aquellas configuraciones capaces de hacer penetrar las ondas en una estructura adjunta, descartando por tanto todas aquellas que confinan el campo al interior del dieléctrico (coaxial, guía de ondas rectangular, *stripline*, etc.).

Se estudiarán principalmente la geometría conocida como guía de onda coplanaria (*CPW: Coplanar Waveguide*) para el caso de línea no balanceada y en el caso de línea balanceada, una configuración de línea diferencial bifilar coplanaria (*CPS: Coplanar Strip*).

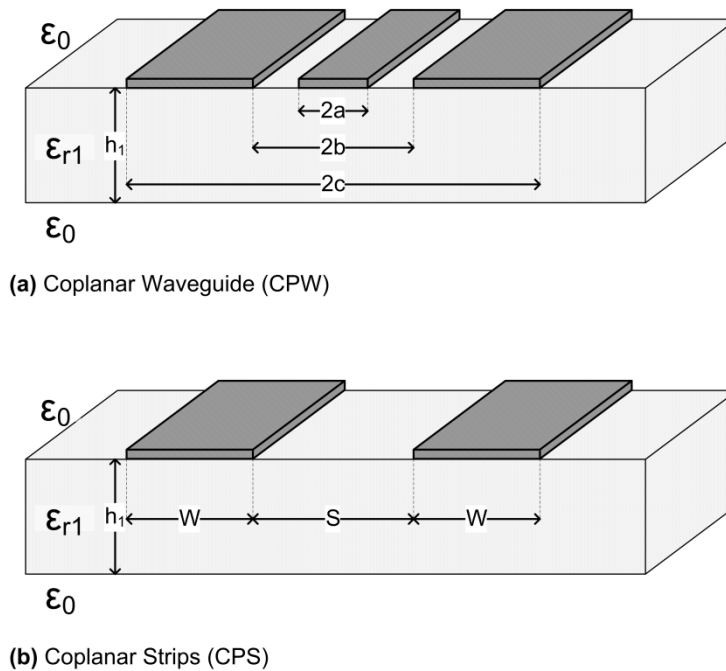


Figura 3.6 — Modelo geométrico de una guía de ondas coplanaria (CPW) y de una línea coplanaria diferencial (CPS)

3.2.1. Guía de ondas coplanaria (CPW)

La distribución de campos en una línea CPW está basada en la distribución de una línea coaxial, con las dos líneas exteriores a tierra y el vivo en el conductor central, lo que constituye su principal ventaja a la hora de trabajar con ella, puesto que no necesita de adaptación mediante un balun, transición necesaria entre líneas balanceadas y no balanceadas.

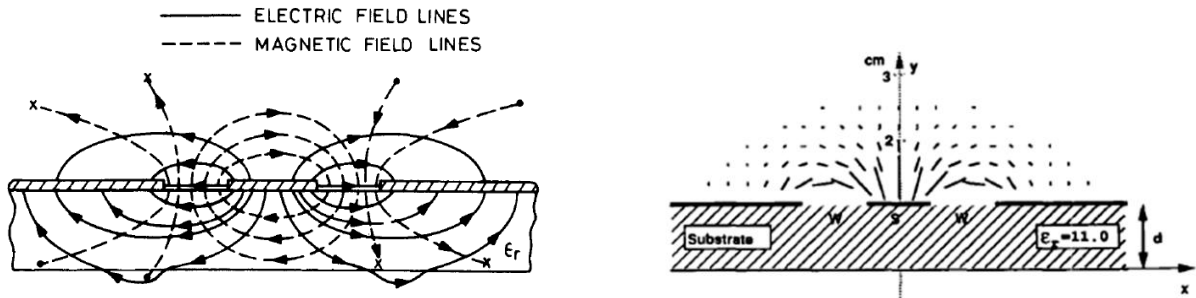


Figura 3.7 — Líneas de campo presentes en las inmediaciones de una línea CPW (a) modelo teórico según (Gupta et al. 1996, p. 376) y (b) resultado de simulaciones según (Iskander y Lind 1989).

Las expresiones que relacionan la impedancia característica de la línea con su geometría se pueden obtener a partir de una transformación conforme de la impedancia de una línea coaxial (Dib y Al-Zoubi 2000). Por consiguiente los campos propagados por esta línea, llamados cuasi-TEM, son similares a los de la línea coaxial (TEM). Por ello, las expresiones para el cálculo de los parámetros de la línea suponen una propagación TEM, y serán modelos de segundo orden los que tengan en cuenta la no idealidad de este modelo (Gevorgian et al. 1997).

Dicha línea de transmisión debe su nombre a las iniciales de C.P. Wen, quien propuso esta configuración. A partir de las dimensiones mostradas en el diagrama siguiente,

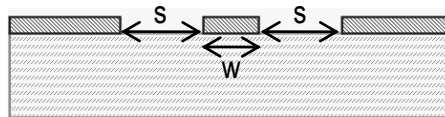


Figura 3.8 — Diagrama de la configuración de guía de ondas coplanaria (CPW)

la expresión de la impedancia característica, se expresa según (Wen 1969) como:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (3.32)$$

siendo $K(\cdot)$ la integral elíptica completa de primera especie de primer orden, ϵ_{eff} es la permitividad efectiva de la configuración, tal como se ha definido en la expresión (3.31), y a su vez k es la relación entre el conductor central y la separación entre líneas,

$$k = \frac{w}{w + 2s} = \sqrt{1 - k'^2} \quad (3.33)$$

Tradicionalmente se han calculado sus valores mediante tablas, sin embargo, (Hilberg 1969) expresa mediante una expresión cerrada la permitividad efectiva para sustratos de dimensiones comparables a la separación entre líneas:

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \text{ para } 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.34)$$

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \text{ para } \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1$$

Para un espaciado pequeño, (Collin 1992, pp.175-179) aproxima la permitividad efectiva como la media entre el dieléctrico superior y el dieléctrico del sustrato. Para separaciones grandes entre las líneas podría considerarse el sustrato como negligible, y expresar la permitividad como la media entre el dieléctrico superior e inferior a la línea.

Según la aproximación de Hilberg, la impedancia característica de la línea en función de la permitividad del medio resulta como muestra la Figura 3.9. Así pues, la adaptación a 50Ω se logrará con relaciones de aspecto superiores a 0,6, mientras que la mayor profundidad de penetración se dará con relaciones de aspecto bajas (inferiores a 0,2), ya que para conseguir mayor profundidad se hace necesaria una mayor separación entre conductores. Esto hace necesario el diseño de una transición adecuada para adaptar ambos valores de impedancia característica, como se verá en el capítulo siguiente.

Partiendo de dichas expresiones se han realizado numerosos trabajos y nuevas aproximaciones. (Hanna y Thebault 1984) muestra la extrapolación de dicho modelo en presencia de asimetrías, así sea como un parámetro de diseño como para evaluar fuentes de error.

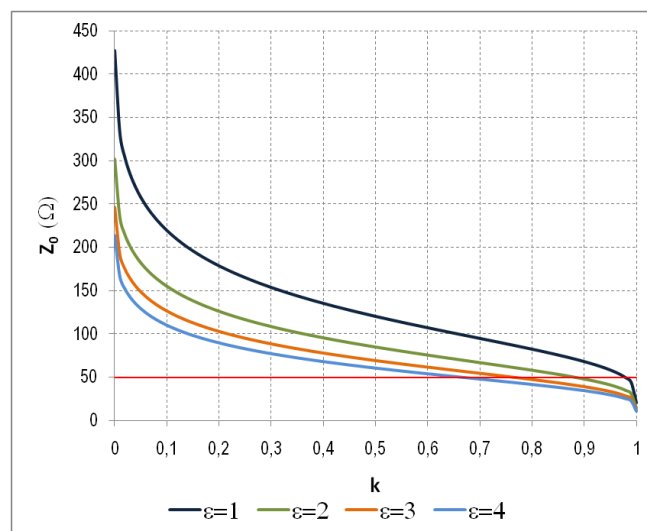


Figura 3.9 — Impedancia de una línea CPW en función de la constante k , para distintos valores de ϵ_{eff} .

a. CPW con planos de masa finitos (FG-CPW) sobre dieléctricos multicapa

Las expresiones anteriores se extraen del modelo ideal de guía de ondas coplanaria, sin embargo las implementaciones reales de estas configuraciones deben ser modeladas contemplando ciertas limitaciones

físicas. En primer lugar, el modelo anterior supone que los planos de masa son infinitos (o al menos mucho más grandes que el conductor central en términos de longitud de onda). Dado que esta suposición no se cumplirá en la mayoría de diseños, el valor de la constante dimensional k se ve modificado, siendo así una guía de ondas coplanaria con planos de masa finitos (*FG-CPW: Finite-Ground Coplanar Waveguide*).

$$k = \frac{c}{b} \sqrt{\frac{b^2 - a^2}{c^2 - a^2}} = \sqrt{1 - k'^2} \quad (3.35)$$

Donde a , b y c corresponden a las dimensiones de la línea, (Figura 3.10) (Simons 2001, capítulo 4).

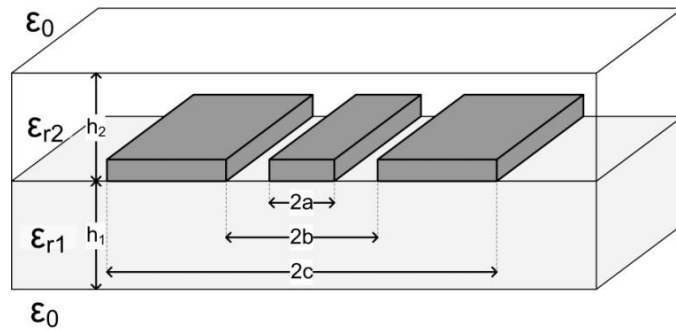


Figura 3.10 — Modelo de una CPW con planos de masa finitos sobre un dieléctrico de 2 capas.

Del mismo modo, las líneas de transmisión que se han mostrado en la sección anterior responden al caso de tener una guía de ondas sobre un sustrato de permitividad arbitraria rodeado de aire, con permitividad relativa 1, pero en el caso de las medidas en las que se acopla el sensor plano al material a caracterizar, el modelo deberá contemplar una línea plana rodeada de más de un dieléctrico. Pese a que el modelo se puede aplicar para N dieléctricos (Simons 2001, capítulo 4), se detallan a continuación las expresiones para un modelo de 2 capas, dado que es el que será empleado en el contexto de un sensor ubicado sobre una muestra de material a caracterizar. La formulación empleada modifica el valor de la permitividad efectiva en función de la geometría del sistema, siendo,

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2} (\varepsilon_{r_i} - 1) \frac{K(k) K(k'_i)}{K(k') K(k_i)} \quad (3.36)$$

donde ε_{eff} es la permitividad efectiva de la línea CPW (según la expresión (3.31)),

$$k_i = \frac{\sinh\left(\frac{\pi c}{2h_i}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h_i}\right)} \sqrt{\frac{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h_i}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_i}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h_i}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_i}\right)}} \quad (3.37)$$

siendo h_1 y h_2 las dimensiones geométricas de la línea CPW, como se muestra en la Figura 3.10.

3.2.2. Línea coplanaria diferencial (CPS)

Dado que con una línea CPW un aumento de la separación entre conductores está directamente relacionado con un aumento de la impedancia característica de la línea, parece justificado el empleo de líneas de transmisión con una configuración bifilar para construir sensores planos, dado que la disposición de únicamente 2 conductores permite una mayor penetración de la onda con una línea de las mismas dimensiones.

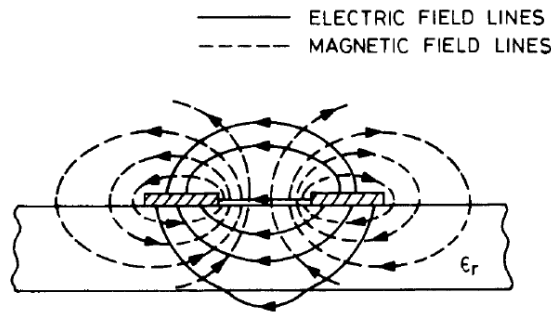


Figura 3.11 — Líneas de campo presentes en una línea CPS, modelo teórico según (Gupta et al. 1996, p. 377).

A diferencia de la línea CPW, cuando se sitúan únicamente 2 conductores en lugar de 3, la onda se transmite de forma diferencial, o balanceada. En consecuencia, el uso de líneas de 2 conductores conlleva el empleo de estructuras de tipo *balun* (*balanced – unbalanced*), capaces de adaptar una línea no balanceada como es el coaxial de entrada con una línea balanceada CPS, lo que supone una dificultad en un contexto de medidas de banda ancha. En el apartado 4.4.1 (*Desarrollo de baluns de banda ancha*) se describe el uso de *baluns* en la presente tesis.

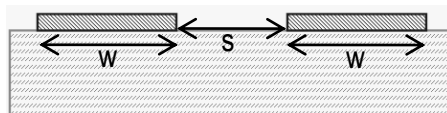


Figura 3.12 — Diagrama de la configuración de línea coplanaria diferencial (CPS)

Para una línea CPS ideal, se aproxima el valor de la impedancia característica según (Simons 2001, capítulo 6):

$$Z_0 = \frac{120\pi K(k')}{\sqrt{\epsilon_{eff}} K(k)} \quad (3.38)$$

siendo ahora el valor de k correspondiente a los valores de s y w que se muestran en la

Figura 3.12.

$$k' = \frac{s}{s + 2w} = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.39)$$

Los valores de impedancia obtenidos mediante esta línea son mayores para un mismo valor de k . Por un lado, esto implica una mayor dificultad de adaptación a 50Ω , lo que se consigue con espaciados entre líneas muy pequeños (Figura 3.13). Este factor conlleva el uso de adaptaciones de impedancias antes de la línea CPS, por la factibilidad de construir líneas de más de 100Ω .

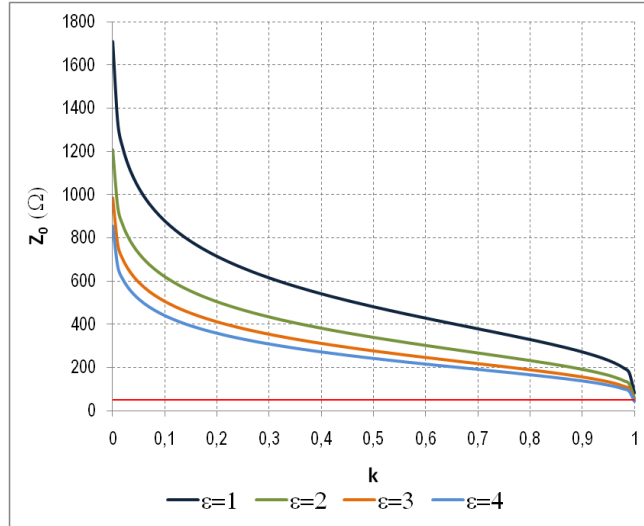


Figura 3.13 — Impedancia de una línea CPS en función de la constante k , para distintos valores de ϵ_{eff} .

a. CPS sobre dieléctricos multicapa

Igual que en el caso anterior, debe considerarse un modelo más preciso para el caso de líneas CPS montados sobre dieléctricos multicapa. La aproximación de planos de masa infinitos no se ha realizado en este caso (dicha configuración es una línea conocida como *slotline*, que merecería trato aparte), así que en la ecuación de la impedancia ya se ha tenido en cuenta la anchura de los conductores.

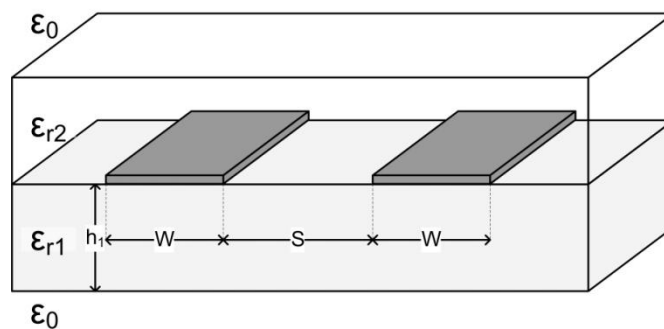


Figura 3.14 — Modelo de una línea CPS sobre un dieléctrico de 2 capas.

De nuevo, el modelo puede aplicarse a N dieléctricos (Simons 2001, capítulo 6), pero se describe el modelo simplificado de 2 capas, dado que es el que se empleará en las secciones posteriores para el diseño y análisis del sensor. El valor de la permitividad efectiva para esta geometría resulta análogo a la expresión de la línea CPS:

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2} (\varepsilon_{r_i} - 1) \frac{K(k) K(k'_i)}{K(k') K(k_i)} \quad (3.40)$$

donde ε_{r_i} ($i=1,2$) es la constante dieléctrica de cada uno de los materiales que rodean la línea CPS. El valor de la constante geométrica de la línea ahora será:

$$k_i = \sqrt{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi}{2h_i} \frac{s}{2}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi}{2h_i} \left(w + \frac{s}{2}\right)\right)}} = \sqrt{1 - k'^2} \quad (3.41)$$

3.3 – Métodos de calibración

La medida de los parámetros de reflexión y transmisión en líneas de transmisión se realiza mediante un analizador vectorial de redes (*VNA: Vector Network Analyzer*). Esto implica aplicar algún método de calibración, ya que de otro modo el resultado de la medida resultaría enmascarado por las fuentes de error que introducen los mismos puertos del equipo, los cables e impedancias de contacto, o el error sistemático intrínseco al analizador. La medida de los parámetros de dispersión (o *scattering*) de un dispositivo de 2 puertos se verá afectado por las fuentes de incertidumbre del propio equipo de medida así como la disposición del cableado y sus conexiones. A fin de reducir la incertidumbre de la medida final será necesario aplicar un algoritmo que, en base a unas medidas patrón, minimice dichas fuentes de error.

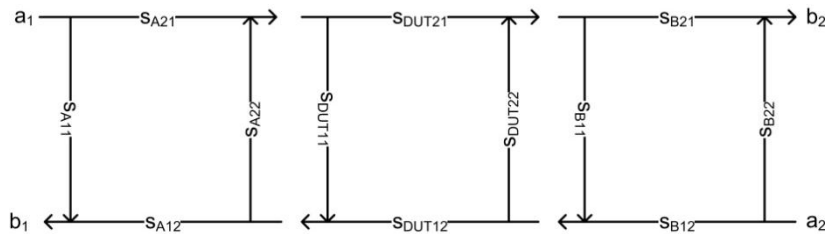


Figura 3.15 — Modelo equivalente genérico de los parámetros de reflexión y transmisión de un dispositivo de 2 puertos.

Todas las técnicas existentes en esta dirección parten de un modelo equivalente (e.g.: Figura 3.15), a partir del cual se determina el valor de los términos constantes relativos a las fuentes de error. Dichos términos serán sustraídos posteriormente de la medida, a fin de obtener únicamente el valor correspondiente al dispositivo bajo prueba (*DUT: Device Under Test*). El modelo aquí presentado ignora los términos de aislamiento entre puertos (*crosstalk*), dado que en general únicamente son tenidos en cuenta para caracterizar dispositivos altamente aislantes, mientras que añadir dichos términos añade ruido a la calibración, puesto que supone realizar medidas de muy baja potencia, próximas a la resolución del instrumento (Agilent-Technologies 2006b). A continuación se presentan los métodos de calibración más usuales (SOLT, TSD, TRL y LRM), cada uno de los cuales presenta alguna dificultad significativa en su aplicación a los sensores coplanarios desarrollados en esta tesis. Por ello, se ha recurrido a desarrollar un

método propio de calibración, llamado TYS, que cuenta con la ventaja de emplear únicamente cargas arbitrarias en paralelo, el desarrollo del cual se encuentra más detallado en el Apéndice.

3.3.1. Calibración SOLT

Entre las técnicas de calibración más habituales, destaca la técnica SOLT (*Short-Open-Load-Thru*), también referenciada a menudo como TOSM (*Thru-Open-Short-Match*), fundamentada en un modelo de 10 parámetros de error (Gelnovatch 1976). Se basa en la medida de 4 cargas estándar perfectamente caracterizadas, conocidas como *kit de calibración*, que miden la respuesta del sistema ante la medida de 3 cargas en reflexión (Z_0 , circuito abierto y cortocircuito) y una conexión directa entre los puertos 1 y 2 (*thru*).

Como principal ventaja de este método destaca la simplicidad de implantación, y su adecuación para la medida de dispositivos coaxiales, así como para medidas en reflexión, por la posibilidad de ser aplicado únicamente a uno de los puertos. No obstante, requiere del uso de cargas de calibración perfectamente caracterizadas, lo que a menudo supone un problema. En primer lugar, supone una dificultad para las medidas de banda ancha, por la dificultad de disponer de cargas sin dispersión frecuencial, aunque en la actualidad pueden encontrarse estándares con un ancho de banda superior a los 100 GHz (Agilent-Technologies 2006b). En segundo lugar, es difícil obtener cargas de calibración normalizadas para geometrías arbitrarias; se trata, pues, de un método empleado principalmente para geometrías coaxiales, y difícilmente aplicable a geometrías planas y similares.

En general, el estándar *open*, modelado idealmente como un circuito abierto, presentará una determinada capacidad, del mismo modo que los estándares *short* y *load* tendrán una inductancia no despreciable. Dichos efectos implican emplear un algoritmo adaptado para cada *kit de calibración*, puesto que se hace necesario conocer el valor de cada una de las cargas en función de la frecuencia.

Por ello, algunos autores han trabajado en algunas modificaciones del método general, a fin de disminuir la incertidumbre introducida por cada una de las cargas. Una de las alternativas propone la reducción del número de cargas empleadas (Eul y Schiek 1991), mientras otros trabajos aumentan la robustez de dicho método añadiendo redundancia al cálculo de los parámetros de error (Jargon et al. 1999).

3.3.2. Métodos TSD, TRL y LRM

De los inconvenientes de la calibración SOLT se desprende la necesidad de un método de calibración independiente del valor de las cargas de calibración. Partiendo del mismo modelo equivalente (Figura 3.15) de fuentes de error, (Engen y Hoer 1979) propusieron el método conocido como TRL (*Thru-Reflect-Line*), derivado del TSD (*Thru-Short-Delay*), desarrollado el año anterior (Engen et al. 1978). En este caso, no se requiere conocer el valor exacto de las cargas de calibración, por lo que puede aplicarse a configuraciones de múltiples geometrías, y no únicamente en las geometrías coaxiales. La calibración requiere de una medida de los parámetros de *scattering* usando una carga con alta reflexión (*reflect*), típicamente un cortocircuito,

una conexión *thru* y una línea de transmisión adaptada, de longitud eléctrica mayor al *thru*. El resultado de la calibración es independiente del valor de la reflexión o de la longitud de la línea empleada, lo que favorece su implementación en aplicaciones que usen líneas de transmisión planas o de geometrías complejas, además de ser independiente de posibles errores en la fabricación de las cargas de calibración.

El principal inconveniente del método TRL radica en el uso de una línea de transmisión de longitud arbitraria (*line*). Se asume que dicha línea presenta una adaptación perfecta y una propagación ideal, a la vez que asume una conexión (*thru*) perfectamente adaptada y de longitud nula. En consecuencia, para aquellas frecuencias en que la longitud de la línea sea un múltiplo de $\lambda/2$, se producirá una indeterminación que impide resolver con verosimilitud a aquellas frecuencias. Este efecto limitará el ancho de banda de la calibración. Para minimizar este efecto debe elegirse la longitud eléctrica de la línea tal que la mitad de su longitud de onda quede fuera de la banda frecuencial de interés. Alternativamente, se han desarrollado métodos de calibración con múltiples líneas de longitudes distintas (Colestock y Foley 1993), aunque para altas frecuencias sigue siendo un método poco factible, por ser poca la diferencia entre la longitud de *thru* y *line*.

El tercer estándar de calibración (*reflect*) asume una carga de reflexión de valor arbitrario no nulo. Se emplea a menudo un cortocircuito o circuito abierto, dado que producirá una reflexión de amplitud máxima, disminuyendo el error asociado a la medida. En este caso dicha carga, idealmente de módulo 1, llevará asociada una capacidad o una inductancia, de forma análoga al método SOLT. Sin embargo, en el método TRL se trata el valor de la carga como una incógnita que se resuelve numéricamente, de forma que no asume un valor prefijado para la misma, evitando así la necesidad de emplear cargas normalizadas.

La resolución de dicha incógnita implica resolver una ambigüedad de signo; los métodos de resolución del problema divergen en la forma de desambiguar el valor de la carga. Por un lado, (Matthews y Song 1993) resuelve el problema asumiendo un valor de propagación positivo en la dirección de la línea de transmisión. Se trata de una aproximación correcta siempre que la carga *thru* sea muy corta, ya que en general implica emplear un estándar *line* de longitud inferior a $\lambda/4$, lo cual puede resultar realmente corto a algunas frecuencias.

Otra alternativa se basa en evaluar la fase de la carga *reflect* (Colestock y Foley 1993), asumiendo que la parte real de la misma es positiva o negativa en función de si se trabaja con un circuito abierto o un cortocircuito, respectivamente. En el desarrollo inicial del método (Engen y Hoer 1979), se asume que la amplitud de las ondas emergentes es aproximadamente proporcional a las ondas incidentes en cada puerto, lo que permite aproximar la solución adecuada.

En general, se considera que el primer criterio es el que comporta una mayor exactitud (Naumann y Scholz 1994), pese a ser el segundo método el más empleado. Para medidas en un ancho de banda determinado, se han investigado métodos que combinan más de un criterio de los antes mencionados, como puede ser asegurar la continuidad de fase, lo que puede ser adecuado siempre que se resuelva correctamente la ambigüedad a bajas frecuencias, por ser un método dependiente de los valores iniciales.

Una derivación del método TRL, conocido a menudo como LRM (Eul y Schiek 1988), y su derivación LRRM (Davidson et al. 1990), propone el uso de una carga de valor conocido para resolver la ambigüedad presente a bajas frecuencias, cuando la línea de transmisión debería ser demasiado larga para ser usada en la práctica. Análogamente, otros métodos buscan aumentar el ancho de banda de la calibración TRL mediante el conocimiento de alguna de las cargas (Heuermann 1999).

Adicionalmente, dichos métodos de calibración pueden incorporar 2 términos de aislamiento entre puertos, en paralelo con los términos anteriores, para resolver los errores introducidos por el acoplo entre los puertos del analizador de redes. En este caso, se trata de una simple sustracción de dichos efectos, de modo que puede incorporarse o no dicho factor en función de las particularidades del dispositivo a calibrar.

3.3.3. Calibración TYS

La calibración T-Y-S parte de un modelo de bipuerto como el descrito en la Figura 3.16. La calibración del dispositivo bajo prueba (*DUT: Device Under Test*) consiste en desplazar el plano de referencia desde los terminales del equipo de medida hasta los planos de referencia 1 y 2, situados en los terminales del dispositivo. Por ello se extrae el valor de los parámetros de *scattering* de la matriz de error de ambos puertos a partir de la medida de 3 configuraciones distintas.

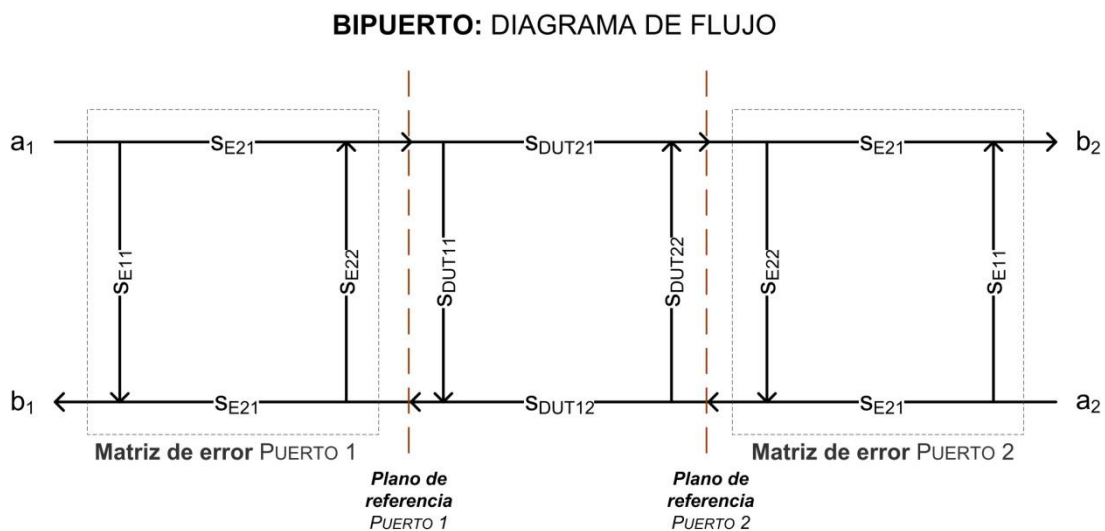


Figura 3.16 — Diagrama de flujo de un bipuerto empleado en la calibración TYS.

Los métodos antes descritos contemplan un escenario genérico de calibración. Sin embargo, todos ellos requieren del conocimiento de alguna de las cargas de calibración para tener un ancho de banda grande. Con el propósito de disponer de un método en que todos los estándares de calibración sean desconocidos, recientemente se ha propuesto un algoritmo de calibración a partir de dos cargas y una línea de transmisión (Huang y Lin 2008), a los cuales se aplica después un método de optimización por mínimos cuadráticos hasta obtener el dispositivo calibrado con un error menor al umbral deseado.

No obstante, el conocimiento de ciertas particularidades acerca de la configuración experimental permite simplificar las ecuaciones constituyentes del modelo, llegando a un método de calibración más simple y robusto. Concretamente, en el caso de dispositivos pasivos y recíprocos, se tiene la relación

$$S_{21} = S_{12} \quad (3.42)$$

Además, puede considerarse la simetría existente en el sistema, siempre que la alimentación de ambos terminales del bipuerto sea igual. Así, el modelo de error del puerto 1 y 2 será simétrico.

Con estas consideraciones, se propone un método de calibración basado en la medida de una conexión directa (*T: thru*), una admitancia en paralelo (*Y*) y una carga en un extremo del sistema de medida (*carga lateral, o S: side*). La configuración de partida será aquella en la que se tiene el analizador de redes conectado al sensor (o de forma genérica el dispositivo a caracterizar) mediante una red de alimentación y adaptación simétrica, esto es, por construcción se tiene un adaptador de impedancias igual para cada terminal del dispositivo e idénticos cables de alimentación. De forma análoga a la calibración TRL, no se requiere el uso de cargas de calibración previamente caracterizadas, lo que lo convierte en un método idóneo para su uso en configuraciones planas.

Cada una de las configuraciones requiere de una medida en transmisión y una reflexión, dado que por simetría sus recíprocas serán iguales (Figura 3.17). En el caso de la configuración de carga lateral, la medida de ambos parámetros de reflexión permite efectuar la compensación de fase, como se detallará más adelante, mientras que la medida de transmisión no procede, por no haber ninguna transmisión entre los puertos 1 y 2. Por tanto, el procedimiento supondrá emplear 6 medidas para la determinación de 5 parámetros de calibración, y por consiguiente una de las medidas es redundante.

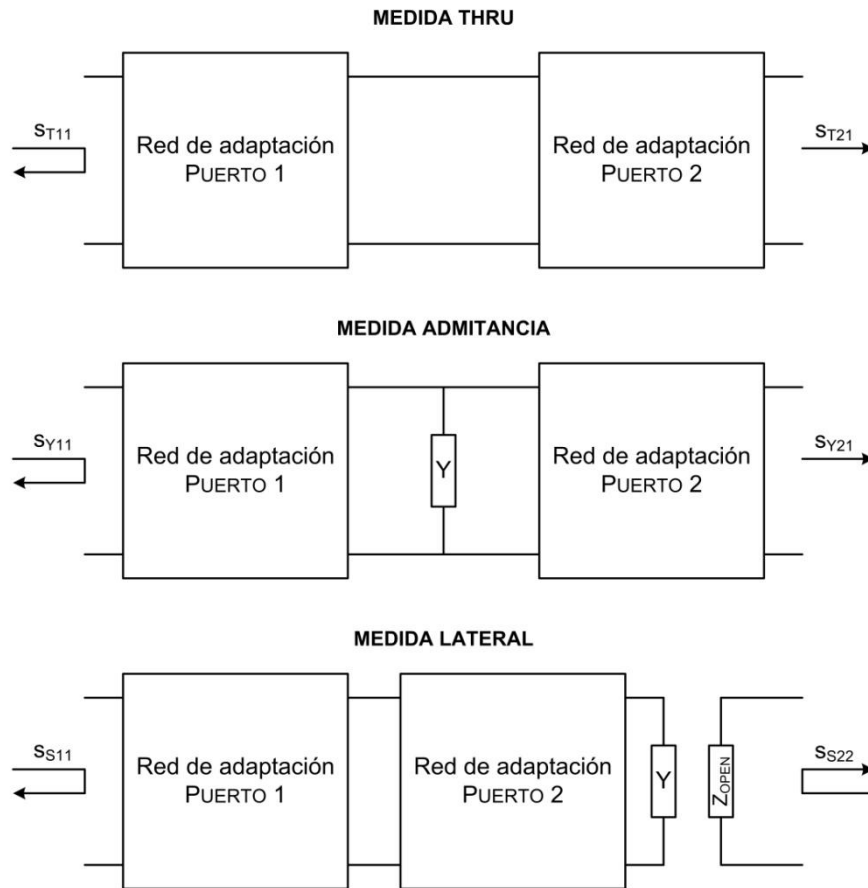


Figura 3.17 — Configuraciones de medida del método de calibración TYS.

El estándar *thru* consiste en la conexión en cascada entre ambos puertos. La configuración de *admitancia* se realizará conectando en paralelo una carga de impedancia genérica entre ambas redes de adaptación, por ejemplo un resistor de valor arbitrario, preferentemente de valor cercano a la impedancia característica del sistema. La misma carga será empleada para la configuración de *carga lateral*, a modo de terminación del circuito. El valor de dicha impedancia se incorpora como una incógnita del sistema, por lo que no es necesario caracterizar la carga a priori, ni se impone ninguna restricción sobre el valor de la misma (en el Apéndice A puede encontrarse un desarrollo detallado del procedimiento de calibración).

La medida *thru* se modela, igual que en otras calibraciones, como una conexión directa sin pérdidas de las matrices de error de los puertos 1 y 2 (Figura 3.18). De dicha configuración se miden los parámetros de dispersión en reflexión y en transmisión (S_{T11} y S_{T21} , respectivamente).

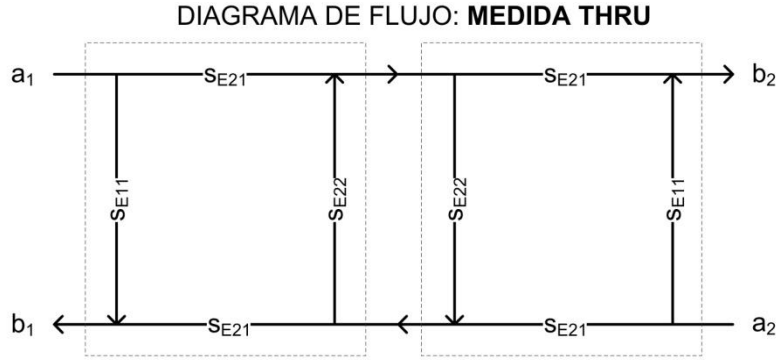


Figura 3.18 — Diagrama de flujo de la configuración thru.

Del análisis de dicha red se obtiene:

$$S_{E11} = S_{T11} - S_{T21}S_{E22} \quad (3.43)$$

Y además,

$$S_{E21}^2 = S_{T21}(1 - S_{E22}^2) \quad (3.44)$$

La configuración Y (*admitancia*) se modela como una carga (Z) conectada en paralelo entre ambas redes de error.

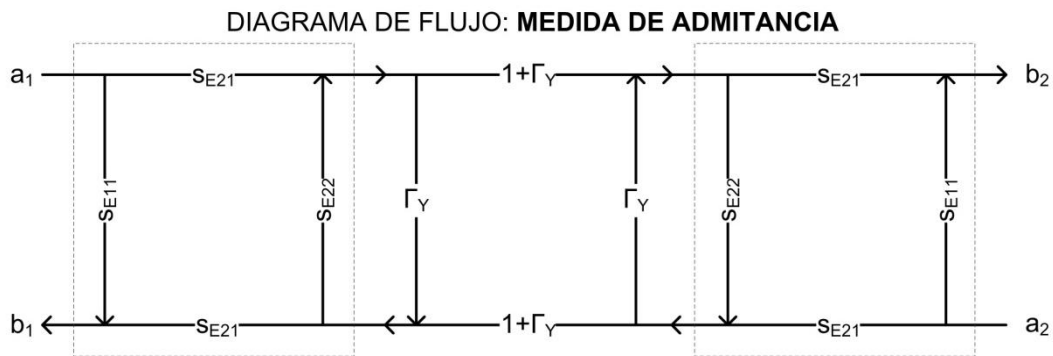


Figura 3.19 — Diagrama de flujo de la configuración de admitancia.

Tomando la carga como un bipuerto, y siendo Γ_Y su coeficiente de reflexión, se puede demostrar que el coeficiente de transmisión de la matriz será

$$S_{21} = 1 + \Gamma_Y \quad (3.45)$$

La matriz correspondiente a la carga Y se sitúa en cascada en medio de las matrices de error de las redes de alimentación, y se analizan de nuevo los parámetros de reflexión y transmisión (Figura 3.19).

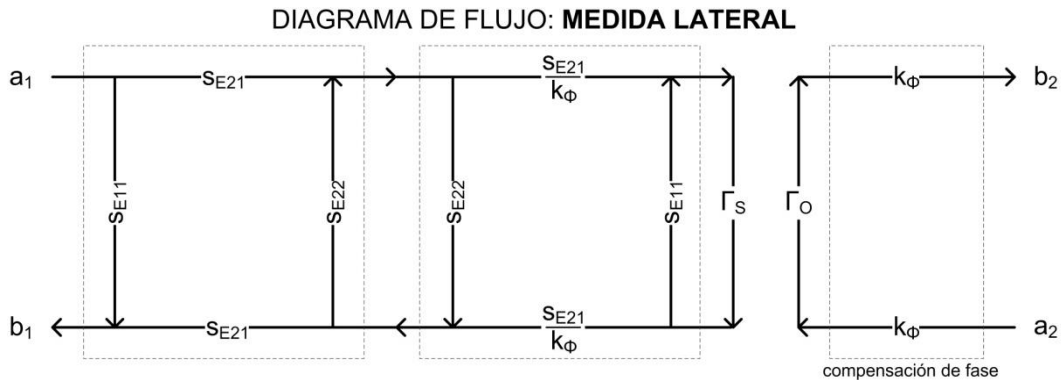
De la combinación de ambas medidas se deduce su dependencia lineal, por lo que una de ellas podrá ser descartada:

$$S_{Y11} - S_{Y21} = S_{T11} - S_{T21} \quad (3.46)$$

Tomando únicamente el coeficiente de transmisión, se obtiene el valor de Z :

$$Z = \frac{s_{Y21}(s_{E22} + 1)}{2(s_{Y21} - s_{T21})(s_{E22} - 1)} Z_0 \quad (3.47)$$

La configuración de *carga lateral* (S) se modela empleando la misma impedancia (Z) empleada en la configuración Y al final de las dos matrices de error conectadas en serie (Figura 3.20). Se añade también un término de compensación de fase, dado que generalmente, por construcción, el equipo de medida tiene un corto tramo de línea entre el conector externo y el plano de referencia en el que se realiza la medida. Se modela este tramo de línea como una línea sin atenuación, pero de fase no despreciable, terminada en una carga de alta reflexión. En un caso particular se modelará con un circuito abierto, aunque podría usarse también un cortocircuito o cualquier otra carga de impedancia distinta de Z_0 , ya que su módulo no será tenido en cuenta.



Para obtener el valor de la compensación de fase, se define

$$k_\phi^2 = \frac{s_{S22}}{|s_{S22}|} \quad (3.48)$$

Y se llega así nuevamente a la expresión de Z :

$$Z = \frac{s_{T21}^2 + (s_{S11} - s_{T11}) \left(k_\phi^2 (s_{T11} + 1) + s_{T21} s_{E22} (1 - k_\phi^2) \right)}{s_{T21}^2 + (s_{S11} - s_{T11}) \left(k_\phi^2 (s_{T11} - 1) + s_{T21} s_{E22} (1 - k_\phi^2) \right)} Z_0 \quad (3.49)$$

Uniendo las expresiones (3.47) y (3.49), se deduce la expresión que define el parámetro s_{E22} :

$$\Delta_1 s_{E22}^2 + \Delta_2 s_{E22} + \Delta_3 = 0 \quad (3.50)$$

donde

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta_1 = s_{T21} (1 - k_\phi^2) (s_{S11} - s_{T11}) (2s_{T21} - s_{Y21}) \\ \Delta_2 = s_{T21}^2 (2s_{T21} - s_{Y21}) + (s_{S11} - s_{T11}) [s_{T11} k_\phi^2 (2s_{T21} - s_{Y21}) + (s_{T21} (1 - k_\phi^2) - k_\phi^2) (3s_{Y21} - 2s_{T21})] \\ \Delta_3 = s_{T21}^2 (3s_{Y21} - 2s_{T21}) + k_\phi^2 (s_{S11} - s_{T11}) [s_{Y21} (3s_{T11} + 1) - 2s_{T21} (s_{T11} + 1)] \end{array} \right\} \quad (3.51)$$

De las dos soluciones obtenidas de (3.50), se elige la que verifica

$$|S_{E22}| < 1 \quad (3.52)$$

Finalmente, con la obtención de los parámetros de dispersión de la matriz de error, se obtiene la respuesta calibrada del dispositivo a caracterizar, convirtiendo a parámetros T las matrices de parámetros S de la matriz de error y de la medida del sistema completo, T_E y T_{DUT} respectivamente, de modo que

$$T_{DUT} = T_E^{-1} \cdot T_M \cdot T_E^{-1} \quad (3.53)$$

Aplicando finalmente la transformación inversa, se obtiene la matriz de parámetros S del dispositivo calibrado, tomando como plano de referencia los terminales del dispositivo.

A modo de resumen, la Tabla 3.1 establece una comparación de los distintos métodos en función de su contexto de aplicación y de las limitaciones que presenta cada uno de ellos, de lo que se concluye la aptitud del método TYS para la medida mediante sensores planos simétricos.

Tabla 3.1 — Comparativa de los distintos métodos de calibración

	SOLT	TRL	TYS
Ancho de banda	estrecho: limitado por las cargas de calibración	ancho, salvo para múltiplos de la longitud de onda del estándar <i>line</i>	ancho
Tipos de dispositivo	dispositivos genéricos	dispositivos genéricos	únicamente para dispositivos pasivos y recíprocos
Estándares	4 estándares ad-hoc perfectamente caracterizados en todo el margen frecuencial	3 estándares genéricos (en serie y en paralelo)	3 estándares genéricos (únicamente en paralelo)
Limitaciones	no existen estándares comerciales para geometrías planas genéricas	ancho de banda limitado por las especificaciones de las cargas de calibración	ancho de banda limitado por las especificaciones de las cargas de calibración

3.3.4. Comparación experimental entre TYS y TRL

A fin de comparar el rendimiento de la calibración TYS, se han realizado medidas y se ha comparado la funcionalidad de esta calibración con la calibración TRL, ampliamente usada. La primera configuración medida es la de un atenuador BNC de 20 dB. Para las medidas se ha usado un Analizador de Redes Vectorial HP8753C conectado mediante dos cables idénticos con conectores de tipo N a un conector N a BNC, en el cual se han conectado tanto el atenuador como las cargas de calibración, y la conexión al equipo se realiza mediante un conector N a APC-7. La calibración TRL se ha efectuado empleando un *thru* convencional, una línea de 15 cm y un circuito abierto para la reflexión. En cuanto al procedimiento TYS se ha efectuado empleando el mismo *thru* de la calibración TRL, y una carga de terminación BNC de 50 ohm, conectada en paralelo mediante un divisor en T para la configuración Y.

Los resultados de las medidas muestran la curva característica del atenuador (Figura 3.21). Se puede comprobar la perfecta correlación entre ambas calibraciones hasta 500 MHz. A partir de esa frecuencia, aparecen los efectos característicos de la calibración TRL: siendo la línea de 15 cm, $\lambda/2$ corresponde a 0,7

GHz, frecuencia a la que aparece la primera resonancia, y así aparecen las resonancias sucesivas equiespaciadas. Se observa, en cambio, el mayor ancho de banda de la calibración TYS, que se mantiene estable en un ancho de banda hasta los 2 GHz.

A partir de 2 GHz la medida se vuelve más inestable, principalmente debido al ancho de banda nominal de las cargas BNC, así como el hecho de que el cable RG58 no está adaptado a esa frecuencia. Por otro lado, a frecuencias altas, varias de las medidas de calibración disminuyen mucho en amplitud, lo que aumenta el nivel de ruido notablemente, y por consiguiente el error introducido por la calibración.

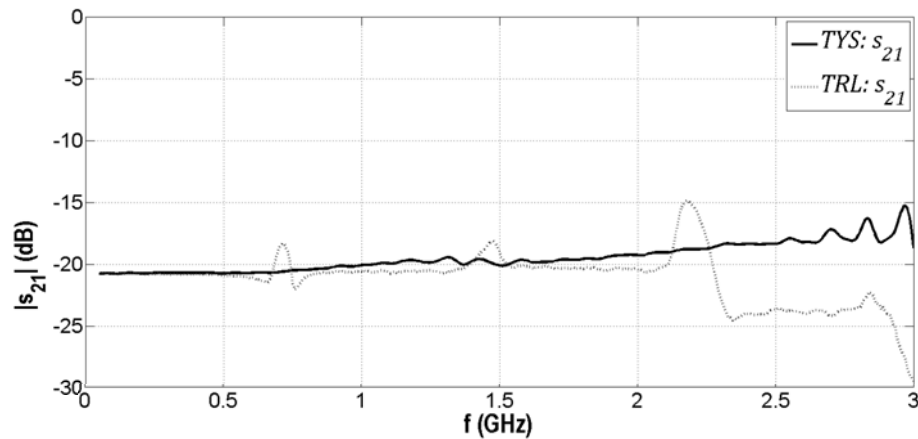


Figura 3.21 — Medida de módulo de un atenuador BNC de 20 dB calibrado mediante TYS y TRL.

El análisis de la linealidad de fase es un buen indicador de las bandas en que TRL sufre un error menor. La medida de fase (Figura 3.22) muestra a su vez la linealidad de fase del método TYS en un ancho de banda cercano a 2,5 GHz, y aporta valores lógicos, puesto que el atenuador tiene unas dimensiones de 3 cm, acorde con los valores de retardo que se extraen de dicha fase. También corrobora la información detectada mediante el análisis del módulo. Se aprecia especialmente la inestabilidad de fase de la calibración TYS (también de la TRL) por encima de 2,5 GHz, lo que indica una disminución de la fiabilidad del método a partir de esa frecuencia.

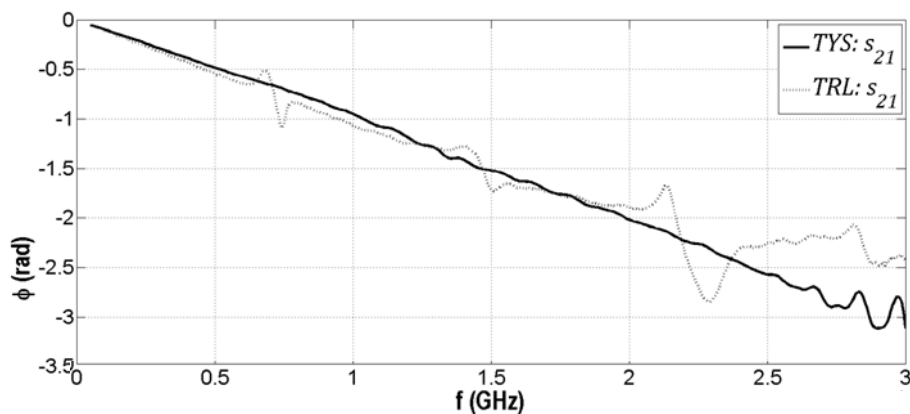


Figura 3.22 — Medida de fase de un atenuador BNC de 20 dB calibrado mediante TYS y TRL.

3.3.5. Aplicación del método TYS

La segunda configuración medida es la del sensor plano empleado para las medidas sobre hormigón. La red de alimentación de cada terminal del sensor está compuesta, además del cableado, por una red de adaptación de impedancias seguida de un balun que transforma la señal de una línea CPW a una CPS (Figura 3.23). Por su geometría, la calibración TYS deviene apropiada, dado que la configuración Y se reducirá a insertar una resistencia SMD en el centro de los dos balun.

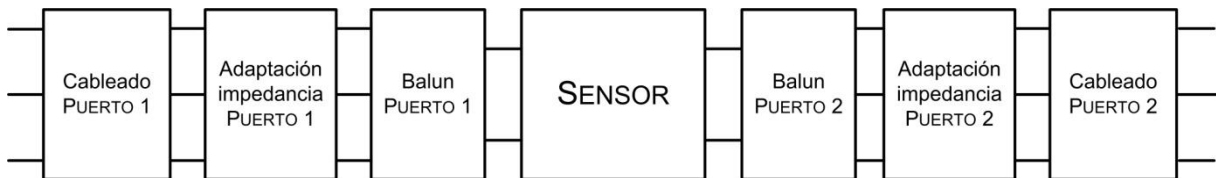


Figura 3.23 — Esquema de medida del sensor CPS alimentado mediante baluns.

El estándar *thru* de calibración se logra con una estructura de *back-to-back* aplicada al balun; esto es, los dos balun conectados en cascada a través de sus puertos CPS, de modo que la estructura resultante es análoga a la de un *thru*, asegurando por construcción que la conexión es de longitud nula. La carga *Y* se construye mediante la soldadura de una resistencia de montaje superficial (SMD) en el centro de la misma estructura *back-to-back*. Finalmente, la misma resistencia se empleará en la configuración *side*. La calibración TRL se ha realizado con los mismos estándares que en el caso del atenuador de 20 dB.

Los resultados de la calibración se muestran en la Figura 3.24. Puede comprobarse de nuevo un alto grado de correlación entre la calibración TRL y la TYS. En este caso las bandas frecuenciales en las que la calibración TRL es menos fiable no aparecen tan claramente, aunque se corrobora que corresponden a las bandas en que ambas calibraciones presentan mayor divergencia, siendo aproximadamente 0,7 GHz, 1,4 GHz y 2,1 GHz.

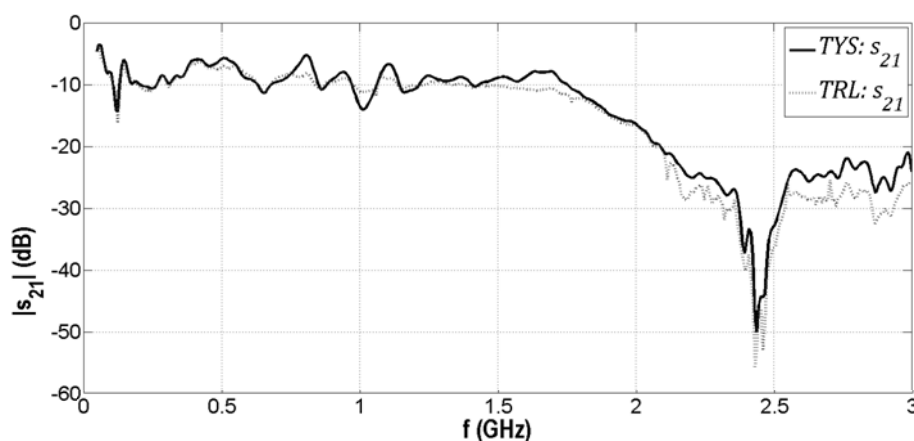


Figura 3.24 — Medida de módulo del sensor CPS calibrado mediante TYS y TRL.

La medida de la fase (Figura 3.25), muestra de nuevo la comparación entre ambos procedimientos de calibración. Puede comprobarse que en este caso la fase no es completamente lineal, dado que el uso de una línea CPS implica tener cierta dispersión. La dimensión de la carga de calibración determina la frecuencia

máxima a la que la carga puede considerarse como un parámetro concentrado (Huang y Lin 2008). Se estima que la carga puede tener una dimensión máxima de entre una vigésima y una centésima parte de la longitud de onda. En este caso, la resistencia usada para la calibración es SMD de métrica 0,126", lo que equivale a 3,2 mm, por lo que la verosimilitud de la medida (considerando $\lambda/20$) supera los 3 GHz.

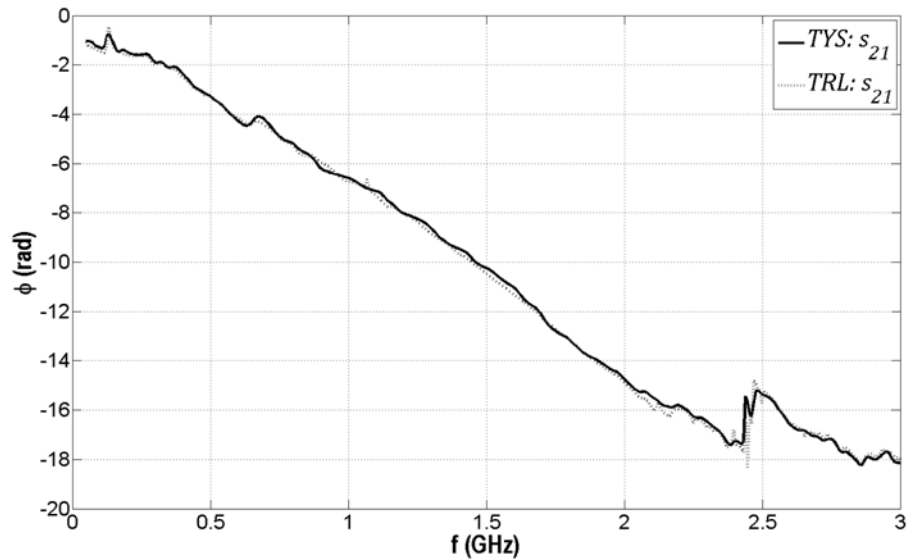


Figura 3.25 — Medida de fase del sensor CPS calibrado mediante TYS y TRL.

4 Técnica de medida

La caracterización de materiales mediante un sensor plano admite múltiples configuraciones de medida. Por influencia de las técnicas TDR, son numerosas las experiencias que emplean medidas en el dominio del tiempo en reflexión. No obstante, medir tanto en transmisión como en reflexión mediante un Analizador de Redes permite la determinación separada de la permeabilidad y la permitividad sin variar la disposición física. Además, las técnicas de procesamiento de señal permitirán a su vez trabajar dichos datos en el dominio del tiempo si es preciso.

En el inicio de este capítulo se presenta la configuración empleada, detallando antes el principio físico de la medida, y mostrando después mediante resultados de simulaciones que la estructura propuesta es viable y capaz de aportar resultados significativos.

Una de las claves del éxito de las medidas mediante sensores planos radica en el compromiso entre la dimensión del sensor y la resolución del equipo de medida. Por un lado, se requiere un sensor suficientemente largo para la que el equipo, en base a su resolución frecuencial y estabilidad de fase, pueda discriminar entre distintas velocidades de propagación. A su misma vez, el sensor deberá ser suficientemente ancho si se desea una profundidad de detección notable. Y por otro lado, el sensor deberá ser suficientemente compacto como para que este pueda ser desplazado sobre la estructura a caracterizar, y así resolver las características del material de forma puntual.

Por ello, dado que ensanchar el sensor implicará una desadaptación de impedancias, se muestran las alternativas que permiten minimizar dicha desadaptación en el espacio más compacto posible. A continuación se desarrolla el caso de la adaptación de impedancias para el caso de que el sensor se desarrolle mediante CPS. Trabajar con este tipo de línea implica disponer una estructura de tipo balun entre el equipo de medida y el sensor, que transforme entre el modo balanceado y no balanceado.

Finalmente, una vez adquiridas las medidas de los parámetros de dispersión, es necesario proponer métodos que permitan estimar las magnitudes físicas de interés, en este caso permitividad y permeabilidad complejas, a partir de las magnitudes electromagnéticas medidas. Se proponen en este apartado algunos algoritmos que permiten realizar este proceso numérica o analíticamente.

4.1 – Principio de medida

La medida de las propiedades dieléctricas de materiales mediante una línea de transmisión se basa en el conocimiento de la relación entre la permitividad y la permeabilidad del medio y la geometría del sistema. Si dicha relación es conocida, ubicar el sensor en contacto con el material será un método de conocer las características eléctricas del mismo (Kraszewski 1980). Así pues, el diseño del sensor será una parte esencial en la configuración de la medida.

La propagación en una línea plana se basa en la propagación de los modos cuasi-TEM, que se propagan en toda línea que presente dos o más conductores separados cierta distancia por un dieléctrico. A efectos prácticos, muchas de las expresiones que definen su comportamiento se aproximan por las de los modos TEM (*Transversal ElectroMagnético*), propios de las líneas coaxiales y perfectamente caracterizadas.

La velocidad de fase de la onda propagada a lo largo de una línea de transmisión depende de los dieléctricos que la rodean en el área de influencia de la onda (Davis et al. 1973). Generalmente, la línea de transmisión estará construida sobre un soporte dieléctrico (sustrato) y en contacto con el material a caracterizar. Habrá que tener en cuenta que a ambos lados existirá una región de aire, puesto que la fracción de la onda que la transite también se verá afectada por la constante dieléctrica del aire. Para minimizar el efecto del sustrato en la medida, se persigue emplear un sustrato lo más delgado posible, y de constante dieléctrica baja. No obstante, esto puede ser un impedimento a la hora de adaptar la impedancia de entrada de la línea a la impedancia del equipo de medida, típicamente 50Ω (Stuchly y Basse 1998).

Dado que de entrada es imposible disociar la permitividad del sustrato de la medida del sistema global, se define el parámetro de permitividad efectiva, que a fin de cuentas comprende la permitividad medida por el sensor en todo su entorno. El conocimiento de su geometría permitirá a posteriori discriminar la permitividad del material a caracterizar, siempre teniendo en cuenta que por lo general la relación entre permitividad efectiva y la permitividad del medio será una relación no lineal.

En suma, la propagación de una onda electromagnética en una línea de transmisión TEM guarda mucha similitud con la propagación de las ondas radiadas en un medio dieléctrico, y las ondas viajarán por la estructura de la misma forma que lo harían en un espacio sin restricciones de la misma constante dieléctrica. En primer lugar, tanto el campo eléctrico como el magnético son perpendiculares a la dirección de propagación de la onda, que se mueve a una velocidad definida por una expresión clásica, que puede hallarse en los libros de electromagnetismo básico, por ejemplo (Elliott 1993, capítulo 2):

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

Y la impedancia de la línea de transmisión es también función de los mismos parámetros:

$$Z_{TEM} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

donde η_0 es la impedancia del vacío (de valor $120\pi \Omega$).

Por tanto, la medida de la velocidad de propagación de una onda será un parámetro que definirá las propiedades dieléctricas del material. Este principio es empleado por las técnicas de reflectometría en el dominio temporal (TDR) para la determinación de la permitividad en medios no magnéticos. La propagación de una onda electromagnética a lo largo de una línea de transmisión viene definida por su constante de propagación, para un modo TEM:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (4.3)$$

Y en el caso de un material no magnético,

$$\gamma = \alpha + j\beta = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon' - j\varepsilon''} \quad (4.4)$$

donde λ es la longitud de onda en el vacío; α se define como la constante de atenuación, y β la constante de fase. Como se ha descrito en la sección anterior, ε' y ε'' representan la constante dieléctrica y el factor de pérdidas, respectivamente. Dichas constantes pueden expresarse como (Von Hippel 1954, capítulo 1):

$$\varepsilon' = \frac{\lambda^2}{4\pi^2} (\beta^2 - \alpha^2) \quad (4.5)$$

y también

$$\varepsilon'' = \frac{\lambda^2}{2\pi^2} \alpha\beta \quad (4.6)$$

Se considera un material de bajas pérdidas cuando se cumple la relación $\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} < 0,3$, y en ese caso, los parámetros de propagación se pueden simplificar (Stuchly y Basse 1998) como sigue, para la constante de atenuación:

$$\alpha \approx \frac{\pi}{\lambda} \frac{\varepsilon''}{\sqrt{\varepsilon'}} \quad (4.7)$$

y para la constante de fase,

$$\beta \approx \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon'} \quad (4.8)$$

En consecuencia, para dieléctricos con bajas pérdidas, la transmisión de las ondas electromagnéticas depende en gran medida de la constante de fase, y no es tan relevante la de pérdidas. Por tanto, en el margen en que las variaciones de fase sean pequeñas respecto a la resolución frecuencial, la medida de la fase del parámetro de transmisión aporta información indirecta acerca de la velocidad de propagación de la onda, y por tanto, de la permitividad del medio (Agilent-Technologies 2006a). Esta última relación es la

que emplearán la mayoría de métodos TDR/FDR para la determinación de la permitividad del medio a partir de la medida de la velocidad de propagación de un pulso.

En el caso de trabajar con materiales magnéticos, habrá que añadir los términos correspondientes a una permeabilidad no despreciable (Kaatze 2010):

$$\gamma = \alpha + j\beta = -\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(\mu' - j\mu'')(\epsilon' - j\epsilon'')} \quad (4.9)$$

Para materiales con constantes dieléctricas muy elevadas o de muy bajas pérdidas, se aplican a menudo métodos resonantes, en los cuales las múltiples reflexiones de la muestra estudiada aumentan la sensibilidad de la medida (Kaatze 2010). En el caso de líquidos o de sólidos fácilmente moldeables, las muestras pueden insertarse en el interior de guías de ondas rectangulares o coaxiales. No obstante, cuando ninguno de estos dos supuestos se da, el uso de líneas planas de transmisión es la opción más factible.

4.2 – Configuración genérica de la medida

La técnica empleada será por tanto un híbrido entre TDR (*Time Domain Reflectometry*) y FDR (*Frequency Domain Reflectometry*), conocida a menudo como T/FDR. El principio básico de la estimación de la permitividad y permeabilidad es el de medir el retardo que sufre un pulso eléctrico al transitar por la línea, ya sea en transmisión como en reflexión. No obstante, como se ha mostrado anteriormente, la medida de la fase del parámetro de transmisión (s_{21}) también da información acerca de la velocidad de propagación del medio. Por simplicidad de la instrumentación, se empleará una excitación en el dominio de la frecuencia, en este caso un Analizador de Redes Vectorial (*VNA: Vector Network Analyzer*), y para el procesado de los datos se recurrirá a una técnica mixta, que comprenda tanto un procesado en el dominio de la frecuencia como técnicas de eventanado temporal (*time gating*), gracias a la transformada de Fourier, que permite trasladar las señales frecuenciales a temporales.

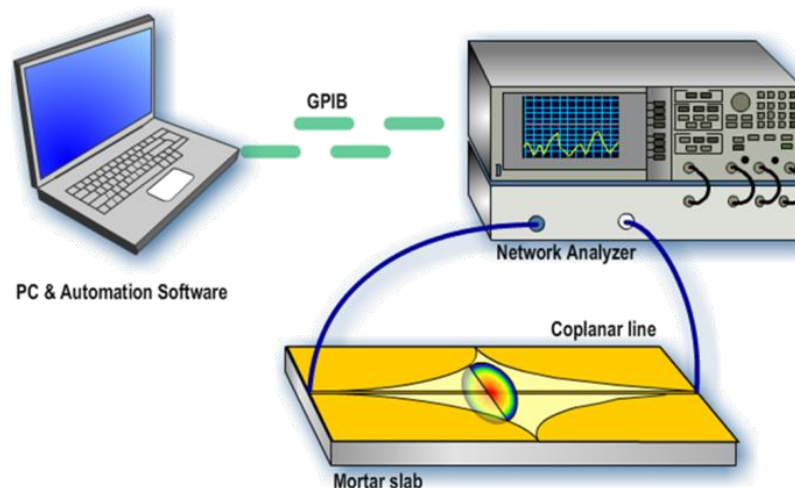


Figura 4.1 — Configuración estándar de medida, mediante un Analizador Vectorial de Redes y un sensor CPW.

La medida se realizará tanto en transmisión (s_{21}) como en reflexión (s_{11}). Intuitivamente se puede apreciar que si se desea estimar 4 parámetros (permitividad y permeabilidad real e imaginaria en cada caso), será necesario disponer de 4 medidas (transmisión y reflexión reales e imaginarias). De modo que la configuración habitual para la medida de los parámetros de dispersión de la línea será la que se muestra en la Figura 4.1.

La excitación y recepción de las ondas electromagnéticas se realizará mediante un Analizador Vectorial de Redes, realizando un barrido frecuencial, en el margen de 100 MHz hasta 3 GHz. Dicho instrumento estará controlado por un PC, mediante una plataforma de adquisición basada en el software *LabView*, al cual estará conectado mediante una conexión de protocolo GPIB, generalmente con interfaz USB/GPIB. Así, se medirá la matriz de parámetros de dispersión, a partir de la cual se podrán procesar los datos.

El instrumento estará conectado al sensor plano por sus dos puertos. Como puede observarse en la Figura 4.1, el sensor se encuentra adosado por la cara metálica a la muestra de hormigón. La figura muestra la configuración para el sensor CPW, dado que cuando se emplea el sensor CPS, la configuración es análoga.

4.2.1. Simulación de la propagación y penetración del campo

A fin de verificar el comportamiento esperado del sensor ubicado sobre una muestra de hormigón, se realizaron una serie de simulaciones preliminares que muestran el funcionamiento del método. Estas simulaciones se realizaron mediante SEMCAD X, un software que implementa el método FDTD (diferencias finitas en el dominio temporal), y empleando un ordenador con 2 GB de memoria RAM y un doble procesador de 2,2 GHz (Dell Precision 530), capaz de procesar en la simulación un promedio de 18 MCeldas/s (Jauregui 2009).

La primera simulación realizada es la de una línea coplanaria CPS ubicada sobre una probeta de hormigón estándar de $60 \times 15 \times 15$ cm, especificando el hormigón como un dieléctrico con una permitividad de 4 y una resistividad de $5 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$, como valores estándares de la bibliografía (Morris et al. 1996), (Polder 2001) o (Su et al. 2002). Se sitúan 2 líneas de 5 cm de ancho espaciadas 5 cm (en este caso no se tienen en cuenta las desadaptaciones, dado que se ha forzado una adaptación entre la fuente y la línea, para independizar los parámetros de simulación, según se muestra en la Figura 4.2).

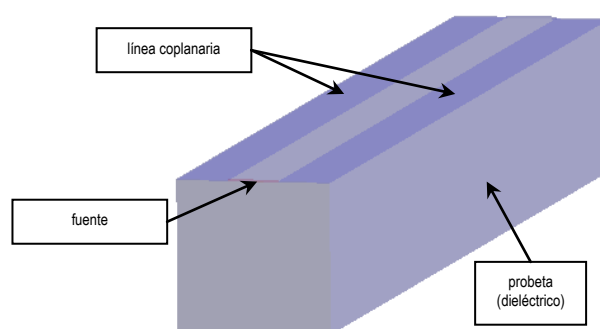


Figura 4.2 — Modelo de la simulación mediante FDTD de una probeta de $60 \times 15 \times 15$ cm

De los resultados se desprende la velocidad de propagación de la onda, proporcional a la constante dieléctrica del medio, así como su capacidad de penetración en una probeta de hormigón. En la Figura 4.3 se muestra como para una onda de 1 GHz aparecen 6 máximos espaciados $\lambda/2$, lo que se corresponde con una permitividad del medio de 4, lo que se corresponde con una permitividad efectiva de 2,5 (sabiendo que aproximadamente la mitad de la onda circula por aire y la otra mitad por el dieléctrico). A su vez se puede ver de forma cualitativa la distribución de campos en un corte seccional de la probeta. Como era esperable, los campos se concentran en forma ovalada alrededor de los conductores. Como aproximación burda se puede considerar que la profundidad de penetración de la onda es comparable a la propia separación de los conductores.

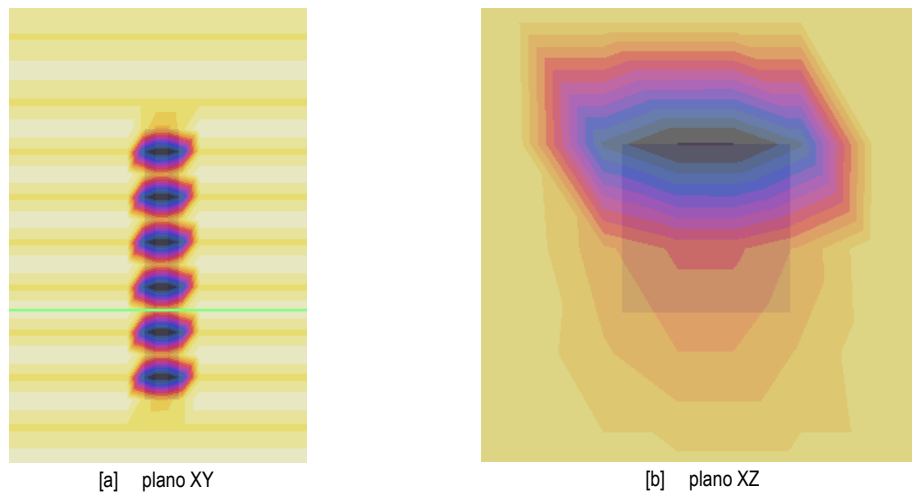


Figura 4.3 — Resultados de la simulación mediante FDTD de la intensidad del campo eléctrico generado por una línea CPS ubicada sobre una probeta de hormigón (a) sección longitudinal y (b) sección transversal

Para cuantificar los resultados anteriores, se mide la intensidad del campo, de forma relativa, a lo largo de una línea vertical (perpendicular a la línea coplanaria) en el centro de la probeta. Como se comprueba en la Figura 4.4, a una profundidad equivalente a la separación entre los conductores (5 cm) la atenuación es de -3 dB. Seagar et al. (1987) estudia con mayor detalle la relación entre la penetración de las ondas en función de la separación entre los conductores y la relación entre profundidad y resolución.

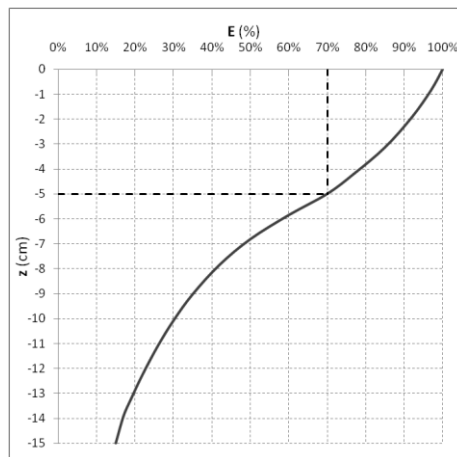


Figura 4.4 — Resultados de simulación mediante FDTD de la intensidad relativa del campo en función de la profundidad.

En segundo lugar, se pretende estudiar la propagación de los pulsos eléctricos cuando a la probeta de hormigón se le añade una determinada dosis de fibras de acero. Para ello, se simula una probeta análoga a la anterior, pero en este caso de $20 \times 15 \times 15$ cm, dado que para dimensiones mayores el problema se vuelve computacionalmente incalculable, y las fibras empleadas tendrán una relación de aspecto de 10, dado que emplear fibras con las dimensiones originales excede también la capacidad de cálculo del sistema. La Figura 4.5 muestra la propagación de varios pulsos a lo largo de la probeta, cada uno de ellos correspondiente a un aumento de fibras sucesivo. Como era esperable, como se muestra en el apartado referente a mezclas de dieléctricos en el capítulo 3, a mayor contenido de fibras, el pulso se desplaza más lentamente.

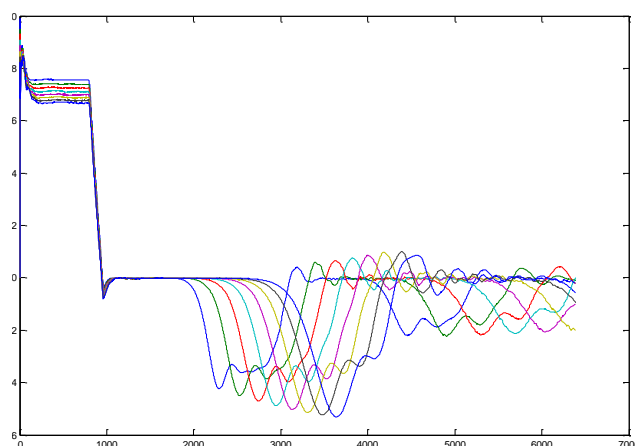


Figura 4.5 — Resultado de la simulación mediante FDTD de la propagación de pulsos temporales de tensión para distintos contenidos de fibras de acero. De izquierda a derecha, se muestran las dosificaciones de 0 kg/m^3 hasta 70 kg/m^3 con incrementos de 10 kg/m^3 . La escala temporal muestra picosegundos, y la vertical voltios.

De forma cuantitativa, se mide el tiempo de propagación de cada uno de los pulsos, para determinar la velocidad a la que se desplazan las ondas en cada caso. En la Figura 4.6 se muestra el resultado de la velocidad de propagación relativa respecto a la velocidad esperada según el modelo de Maxwell-Garnett, para distintas dosificaciones de fibras de acero empleadas usualmente.

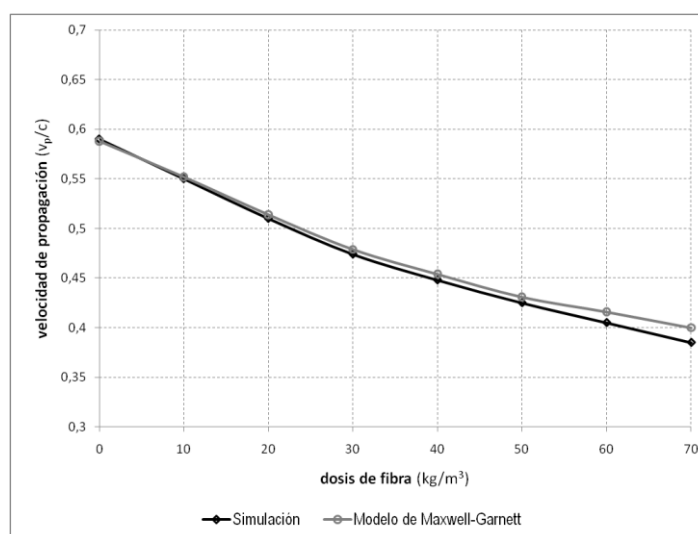


Figura 4.6 — Comparación entre la simulación mediante FDTD y el modelo de Maxwell-Garnett, para una probeta de hormigón de $20 \times 15 \times 15$ cm con distintas dosificaciones de fibras de acero.

Por último, se pretende simular el comportamiento cualitativo de un sensor completo. Para ello, se toma un sensor CPW basado en una doble transición exponencial, como se mostrará más adelante en este mismo capítulo. En este caso la adaptación de la fuente ya no es ideal, de modo que se hace necesaria la transición para adaptar la impedancia de entrada de 50Ω a la impedancia de la zona central, próxima a los 200Ω . A continuación se han definido algunos planos verticales en los que medir la intensidad del campo, de modo que se puede comprobar en la Figura 4.7 cómo a medida que se ensancha la distancia entre los conductores, la profundidad del campo se hace proporcionalmente mayor, de acuerdo con lo observado en la simulación anterior, y a su vez manteniendo la distribución del campo según la cual el 70% del campo se encuentra cerca de una profundidad delimitada por la distancia entre los conductores.

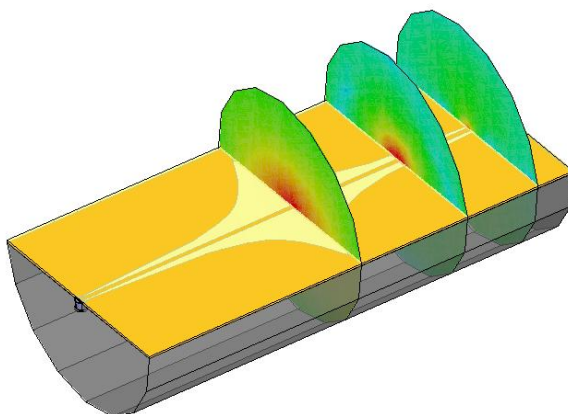


Figura 4.7 — Resultados de simulación de la propagación de una onda a lo largo de un sensor CPW adosado a una probeta de hormigón (Juan-García y Torrents 2009b).

Cabe destacar que esta segunda simulación se ha realizado empleando un ordenador (Dell Dimension DM061) similar al caso anterior mediante el software HFSS 11, que implementa el método FEM (Método de los Elementos Finitos), dado que el sensor contiene numerosas curvas, para lo que se requeriría un mallado intratable mediante FDTD, mientras que resulta un problema factible mediante FEM.

4.3 – Redes de adaptación de impedancias

La construcción de sensores mediante líneas planas requiere del uso de líneas de adaptación de impedancias. Como ya se ha mostrado, en el contexto de sensores planos para la caracterización de materiales, se requiere separar los conductores para conseguir mayor profundidad de detección. Por principio, cada vez que se produzca un cambio en la geometría de la línea, ya sea un ensanchamiento o estrechamiento del espaciado entre los conductores, se produce un cambio de impedancia, que se traduce en una reflexión de la onda propagada. El objetivo será, por tanto, el de minimizar dicha reflexión efectuando una red de adaptación de impedancias óptima.

Una red de adaptación de impedancias es sencilla de diseñar para entornos de banda estrecha, puesto que se puede adaptar la longitud de la línea de adaptación a la longitud de onda de la línea, siendo los transformadores de $\lambda/4$ los más comunes. En cambio, adaptar la impedancia de una línea en un ancho de

banda grande requiere de soluciones de compromiso entre ancho de banda, longitud de la red de adaptación y reflexión máxima requerida.

4.3.1. Redes con múltiples secciones discretas

La primera de las alternativas consiste en realizar un número determinado de saltos de impedancia discretos. Dicha solución se justifica mediante la Teoría de las Pequeñas Reflexiones (Collin 1992, p- 347). Básicamente, se puede comprobar que en cada cambio de impedancia se produce una onda transmitida y una onda reflejada, la cual volverá a ser reflejada en el cambio de impedancia inmediatamente anterior, y así sucesivamente, llegando a una suma de las amplitudes parciales de las ondas fruto de las múltiples reflexiones que se producen en la red, contribuyendo algunas de ellas de forma constructiva y otras de forma destructiva. Se demuestra que si los saltos de impedancia no son demasiado grandes, los términos de primer orden son los que determinarán la reflexión máxima de la red.

La elección de los coeficientes de reflexión adecuados para cada uno de los tramos de línea será clave para minimizar la reflexión total de la red de adaptación. En ese sentido, la red de adaptación de múltiples secciones de Chebyshev optimiza el ancho de banda en el cual la reflexión se mantiene por debajo de un valor fijado (Pozar 2005, capítulo 5). Dicha red de adaptación se construye en base a los polinomios de Chebyshev de orden igual al número de secciones de la adaptación.

Usando esta técnica, puede aproximarse la máxima reflexión de la red como:

$$\Gamma_n \approx \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \quad (4.10)$$

donde Γ_n es el coeficiente de reflexión a la entrada del dispositivo, y Z_i representa la impedancia característica de cada tramo de la línea de adaptación.

En todos los casos, para aumentar el ancho de banda de la adaptación para un valor dado de la reflexión, es necesario aumentar el número de transiciones, lo que se traduce en una mayor dimensión de la red de adaptación y una mayor complejidad en el diseño de la misma (Figura 4.8).

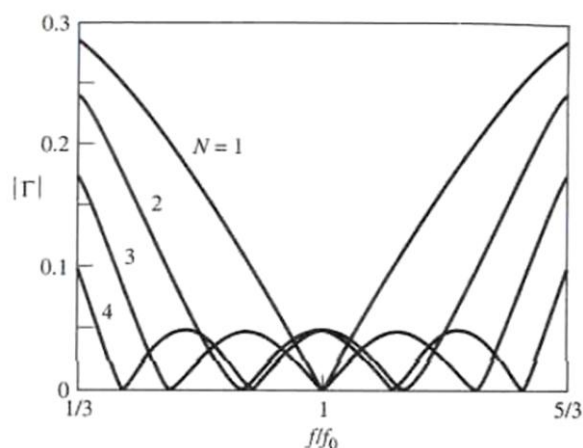


Figura 4.8 — Ancho de banda respecto a la reflexión máxima de una red de adaptación de Chebyshev con relación de impedancias 1:2 y una reflexión máxima de 0,05, en función del número N de transiciones (Pozar 2005, capítulo 5).

4.3.2. Redes con transición continua

Una alternativa al diseño de redes de adaptación mediante múltiples secciones discretas es la de crear una adaptación continua, conocida como *taper*, consistente en una transición suave entre las impedancias de entrada y de salida a base de crear un perfil continuo que adapte de la forma más suave posible el tránsito de la onda a través suyo. En este caso, se logra una adaptación de banda ancha, concretamente con un comportamiento paso alto, por lo que una vez definida la frecuencia de corte, las frecuencias superiores tendrán una reflexión menor que el valor requerido. Las bases teóricas de este método resultan de aproximar la Teoría de las Pequeñas Reflexiones para el caso de disminuir los escalones de impedancia hasta una medida infinitesimal, y aplicar así una ecuación integral continua (Collin 1992, p- 370).

En este caso, el valor del coeficiente de reflexión de una red de adaptación de longitud L puede obtenerse según:

$$\Gamma_i = \frac{1}{2} \int_0^L e^{-j2\beta z} \frac{d}{dz} \ln \frac{Z(z)}{Z_0} dz \quad (4.11)$$

De la expresión anterior, se deduce que el valor de la reflexión será función de la longitud de la transición, siendo menor conforme más larga sea ésta en términos de longitud de onda. La versión más intuitiva de transición es la que se conoce como *taper* triangular, o lo que es lo mismo, efectuar una transición suave entre las dos geometrías variando la impedancia de forma lineal (Ragan 1948), sin embargo se ha demostrado que esta configuración dista de ser la óptima en términos de reflexión y ancho de banda, aunque es usada a menudo por la sencillez de construcción, especialmente para algunas geometrías particulares (e.g: coaxial).

En primer lugar, la transición exponencial (Wheeler 1939) se basa en adoptar un perfil de la impedancia progresiva en forma exponencial. El perfil del coeficiente de reflexión resultante muestra un decrecimiento (Figura 4.9) conforme aumenta la longitud de la transición, por lo que debe definirse un coeficiente máximo de reflexión admisible y en función de ese valor diseñar la longitud del *taper*. El *taper* triangular consigue una reflexión menor en la banda de paso, y también decreciente, a cambio de tener un ancho de banda menor que la configuración anterior.

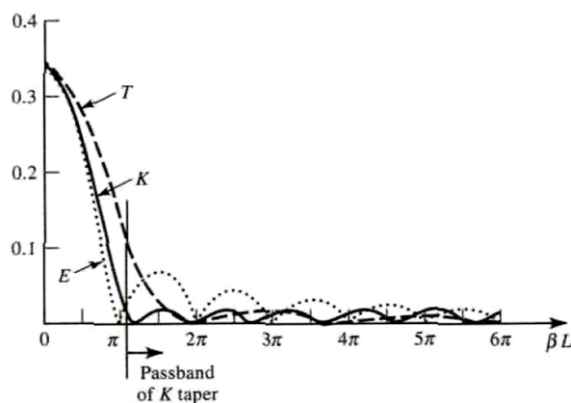


Figura 4.9 — Módulo del coeficiente de reflexión en función de la longitud de la transición conseguido con un *taper* triangular (T), exponencial (E) o Klopfenstein (K) (Pozar 2005, capítulo 5).

Por último, (Klopfenstein 1956) y (Collin 1956) propusieron de forma prácticamente simultánea una solución, basada en las expresiones de Dolph-Chebyshev, que optimiza la transición en términos de ancho de banda, por lo que se logra la solución más corta para el coeficiente de reflexión deseado. Tradicionalmente se conoce esta solución como el *taper* de Klopfenstein o de Dolph-Chebyshev. Esta solución presenta un rizado constante en la banda de paso, a diferencia de los métodos anteriores, que son decrecientes, pero permite una longitud de *taper* algo menor (Figura 4.9).

Cabe destacar que el diseño de esta transición presenta dos discontinuidades en el inicio y el final, lo que puede presentar algún problema para algunos diseños prácticos, especialmente si la relación de transformación de impedancias es grande. Por este motivo, las transiciones tanto del sensor CPW como del sensor CPS que se presentan más adelante implementarán la transición exponencial.

4.4 – Sistema de medida mediante CPS

La medida mediante un sensor CPW aporta una mayor simplicidad. Sin embargo, si se desea tener una mayor profundidad de detección, se hace necesario emplear una línea CPS. Como se ha mostrado en el capítulo anterior, la línea CPS permite lograr prácticamente el doble de profundidad para un sensor de las mismas dimensiones, con la ventaja añadida que la impedancia es notablemente menor que el doble. Es por eso que el sensor CPS se torna una opción a considerar.

Si para el diseño del sensor CPW se requiere una etapa de adaptación de impedancia para adaptar la impedancia de entrada a la impedancia propia del área central de detección del sensor, en el caso de emplear un sensor CPS se hace necesario disponer también un balun, para adaptar la señal no balanceada del equipo de medida a una línea balanceada como es la CPS.

Un balun, acrónimo de *balanced-to-unbalanced*, es una estructura ampliamente usada en el contexto de antenas, dado que una línea de 2 hilos es, por lo general balanceada (o diferencial), y las líneas de alimentación más usuales son no balanceadas (unipolares), como pueden ser los cables coaxiales. Por ejemplo, un balun se hace necesario siempre que a una estructura balanceada (e.g: una antena de dipolo) se hace llegar señal mediante una línea de transmisión no balanceada (e.g.: un cable coaxial). Un balun no solo es una estructura que transforma una señal balanceada a no balanceada (y viceversa), sino que también incorpora a menudo una adaptación de impedancias entre la entrada y la salida (notada como la relación de impedancias *entrada:salida*, así son usuales los baluns 2:3 o 1:2), de modo que se adapta también la impedancia de la línea de alimentación con la de la línea diferencial.

La teoría y práctica de baluns se encuentra bastante desarrollada para los dispositivos de banda estrecha (Trask 2005), siendo el balun de Guanella (Guanella 1944) uno de los que goza de mayor popularidad, puesto en su diseño no se tiene en cuenta la frecuencia de funcionamiento. Esto permite adaptarlo a numerosas frecuencias, sin llegar a ser de banda muy ancha, dado que está construido mediante devanados, que a alta frecuencia dejan de mostrar el comportamiento inductivo deseado.

En cuanto a los baluns de banda ancha, las alternativas desarrolladas no son tan numerosas. Por un lado, se han propuesto modelos que, al estilo de las adaptaciones mediante *taper*, realizan la transformación entre un modo y otro mediante una línea de longitud proporcional a la longitud de onda de la medida (Duncan y Minerva 1960), lo cual convierte el balun en un dispositivo extremadamente grande para algunas frecuencias de funcionamiento (más de 30 cm a 300 MHz). Por ello, para dispositivos de banda ancha se buscan alternativas que permitan realizar la transformación en un espacio razonable.

4.4.1. Desarrollo de baluns de banda ancha

Entre las diversas configuraciones que se han estudiado, la transición entre una línea CPW y una slotline (Chien-Hsun et al. 1993) muestra la inclusión de un *slot* (o ranura) radial al término de la línea de adaptación de impedancias como la mejor configuración en términos de ancho de banda y pérdidas por inserción. Una estructura similar convierte una línea CPW en una CPS, siendo relativamente fácil de implementar, compacta y adaptable a diferentes dimensiones de líneas.

Sin embargo, esta configuración presenta un comportamiento paso-banda, mientras que algunas aplicaciones requieren una respuesta paso-bajo. En este sentido se desarrolló una transición CPW a CPS basada en el mismo concepto, pero con una banda de funcionamiento de DC a 3,5 GHz (Li et al. 1995). Dicho dispositivo fue ligeramente modificado para la alimentación de una antena espiral (Thaysen et al. 2000b), añadiendo una línea de adaptación de impedancias mediante múltiples secciones, para conseguir un balun con relación 1:1,5 con una banda de paso hasta los 3,8 GHz. Además, dicho diseño se montó sobre un sustrato de constante dieléctrica 10, apto para alimentar antenas, pero poco apropiado para sensores de caracterización de materiales, por ser una constante dieléctrica demasiado elevada.

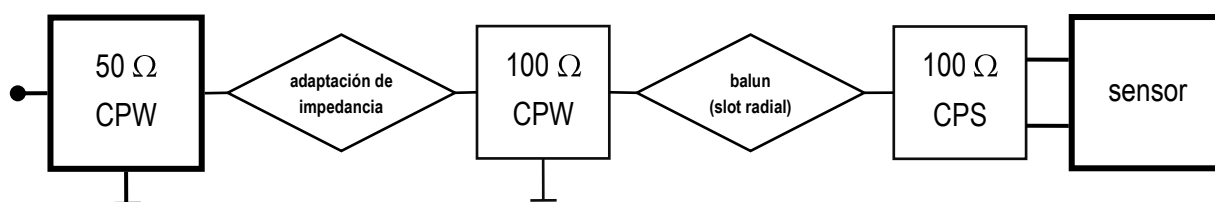


Figura 4.10 — Diagrama de flujo de la estructura de un balun de banda ancha basado en slot radial (Thaysen et al. 2000a).

No obstante, los intentos por adaptar impedancias mayores (por tanto, relaciones de transmisión más elevadas) han mostrado dificultades en la realización del mismo balun para una relación 1:2 (De Lera et al. 2006), con un funcionamiento óptimo únicamente en algunas bandas estrechas de frecuencia.

Con el objetivo de perfeccionar los diseños ya existentes, se procedió a diseñar, simular y construir un balun con una relación de transmisión 1:2, para transformar la línea de 50 Ω del equipo de medida a una línea de 100 Ω , que se pueda implementar en una línea CPS con un sustrato de permitividad baja, en este caso FR4 ($\epsilon=4,2$), y capaz de trabajar en la banda desde DC hasta 3 GHz, según se muestra en la Figura 4.10. Para diseñar la adaptación de impedancias, se sustituyó la transición de múltiples secciones por un *taper* exponencial, dado que en las simulaciones mostró un comportamiento ligeramente mejor. Las

dimensiones de las líneas CPW y CPS se calcularon mediante el modelo multicapa mostrado en el capítulo anterior.

La configuración de Thaysen propone un slot radial para lograr la adaptación de la parte no balanceada a balanceada. Sin embargo, otros trabajos previos habían estudiado diferentes combinaciones de stubs en paralelo y slots radiales (Chien-Hsun et al. 1993). Tomando este ejemplo, se ha diseñado un balun disponiendo un *stub* radial en paralelo al *slot* radial, resultando en una configuración que podríamos nombrar de *forma de mariposa* (butterfly balun), según se muestra en la Figura 4.11.

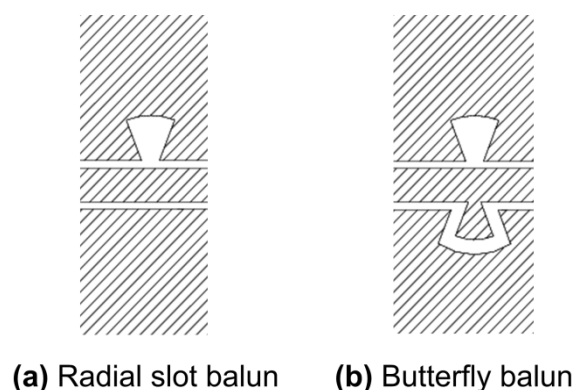


Figura 4.11 — Configuración de (a) slot radial, según el modelo de Thaysen, y (b) modificación para el balun en forma de mariposa.

Un *stub* radial es un trozo de línea conectado en paralelo a la línea de transmisión, y terminado en circuito abierto, haciendo funciones de elemento reactivo a la frecuencia ajustable mediante la longitud del *stub*. La terminación radial confiere un mayor ancho de banda a la estructura, que en caso contrario sería de banda estrecha. En este caso, el *stub* CPW radial puede considerarse como un resonador de banda ancha, que puede ser sintonizado variando su longitud y ángulo (Simons y Taub 1993).

Se simuló y midió una estructura de *back-to-back* balun, esto es, dos baluns encarados por sus puertos balanceados, de modo que la respuesta total del sistema será la equivalente a la contribución de los baluns en emisión y recepción (para aplicaciones que requieran un solo balun, debería aislarse la respuesta de sólo uno de ellos).

Ambas estructuras fueron simuladas (*radial slot balun* y *butterfly balun*), así como la transición CPW-CPS sin ningún balun. La estructura del slot radial se rodea en todos los casos mediante hilos que conectan los planos de masa (*air-bridges*), usados comúnmente para eliminar la contribución de los modos impares. En las simulaciones se modelaron mediante hilos de cobre de 0,2 mm de diámetro.

Las dimensiones del balun se optimizaron mediante la simulación por Elementos Finitos, mediante HFSS. Los planos de masa se tomaron de 30 mm y la longitud del *taper*, de 20 mm. Mediante las simulaciones se concluyó que el mínimo coeficiente de reflexión se obtiene cuando los radios del *stub* radial y el *slot* radial son iguales, siendo $R_1 = R_2 = 6$ mm (Figura 4.12), valores que concuerdan con los teóricos (Simons y Taub 1993), ya que la frecuencia de resonancia de dicho *stub* se sitúa alrededor de los 2,30 GHz. En el inicio del balun, se estrechó el conductor central para adaptar la impedancia de 50 Ω en

presencia de la soldadura del conector, que al tener un mayor grosor, implica un espaciado de línea superior para lograr la impedancia de adaptación.

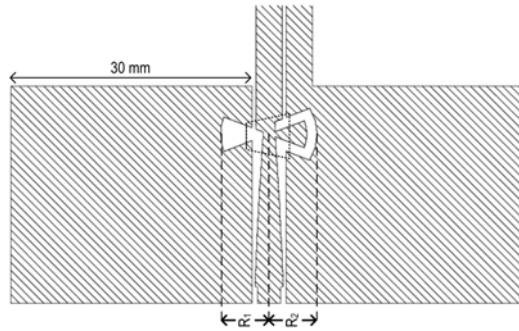


Figura 4.12 — Dimensiones del balun CPW a CPS con stub butterfly. Se muestra a su vez la ubicación de los air-bridges.

Los resultados preliminares simulados mediante HFSS muestran que la estructura sin balun tiene un ancho de banda desde DC hasta 2,30 GHz. Añadir el slot radial incrementa el ancho de banda hasta los 2,75 GHz, y disponer la estructura *butterfly*, aumenta el ancho de banda hasta los 3,30 GHz. En consecuencia, la estructura en forma de mariposa fue la elegida por aumentar ligeramente el ancho de banda. En la Tabla 4.1 se resumen los resultados obtenidos, y en la Figura 4.13 se muestran los resultados gráficamente.

Tabla 4.1 — Resultados de la simulación: comparación del ancho de banda y las pérdidas por inserción de la estructura sin balun, y con cada uno de los baluns simulados.

	Ancho de banda (para $ S_{11} < -10$ dB)	Pérdidas por inserción (para $ S_{11} < -10$ dB)
Sin balun	0 – 2,30 GHz	< 2,75 dB
Slot radial	0 – 2,75 GHz	< 2,50 dB
Stub butterfly	0 – 3,30 GHz	< 2,50 dB

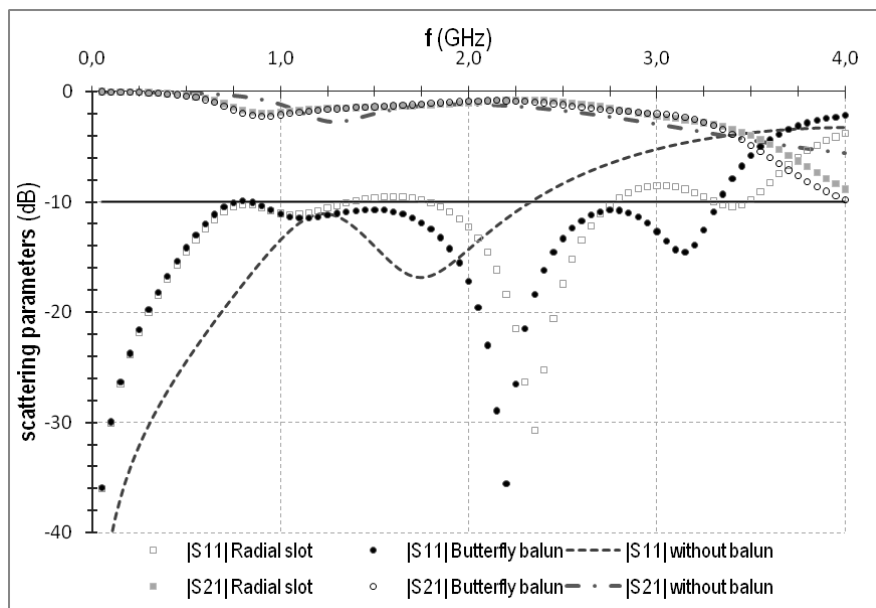


Figura 4.13 — Resultados de la simulación mediante HFSS de los coeficientes de transmisión y reflexión sin balun, con balun radial y con balun butterfly.

La estructura simulada se construyó en un sustrato de FR4 de dimensiones 80×65 mm. Los *air-bridges* se pusieron con cable de diámetro 0,2 mm y separados de la línea unos 2 mm en su parte central, con sus extremos soldados directamente en la lámina de cobre. Los parámetros S resultantes se midieron mediante un analizador de redes vectorial Rohde & Schwarz ZVRE, muestreando 401 puntos desde 50 MHz hasta 4 GHz, lo que supone una resolución de 9,85 MHz.

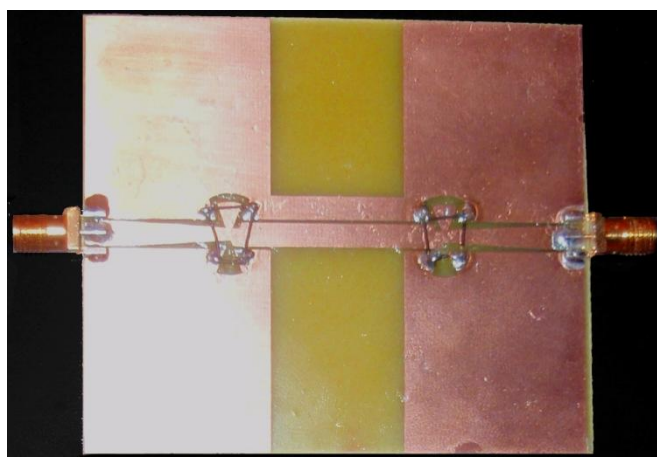


Figura 4.14 — Implementación del balun back-to-back diseñado sobre un sustrato de FR4.

Los valores medidos se muestran en la Figura 4.15. Los resultados muestran una divergencia significativa en la banda de baja frecuencia, que se traduce en que el módulo del parámetro de reflexión ($|s_{11}|$) supera los -10 dB en la banda desde 350 MHz hasta 1 GHz. Sin embargo, el parámetro $|s_{21}|$ se mantiene por encima del umbral de los -3 dB desde DC hasta 3,3 GHz, como era esperable a tenor de las simulaciones. Por consiguiente, en las medidas en transmisión, las pérdidas serán razonables hasta 3,3 GHz por presentar unas pérdidas por inserción (*Insertion Loss*) inferiores a 3 dB.

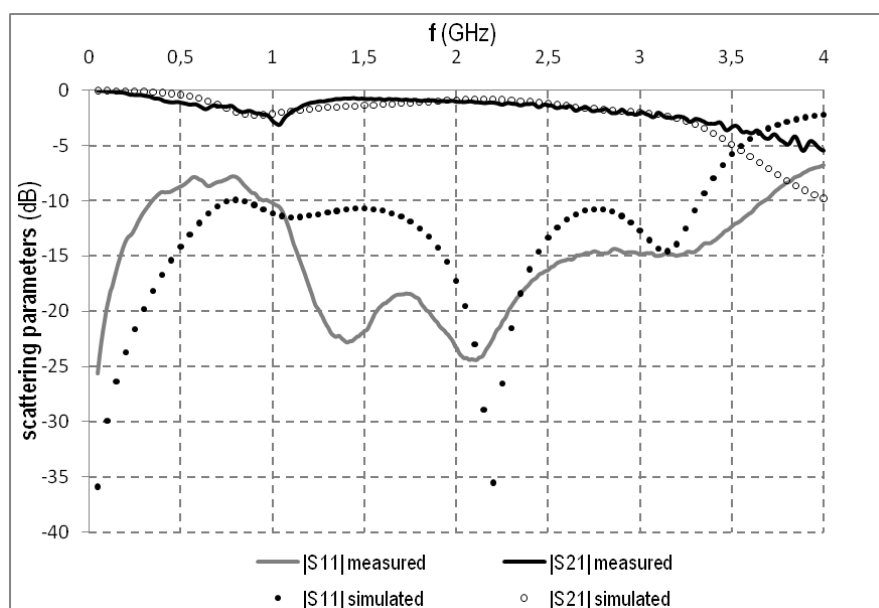


Figura 4.15 — Resultados de la medida frente a la simulación, para los parámetros de reflexión y transmisión.

4.5 – Modelos de ajuste

Una vez calibrado el sistema de medida y medidos los parámetros de dispersión del dispositivo, se hace necesario obtener la magnitud de interés, en este caso la permitividad y permeabilidad, a partir de las medidas reales e imaginarias de los parámetros de reflexión y transmisión. Entre las técnicas existentes para discriminar la permitividad del medio, puede diferenciarse entre aquellas que lo hacen punto a punto, es decir, resuelven el problema para cada frecuencia con independencia de las demás, o las que lo hacen mediante algoritmos multipunto. A menudo, no obstante, se plantean algoritmos mixtos, que emplean técnicas punto a punto con cierto grado de ponderación respecto a los puntos vecinos, para reducir los errores causados por distintas fuentes de error, especialmente las inestabilidades de fase.

La descripción de los métodos existentes parte de la suposición de que en la línea se propagan modos TEM (TE o TM en su defecto) y que no existen fuentes de energía en el interior de la línea, lo cual es equivalente a suponer que el dispositivo es pasivo (Baker-Jarvis et al. 1993). Además, los resultados de aplicar cada una de las técnicas llegarán a una constante como resultado de suponer que se está midiendo un único material. Si se mide más de un material, se llegará a una constante equivalente o efectiva, que deberá ser resuelta a posteriori si se desea obtener el parámetro físico real.

4.5.1. Modelo Nicolson-Ross y Weir (NRW)

Uno de los algoritmos más empleados para la caracterización de un dieléctrico es el de NRW, especialmente cuando se desea obtener tanto la permitividad como la permeabilidad del material. Para materiales no magnéticos existen métodos que estiman el valor de la constante dieléctrica compleja del material en base a la suposición de que la permeabilidad es despreciable, por lo que la medida de la fase de la señal es suficiente para determinar la permitividad del material (Stuchly y Bassey 1998).

De los trabajos de Nicolson y Ross (Nicolson y Ross 1970) y Weir (Weir 1974) se desprende el algoritmo NRW, el cual permite la caracterización punto a punto de materiales magnéticos en un ancho de banda grande, en contraste con los métodos resonantes, que resuelven la caracterización del material en un ancho de banda estrecho.

Según este método, se define el coeficiente de reflexión como (Chen et al. 2004):

$$\Gamma_1 = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (4.12)$$

donde

$$X = \frac{1 + s_{11}^2 - s_{21}^2}{2s_{11}} \quad (4.13)$$

Y para el parámetro de transmisión,

$$Z_1 = \frac{s_{11} + s_{21} - \Gamma_1}{1 - (s_{11} + s_{21})\Gamma_1} \quad (4.14)$$

A partir de ahí, se define para una longitud de la línea L ,

$$\frac{1}{\Lambda^2} = -\left(\frac{1}{2\pi L} \ln \frac{1}{Z_1}\right)^2 \quad (4.15)$$

de donde puede llegarse a los valores de la permeabilidad como:

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma_1}{\Lambda(1 - \Gamma_1) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (4.16)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío para la frecuencia de trabajo y λ_c la longitud de onda de corte de la línea de transmisión (para una línea TEM, será $\lambda_c = \infty$). Tomando este valor, se llega a la expresión de la permitividad:

$$\varepsilon_r = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r} \left(\frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\Lambda^2} \right) \quad (4.17)$$

Hay que tener en cuenta que la ecuación (4.15) tiene un número infinito de soluciones, puesto que dada una solución válida lo serán también todos aquellos valores que tengan su misma fase en múltiplos enteros de 2π . Para discriminar la solución adecuada, y conocido el valor de la longitud física de la línea de transmisión, se compara el tiempo de propagación de la onda en transmisión con el valor teórico del mismo, y se toma la solución que mejor aproxime este valor (Baker-Jarvis et al. 1993):

$$\tau_{calc} = -\frac{L}{c^2} \frac{f \varepsilon_r \mu_r + \frac{f^2}{2} \frac{d(\varepsilon_r \mu_r)}{df}}{\sqrt{\left(\frac{f}{c}\right)^2 \varepsilon_r \mu_r - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (4.18)$$

siendo c la velocidad de la luz en el vacío, f la frecuencia de trabajo y τ_{calc} el valor del retardo de propagación calculado según el modelo teórico. Y el valor medido del retardo de propagación (τ_{meas}) puede obtenerse a partir de la fase (ϕ) del parámetro Z_1 :

$$\tau_{meas} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{df} \quad (4.19)$$

Como consecuencia de tener que resolver esta ambigüedad de fase, el método presenta un error dependiente de la frecuencia de trabajo. Para un material de bajas pérdidas, la solución del método NRW es divergente para los múltiplos enteros de $\lambda/2$ (Baker-Jarvis et al. 1993), dado que no es posible resolver el sistema con precisión cuando los valores de $|s_{11}|$ son muy pequeños, y de forma similar al método TRL de calibración, los resultados no serán fiables cerca de estas frecuencias. De hecho, en el límite, los parámetros de reflexión y transmisión convergen, y se hace imposible separar los valores de ε y μ .

Por ello, la primera alternativa consiste en imponer el valor de la permeabilidad siempre que ésta sea conocida, concretamente $\mu_r = 1$ para los materiales no magnéticos. La segunda opción consiste en minimizar el error en la determinación del retardo de propagación, dado que las medidas de fase pueden estar sujetas a ruido de fase, empleando varios puntos del muestreo, a los que se aplicarán métodos numéricos de diferenciación (Weir 1974). De esta forma, el método deja de ser punto a punto para convertirse en un híbrido, puesto que resuelve el valor a una frecuencia en función de sus valores vecinos. No obstante, esto supone una buena alternativa para la gran mayoría de los materiales, dado que las variaciones entre puntos vecinos serán por lo general pequeñas, siempre que la resolución frecuencial que aporte el muestreo sea suficiente. Como única advertencia, hay que usar esta técnica con cautela cerca de las posibles frecuencias de resonancia, dado que pueden llevar a resultados erróneos si en esa frecuencia se produce un cambio de fase repentino.

4.5.2. Modelo iterativo NIST

Como se ha mostrado, para la determinación conjunta de la permitividad y la permeabilidad es necesario disponer de dos medidas complejas independientes. Esto puede conseguirse mediante la medida de la matriz de dispersión completa, o bien mediante una medida en reflexión de dos muestras de longitudes distintas, o de una misma muestra en dos posiciones distintas.

El método anterior se presenta como una buena alternativa para la determinación al mismo tiempo de la permitividad y la permeabilidad, para materiales magnéticos. No obstante, una de las suposiciones del método es que la muestra del material se encuentra perfectamente alineada en los planos de referencia de la calibración, aunque esto no es siempre posible por construcción. Con el objetivo de superar esta limitación, recientemente se propuso una modificación del método NRW independiente del plano de referencia (Baker-Jarvis et al. 2005).

Para una muestra de longitud L , y siendo L_{air} la distancia entre los puertos de medida, del determinante de la matriz de dispersión:

$$s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} = \frac{\Gamma^2 - Z^2}{1 - Z^2\Gamma^2} e^{-2\gamma_0(L_{air}-L)} \quad (4.20)$$

y también:

$$\frac{s_{12} + s_{21}}{2} = \frac{Z(1 - \Gamma^2)}{1 - Z^2\Gamma^2} e^{-\gamma_0(L_{air}-L)} \quad (4.21)$$

Las mismas ecuaciones se pueden modificar mediante una constante (β_1) que varía en función de la longitud del material, la incertidumbre de la medida y las pérdidas del material, y actúa como una función de ponderación de los distintos parámetros de la matriz de dispersión (Baker-Jarvis et al. 2005).

Estas ecuaciones se pueden resolver de forma iterativa, mediante el método de Newton-Raphson, separando las dos ecuaciones complejas en cuatro ecuaciones reales. Si se dispone de una buena estimación

inicial de las variables, el método iterativo funciona razonablemente bien, lo cual es factible en la mayoría de los casos.

Alternativamente, puede resolverse el problema de forma analítica. Si se define

$$x = (s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21})e^{2\gamma_0(L_{air}-L)} \quad (4.22)$$

y también

$$y = \left(\frac{s_{12} + s_{21}}{2} \right) e^{\gamma_0(L_{air}-L)} \quad (4.23)$$

se puede demostrar que las raíces para el coeficiente de transmisión serán

$$Z_2 = \frac{x+1}{2y} \pm \sqrt{\left(\frac{x+1}{2y} \right)^2 - 1} \quad (4.24)$$

y el coeficiente de reflexión,

$$\Gamma_2 = \pm \sqrt{\frac{x - Z_2^2}{xZ_2^2 - 1}} \quad (4.25)$$

La ambigüedad de signo se puede resolver mediante el coeficiente de reflexión en el puerto 1:

$$\Gamma_3 = \frac{\alpha(Z_2^2 - 1) \pm \sqrt{\alpha^2 Z_2^4 + 2Z_2^2(2s_{11} - \alpha^2) + \alpha^2}}{2s_{11}Z_2^2} \quad (4.26)$$

donde se debe imponer $|\Gamma_3| \leq 1$, y siendo

$$\alpha = e^{-2\gamma_0 L_1}$$

y siendo L_1 una estimación de la distancia entre el plano de referencia del puerto 1 y la muestra a caracterizar.

Finalmente, la permeabilidad se resuelve como:

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2} \frac{1}{\gamma_0 L} (\ln Z + j2\pi n) \quad (4.27)$$

y la permitividad,

$$\varepsilon_r = \frac{1}{\mu_r} \left(\frac{\lambda_0}{2\pi} \right)^2 \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2 - \frac{1}{L^2} (\ln Z + j2\pi n)^2 \right] \quad (4.28)$$

Nuevamente, el valor correcto de n se determina comparando el retardo de la propagación teórico con el medido. Elegir la raíz correcta es más sencillo a bajas frecuencias, donde las raíces están más espaciadas, por lo que a medida que sube en frecuencia el método pierde exactitud.

5 Aplicaciones

La medida de las propiedades electromagnéticas mediante sensores planos pretende, en el fondo, modelar el hormigón en cuanto a material dieléctrico, y para ello se han establecido unas equivalencias que permiten explicar el comportamiento del material en base al conocimiento de su permitividad y su permeabilidad. Tomando estas magnitudes en su forma compleja, se puede tener además una medida de la conductividad del medio, y así tener las 3 principales contribuciones del material en cuanto a la propagación de una onda electromagnética se refiere.

Así, las aplicaciones propuestas en la presente tesis han sido las de monitorizar el grado de humedad en una muestra de hormigón, y determinar la dosificación de fibras de acero en probetas de hormigón reforzado con fibras de acero. Sin embargo, desde un punto de vista electromagnético ambas medidas se presentan similares, puesto que en todo caso se pretende la caracterización del material en cuanto a dieléctrico, y en un segundo momento se post-procesará esa información para estimar a partir de ella la magnitud física de interés, ya sea el porcentaje de humedad o la dosificación de fibras, proceso para el cual habrá que recurrir a un modelo o curva de calibración. Hay que resaltar que en todo momento se ha trabajado con la intención de llegar a la medida de una magnitud física, la cual más allá de aportar un resultado cualitativo, permita comparar los resultados con aquellos obtenidos mediante otras técnicas. Partiendo de una configuración experimental muy similar se muestran ambas aplicaciones de forma consecutiva, mostrando los puntos de similitud y discrepancia entre ambas, así como el análisis de los resultados obtenidos de cada una.

La primera de las aplicaciones que se presentan es la de la medida del fraguado de una muestra de mortero, desde el momento del vertido y su evolución a lo largo de los 28 días que de forma nominal se considera la duración estándar del curado. Durante este proceso, la muestra perderá agua progresivamente, a medida que ésta va reaccionando con el cemento, y por tanto se mostrará un decrecimiento progresivo de la constante dieléctrica de la probeta. La segunda aplicación es la medida de probetas de hormigón reforzado con fibras de acero. Aquí se han medido probetas con distintas dosificaciones de fibras y se ha establecido un patrón que relaciona la permitividad y la permeabilidad con el contenido de acero. Es esperable que ambas magnitudes crezcan ante la presencia de fibras. No obstante, esta situación implica lidiar con un material nada homogéneo, puesto que si ya el hormigón es heterogéneo de por sí, la adición

de fibras no hará sino aumentar dicha no uniformidad, de modo que los fenómenos localizados pueden interferir en la medida global, en concreto la presencia de una fibra cercana al sensor tiene más relevancia que aquellas que se encuentran a mayor distancia.

5.1 – Monitorización del fraguado de mortero

La primera de las aplicaciones que se propone en los objetivos de esta tesis es la de monitorizar el nivel de agua presente en el hormigón. A fin de diseñar un experimento equivalente, mediante el cual medir la evolución de la cantidad de agua presente en una muestra de hormigón, se propuso monitorizar el fraguado del hormigón a lo largo del tiempo desde el instante del vertido. Para ello, se dispuso un molde de plástico, sobre el que, una vez realizado el vertido, vibrado y alisado, se ubicó el sensor encima.

Las experiencias para esta aplicación se realizaron mediante un sensor CPW sobre una losa de unos pocos centímetros de mortero. Hay que señalar que se decidió emplear mortero en lugar de hormigón para evitar que el tamaño del árido grueso sea un factor determinante en la medida, dado el poco espesor de las muestras estudiadas. De todos modos, a nivel de los parámetros electromagnéticos de la medida, emplear mortero u hormigón no debería hacer variar significativamente el resultado.

En una primera experiencia (configuración experimental I), el mortero se cubrió con un plástico, dado que esta es una práctica habitual, conocida también como precurado, que impide la evaporación del agua durante las primeras horas del fraguado. Dado que en el laboratorio la temperatura se mantiene por encima de los 25 °C de forma normal, se consideró oportuno evitar la evaporación de agua mediante este sistema. No obstante, como se mostrará más adelante, la incorporación del plástico conllevó algunas dificultades en la obtención de los resultados, por lo que se repitió una experiencia similar (configuración experimental II) prescindiendo de cubrir el mortero, y a cambio se monitorizó la temperatura de la muestra de forma continua.

5.1.1. Configuración experimental (I)

La medida de fraguado se realizó empleando un sensor CPW con dos puertos ubicado sobre una losa de mortero. En este caso se empleó una losa con un espesor de 3 cm, dado que el sensor empleado no tendrá una capacidad de penetración mayor. La medida se efectuó en un recipiente de metacrilato de 600×150×150 mm situado sobre dos caballetes de madera, para evitar posibles interferencias de objetos metálicos cercanos al sensor (Figura 5.1).

La losa de mortero, con unas dimensiones de 600×150×30 mm, se elaboró con cemento Portland normal (OPC: *Ordinary Portland Cement*) y arena calcárea, con una relación arena/cemento de 3,0 y de agua/cemento de 0,50. No se utilizaron aditivos, y se vibró la mezcla manualmente. El mortero fue cubierto con un plástico durante las primeras 24 horas de fraguado, para luego ser descubierto y secado al aire. Inmediatamente encima de dicho plástico se colocó el sensor CPW.

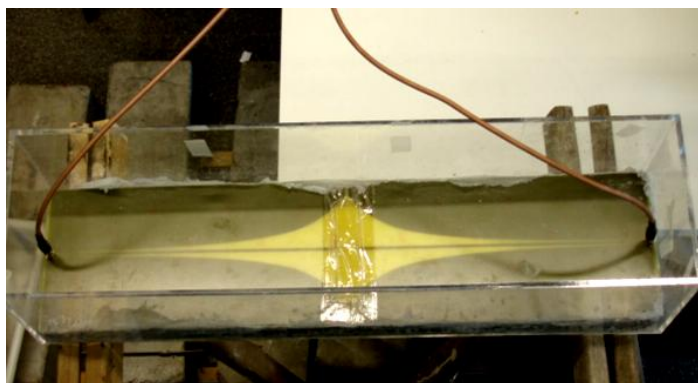


Figura 5.1 — Sensor CPW ubicado sobre la losa de mortero cubierta con plástico.

El sensor se diseñó empleando un modelo de línea CPW de 2 capas como el mostrado en el capítulo 3 (*Caracterización de materiales*). Para el mortero se supone una permitividad de 4, y 4,2 para el sustrato. La línea de transmisión se montó sobre una lámina de FR4 de 1,6 mm de espesor, por lo que el sensor completo tiene unas dimensiones de 600×150×1,6 mm. Se realizó de estas dimensiones, principalmente por ser una medida estándar de las probetas de hormigón para el ensayo de flexotracción (NBN B 15-238 1992). Ante la imposibilidad de fabricar una placa de circuito impreso de tan grandes dimensiones, se hizo necesario usar 2 placas de 30 cm y unir las en la parte central mediante cinta de cobre adhesiva y soldadura de estaño.

El sensor está adaptado a $50\ \Omega$ en cada uno de los dos puertos, con un conductor central de 3 mm de ancho. A continuación, la línea se ensancha progresivamente mediante una transición exponencial, hasta llegar en la zona central del sensor a un espaciado de 62,5 mm entre el conductor exterior y el central, el cual se mantiene en un ancho constante. Esta separación conlleva una impedancia de $200\ \Omega$, por lo que la transición exponencial tiene una relación de impedancias de 1:4.

Según los valores teóricos calculados, la reflexión máxima usando esta transición debe ser de 0,21, lo que se corresponde con un coeficiente de reflexión por debajo de -13 dB. La longitud del *taper* es de 30 cm, por lo que la frecuencia de corte inferior del sensor queda limitada a 250 MHz, siempre considerando una constante dieléctrica de 4. Para un material con una constante dieléctrica superior, la frecuencia de corte disminuiría, por lo que en este caso se ha tomado 4 como el menor valor encontrado en la bibliografía.

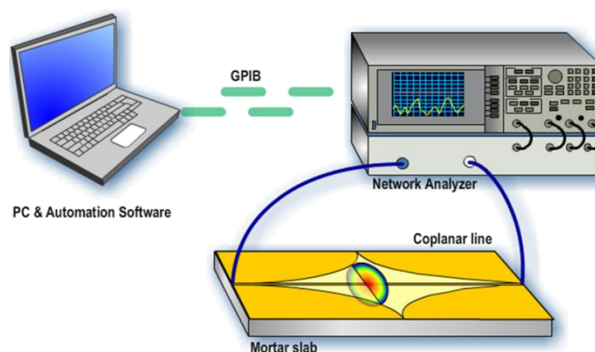


Figura 5.2 — Diagrama de la configuración de medida (1) mediante un sensor CPW sobre una losa de mortero.

Las medidas se realizaron empleando un Analizador Vectorial de Redes HP8753C, muestreando 801 puntos entre 300 MHz y 3GHz. Así, la resolución frecuencial es 3,37 MHz, y la potencia emitida, de 0 dBm. El proceso fue controlado mediante un PC mediante LabView. El diagrama completo de medida se muestra en la Figura 5.2.

a. Resultados y análisis de los datos

El sensor plano se situó sobre la muestra a caracterizar justo después del vertido, y se midió el parámetro de transmisión cada 5 minutos, aplicando por tanto una técnica TDT (*Time Domain Transmission*). Del parámetro de transmisión se analiza en primer lugar la constante dieléctrica, y en segundo lugar el factor de pérdidas (*Insertion Loss*), que es el factor que determina las pérdidas del material debidas a la conductividad, y que presumiblemente debería ser grande en los primeros instantes y decrecer a medida que el agua desaparece de la muestra. En este caso, dado que se trata de un material no magnético, la determinación de la permitividad se puede efectuar directamente a partir de la medida de la pendiente de la fase de la señal del parámetro de transmisión (S_{21}).

Los resultados correspondientes a las primeras 24 horas pueden observarse en la Figura 5.3. Se comprueba que el factor de pérdidas disminuye de forma constante, desde por encima de 12 dB hasta los 6 dB, como era previsible, dado que a medida que disminuye la cantidad de agua en la muestra, la conductividad total es inferior, lo que se traduce en una disminución de las pérdidas de la medida. Además, se observa que el valor de las pérdidas disminuye más rápidamente durante las primeras horas de fraguado, cuando el agua reacciona a mayor velocidad, y progresivamente se estabiliza hacia un valor constante, que en el límite corresponderá a las pérdidas causadas por la conductividad del mortero seco.

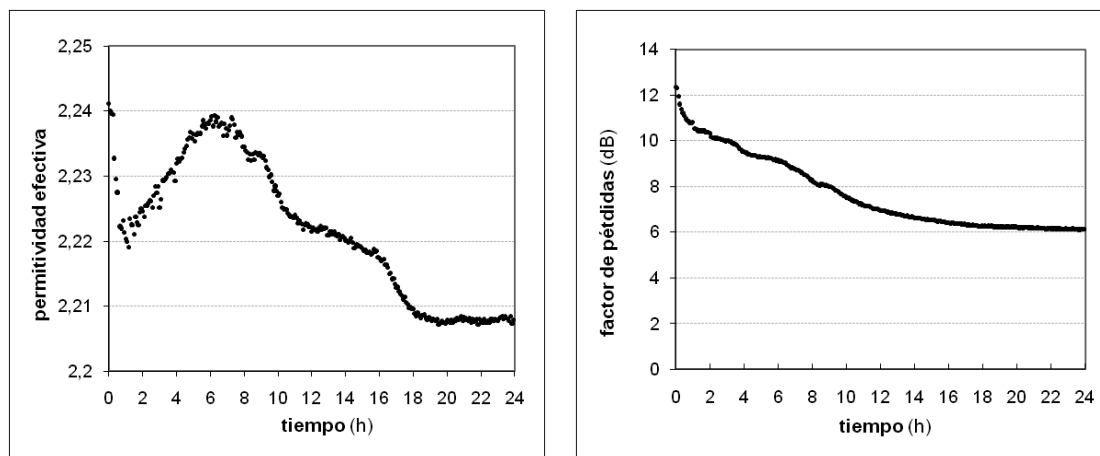


Figura 5.3 — Evolución del fraguado del hormigón durante el primer día: (a) permitividad efectiva y (b) factor de pérdidas medido a 500 MHz.

Para el caso de la permitividad, el comportamiento esperable es también una disminución progresiva, dado que la permitividad del agua se encuentra alrededor de 80 y la del mortero seco se espera entre 4 y 8, de acuerdo con los valores típicos de otros estudios (Peer et al. 2003). No obstante, en este apartado se deben hacer numerosas puntualizaciones. En primer lugar, la magnitud que se muestra es la de la permitividad efectiva, esto es, la permitividad aparente que se mide mediante el sistema completo de

medida, en el que interviene tanto la geometría del sensor como la zona de aire por la que transita la mitad superior de la onda, de modo que se debe observar esta magnitud de forma relativa y no atendiendo solo a los valores del material.

En cuanto a su comportamiento, se pueden distinguir distintas regiones, cada una de ellas asociada a un fenómeno diferenciado. En primer lugar, durante los primeros minutos se observa una disminución extremadamente rápida. Este factor se debe a que el exceso de agua de la muestra se filtró a través de las juntas del molde, y durante la primera hora de fraguado la probeta goteó progresivamente cierta cantidad de agua, de modo que el sensor mide una disminución rápida de la cuantía de agua. A partir de este momento se observa un crecimiento de la permitividad efectiva durante las 5 horas sucesivas.

Este fenómeno, que estaría de acuerdo con los valores mostrados por (van Beek y Hilhorst 1999), se debe a que la permitividad efectiva se ve afectada por las pérdidas del sistema. Según (Stuchly y Basseby 1998), los valores de permitividad tendrán un error inferior al 1% para $\epsilon''/\epsilon' < 0,3$, de modo que mientras las pérdidas del material son elevadas, dicha magnitud no responde al valor físico real. Casualmente, el punto en el que cambia la tendencia de la curva parece coincidir con el tiempo final de fraguado (*Final Setting Time*), que es el punto en que el mortero ha adquirido una firmeza suficiente para resistir una presión determinada (ASTM 1999), y en el cual la temperatura de la losa depende únicamente de la temperatura ambiente. Durante las horas sucesivas, la permitividad disminuye de forma progresiva, para estabilizarse alrededor de 2,21, valor que mantuvo con una mínima variación durante los días siguientes.

b. Efectos causados por la capa intermedia de aire

Como se ha indicado anteriormente, para obtener la permitividad del material a partir de la permitividad efectiva es necesario tener en cuenta la geometría del sensor y aplicar un modelo multicapa para la obtención de la permitividad del medio a caracterizar. En el caso del sensor ubicado sobre la losa de mortero, hay que tener en cuenta que al tapar la muestra con un plástico se crea una capa de aire entre la muestra y la línea coplanaria, por lo que en el modelo multicapa debería añadirse una capa de aire de espesor determinado. Para geometrías de tipo guía de onda rectangular o coaxial, algunos estudios relacionan los efectos sobre la permitividad efectiva de la capa de aire presente entre los conductores y la muestra a caracterizar (Baker-Jarvis et al. 1993). Aunque no se encuentran aproximaciones para el caso de guías planas, en ellos se indica que la corrección de una capa de aire ante la propagación de modos TEM puede aplicarse siempre que el espaciado sea pequeño en términos de longitud de onda, y que el modelo pierde validez conforme el espesor de la misma es mayor, por lo que la recomendación es la de minimizar dichos espacios vacíos.

Dado que en la práctica resulta imposible conocer el espesor de dicha capa de aire (en la práctica no es constante para toda la superficie del sensor), se ha estudiado la influencia que diferentes distancias tendrían sobre los valores medidos. Algunos autores proponen técnicas para extraer la permitividad de la muestra de forma aproximada analíticamente (Edwards y Steer 2000), sin embargo, dado un problema concreto se

puede establecer una relación numérica computacionalmente aplicando las ecuaciones propuestas en el capítulo 3. La Figura 5.4 muestra los valores obtenidos de esta relación. Para un espaciado entre la losa y el sensor de entre 5 y 10 mm, las permitividades obtenidas se encuentran entre 4,5 y 9,5, lo que resulta en valores en concordancia con los estudios de otros autores. No obstante, para conocer la permitividad de forma precisa será necesario fijar y conocer el espesor de la capa de aire, minimizando dicho espacio en la medida de lo posible.

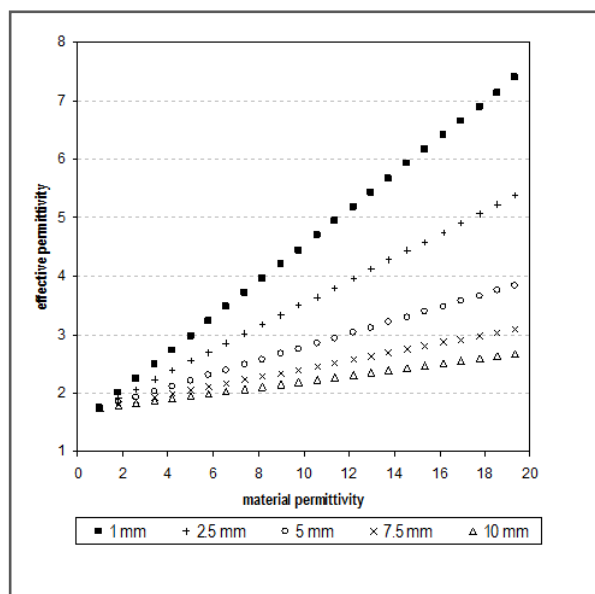


Figura 5.4 — Relación entre la permitividad del material y la permitividad efectiva medida en función de la influencia de la capa de aire existente entre el sensor y la probeta (Juan-García y Torrents 2009a).

5.1.2. Configuración experimental (II)

A fin de corregir los efectos causados por la capa de aire presente entre la muestra y el sensor, se propuso una segunda experiencia en la que anular dicho espacio. En este caso, se dispuso una muestra más pequeña para poder trabajar con un sensor de una sola pieza, lo que aporta mayor sencillez y robustez a la medida. Así, se ubicó el sensor en la parte inferior de un molde de polietileno sin ningún tipo de junta, de modo que el vertido del mortero se efectuó directamente sobre la superficie del sensor, y así se impide la existencia de una capa de aire entre el sensor y el material.

Además, se dispuso en paralelo una segunda probeta sobre la que se efectuaron medidas complementarias, a fin de contrastar la validez de la medida de la permitividad del material: en primer lugar, se situó un sensor de temperatura, para monitorizar la evolución de la temperatura a lo largo del tiempo tanto en el interior como en el entorno de la probeta, y en segundo lugar, se construyó un condensador de placas paralelas, de modo que el mortero actúa como dieléctrico del mismo, y así monitorizar la evolución de la permitividad mediante un método clásico, para ser contrastada con las medidas obtenidas del sensor CPW. El diagrama completo de la medida se muestra en la Figura 5.5.

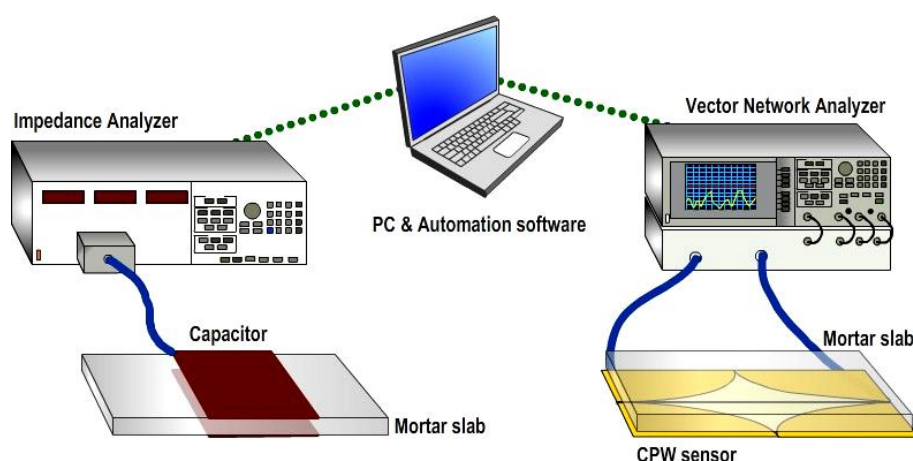


Figura 5.5 — Diagrama de la configuración de medida (II) mediante un sensor CPW bajo una losa de mortero y un condensador de placas paralelas conteniendo el mortero en su interior.

Ambas losas de mortero fueron vertidas simultáneamente sobre sendos moldes idénticos, de dimensiones 350×180×40 mm, y fueron elaboradas con OPC y arena calcárea, con una relación arena/cemento de 2,0 y de agua/cemento de 0,50. Ambas losas, sin aditivos, se vibraron manualmente sobre la misma tabla, para reproducir las mismas condiciones iniciales en ambas. Ocupando toda la base de uno de los moldes se encontraba el sensor CPW. En el otro se embebió una sonda de temperatura: un termopar cuyos datos eran almacenados por un multímetro Fluke 185, y se dispusieron dos placas de cobre de 150×150 mm separadas entre sí 35 mm, de modo que una vez vertido el mortero, dicho espacio quedó completamente lleno del material, actuando así como dieléctrico del condensador (Figura 5.6).

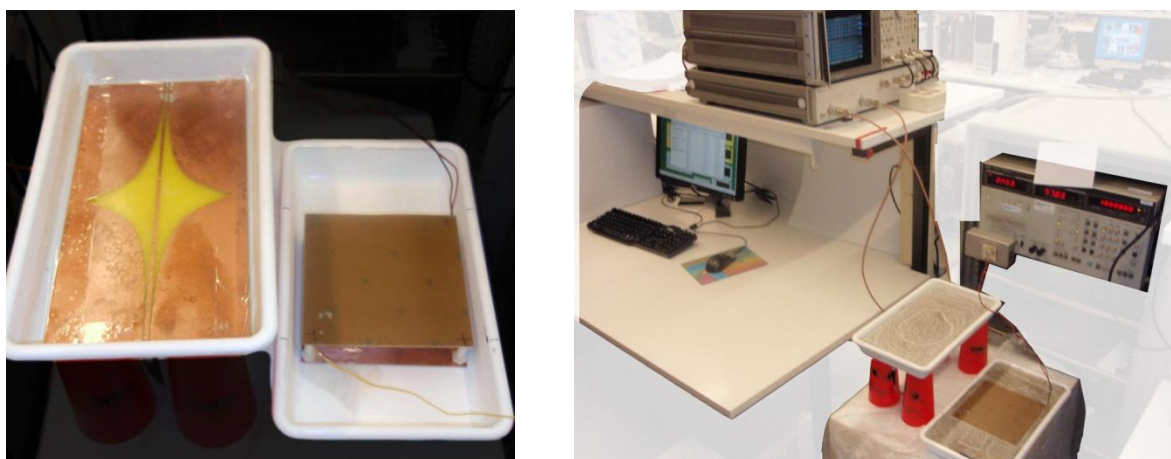


Figura 5.6 — (a) Fotografía de las cubetas preparadas para verter el mortero, con el sensor CPW en la primera y en la segunda, el condensador de placas paralelas y el termopar. (b) Configuración completa de la medida después del vertido.

Según (Elliott 1966, p. 189), la permitividad de un condensador de placas paralelas como el de este diseño (con $a=0,15$ m y $h=0,035$ m), se puede calcular en función de su geometría y la capacidad medida (C) como

$$\frac{1}{\epsilon_{eff}} = \frac{a^2}{hC} \left[1 + \frac{2h}{\pi a} \ln \left(\frac{\pi a}{h} \right) \right] \quad (5.1)$$

El sensor CPW, de dimensiones $300 \times 150 \times 1,6$ mm se diseñó a partir del mismo modelo de dieléctrico multicapa de la experiencia anterior. De nuevo, el conductor central se fijó en 3 mm y el espacio central, de 62,5 mm, por lo que el *taper* empleado es igual que el anterior, con la salvedad de que, por ser más corto (15 cm), la frecuencia de corte inferior queda limitada a 500 MHz.

Las medidas de los parámetros de dispersión del sensor CPW se realizaron de forma análoga al caso anterior. Las medidas de la capacidad y las pérdidas del condensador se realizaron a baja frecuencia, entre 10 Hz y 10 MHz, mediante un Analizador de Impedancias HP4192A. Los datos de ambas medidas fueron adquiridos mediante un PC via LabView durante 28 días, muestreando de nuevo cada 5 minutos.

a. Resultados y análisis de los datos

El sensor coplanario se situó sobre el molde con la capa de cobre en la parte superior, de modo que el mortero quede en contacto con el material. Sin embargo, el sensor fue primero cubierto con laca a fin de prevenir su deterioro con el tiempo y a su vez evitar que la presencia de agua produzca un cortocircuito entre el conductor central y los conductores laterales.

Para cada muestra temporal, el procesado de la pendiente de la fase del parámetro de transmisión aporta un valor de permitividad efectiva. A partir de ese valor, la permitividad del mortero se estima numéricamente empleando un modelo de 3 capas análogo al descrito en el capítulo 3 (3.2.1. *Guía de ondas coplanaria (CPW)*), teniendo ahora la certeza de que el cobre se encuentra en perfecto contacto con el material, lo que permite obtener el valor real del material. Para ello, se toman como parámetros del modelo la permitividad del sustrato de FR4 ($\epsilon_r = 4,2$), la del molde de polietileno ($\epsilon_r = 2,3$), así como la del aire circundante ($\epsilon_r = 1$). La estimación de la permitividad se efectuó dividiendo la línea en 300 segmentos (cada uno de 1 mm de longitud), como se muestra en la Figura 5.7. Cada segmento tiene su geometría distinta, por lo que aporta una velocidad de propagación propia, la cual se relaciona directamente con la permitividad efectiva, de modo que la permitividad aparente total se calcula como el promedio de cada una de las contribuciones individuales de cada segmento.

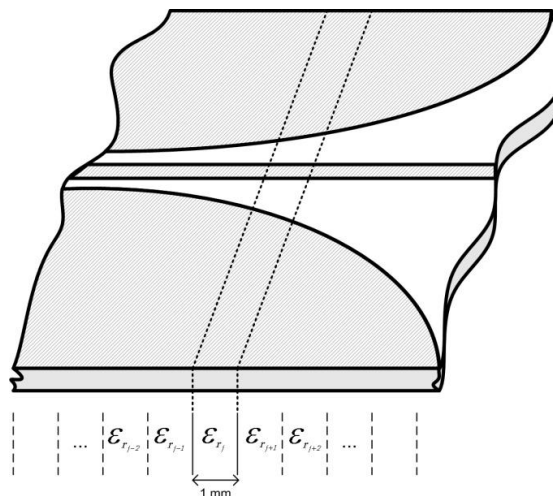


Figura 5.7 — Diagrama que muestra el procedimiento de cálculo de la permitividad efectiva teórica en función de la geometría de la línea CPW (Juan-García y Torrents 2010).

Es preciso destacar que en los primeros instantes después del vertido habrá una gran cantidad de agua presente en la muestra, por lo que son esperables grandes pérdidas en la medida. En el caso anterior, la distancia entre el sensor y la muestra lograba reducir el valor absoluto de las pérdidas, mientras que en este caso, por estar en contacto, el agua se comporta como un cortocircuito a determinadas frecuencias. En consecuencia, para cierto margen de frecuencias, la amplitud de la señal recibida se encuentra por debajo de la resolución del instrumento, lo que le impide absolutamente tomar medidas de fase. Así, se ha definido una frecuencia de corte superior, a partir de la cual no es posible obtener una medida razonable. En la Figura 5.8 se muestra la evolución de la frecuencia de corte durante las 24 primeras horas de muestreo. Se observa que a partir de la hora 14 se puede medir hasta 3 GHz, y por tanto en todo el margen muestreado. Dicha frecuencia de corte se sitúa cerca de 1,4 GHz en el instante inicial, motivo por el cual se han limitado los resultados obtenidos a las frecuencias por debajo de 1 GHz, de modo que puedan ser comparados desde el primer momento. De todos modos, para atender al criterio marcado por (Stuchly y Bassey 1998), según el cual los valores de permitividad tienen un error inferior al 1% para $\epsilon''/\epsilon' < 0,3$, la validez de los resultados se sitúa a partir de las primeras 18 horas. Por tanto, desde el instante inicial y durante las primeras 18 horas, el valor de las Pérdidas por Inserción (*Insertion Loss*) será el que determinará con mayor claridad la cantidad de agua de la muestra.

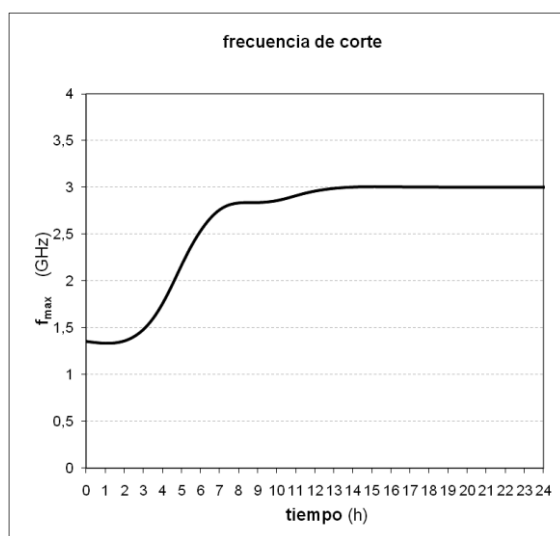


Figura 5.8 — Frecuencia máxima de trabajo en función del tiempo, debido a las pérdidas producidas por la cantidad de agua presente en la muestra (Juan-García y Torrents 2010).

En cuanto a los resultados de la permitividad, mostrados en la Figura 5.9, la permitividad inicial se encuentra cerca de 20, debido a la gran cantidad de agua de la muestra. A medida que el proceso de hidratación tiene lugar, se observa como la constante dieléctrica disminuye, dado que la cantidad de agua libre decrece proporcionalmente. Como era esperable, el mayor cambio se produce durante las 24 primeras horas, cuando la probeta pierde su viscosidad y adquiere un grado significativo de dureza. A diferencia de la primera experiencia, ubicar el sensor en la parte inferior de la muestra permite también observar los cambios que esta sufre durante un tiempo más largo, dado que la superficie endurece antes y la parte inferior lo hará más lentamente, de modo que si bien en la primera experiencia no se detectaron cambios

relevantes pasadas las primeras 24 horas, en este caso se muestra la evolución del material durante los 28 días que nominalmente dura el fraguado y aún sin llegar a un valor estable, lo que está de acuerdo con el hecho de que el proceso de endurecimiento completo tiene lugar durante meses (Gorisse 1981).

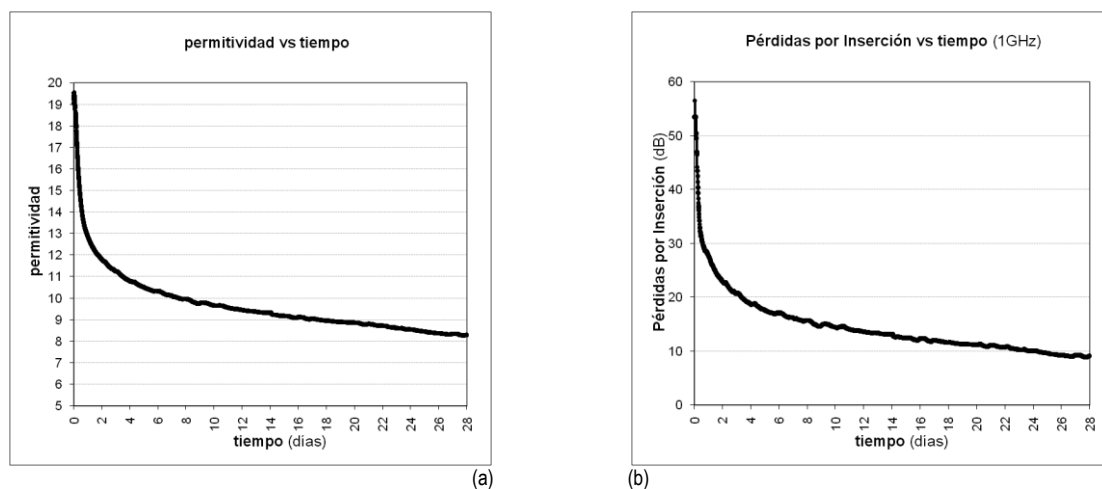


Figura 5.9 — Resultados del proceso de fraguado del mortero: (a) permitividad medida desde 300 MHz a 1 GHz y (b) Pérdidas por Inserción medidas a 1 GHz (Juan-García y Torrents 2010).

Los resultados de las Pérdidas por Inserción muestran una tendencia similar a la permitividad. Cabe destacar que el valor de dichas pérdidas varía en función de la frecuencia, por lo que se ha analizado a 1 GHz. El valor inicial de las pérdidas es cercano a 60 dB y decrece rápidamente en las primeras horas, mientras el agua libre reacciona con el cemento, para formar una matriz conductora llena de huecos con un comportamiento dieléctrico. A partir del segundo día, de forma análoga a la permitividad, las pérdidas van disminuyendo, sin llegar a un valor estable pasado el día 28.

Las medidas realizadas con el condensador muestran valores para la permitividad superiores a 1000, lo cual carece de sentido físico de forma estricta. De nuevo hay que tomar dichos valores como un valor de permitividad aparente, y achacar los valores medidos al efecto de doble capa (Macdonald y Barsoukov 2005, p. 469): Las medidas con el condensador se realizan a baja frecuencia (100 kHz), lo que conlleva un alto grado de intercambio iónico, mientras que las medidas con el sensor CPW se llevan a cabo a partir de 300 MHz, cuando este efecto se encuentra altamente mitigado. Siendo así, las medidas mediante el condensador se ven muy afectadas por el efecto de doble capa.

A pesar de tratarse de valores extremadamente distintos, ambos fueron normalizados respecto a su valor medio para poder compararlos. La comparación muestra alta correlación en su progresión a lo largo del tiempo, excepto en los instantes iniciales, cuando la gran cantidad de agua enmascara los resultados de la línea CPW (Figura 5.10). Las medidas de temperatura permiten comprobar a su vez que las medidas realizadas con el condensador se ven altamente afectadas por los cambios térmicos mientras que la medida de la permitividad usando el sensor CPW apenas se ve afectada.

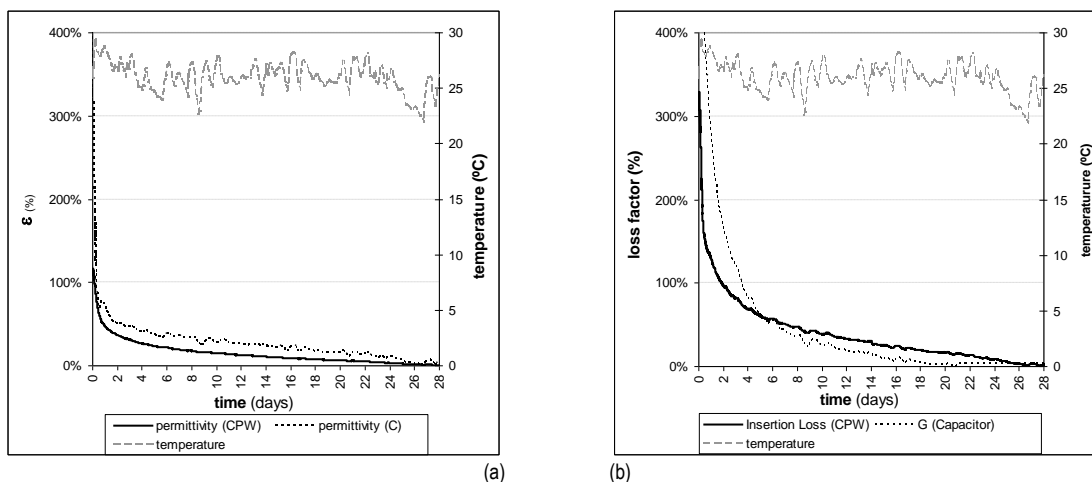


Figura 5.10 — Comparación entre las medidas con el sensor CPW (desde 0,3 a 1 GHz) y un condensador de placas paralelas (a 100 kHz): (a) evolución de la permitividad y (b) Pérdidas por Inserción del sensor CPW frente a la conductancia del condensador. Se incluyen las medidas de temperatura (Juan-García y Torrents 2010).

b. Modelos teóricos de ajuste de curvas de permitividad en función de la humedad

A partir de las medidas de permitividad obtenidas mediante el sensor CPW, si se desea determinar el grado de humedad de la muestra, se hace necesario recurrir a una curva de ajuste que relacione la permitividad del medio con la humedad. Para ello, se podría recurrir al ya nombrado modelo de Maxwell-Garnett para una mezcla de dos dieléctricos. No obstante, dicho modelo supone que la mezcla se efectúa a partir de inclusiones elipsoidales en un medio contenedor. Por ello, existen otros modelos que recogen de manera más precisa la permitividad para materiales compuestos con forma genérica (Tinga 1992).

Una referencia clásica en la medida de humedad de suelos es la desarrollada por (Topp et al. 1980). Se trata de una relación semi-empírica en el margen entre 1 MHz y 1 GHz, muy empleada para las técnicas TDR de caracterización de suelos, especialmente en aquellas con una distribución uniforme de contenido de agua inferior al 50% en volumen de agua por metro cúbico de suelo. No obstante, dicha ecuación parte de los valores típicos de permitividad de suelos, que son ligeramente más bajos que los de las pastas de cemento.

De forma genérica, el modelo más simple que se puede tomar en cuenta es el que determina la permitividad aparente de forma proporcional a la geometría del sistema:

$$\varepsilon_{eff} = f_v \varepsilon_i + (1 - f_v) \varepsilon_e \quad (5.2)$$

donde las permitividades de los materiales de la mezcla ε_i y ε_e corresponden al medio contenido y el contenedor, respectivamente, y f_v representa la fracción de volumen del medio contenido respecto al volumen total del material. No obstante, a partir de esta fórmula se han propuesto variaciones que de forma empírica demuestran resultados más precisos, en función de la ponderación que se otorga a cada medio (Kärkkäinen et al. 2000), siendo

$$\varepsilon_{eff}^\beta = f_v \varepsilon_i^\beta + (1 - f_v) \varepsilon_e^\beta \quad (5.3)$$

A partir de la expresión (5.3), se derivan el modelo de (Looyenga 1965), para $\beta = 1/3$, o de (Birchak et al. 1974), con $\beta = 1/2$. De forma similar, (Lichtenecker y Rother 1931) propone un modelo logarítmico que de forma inicial se mostró como una relación empírica y recientemente se ha demostrado analíticamente a partir de las ecuaciones de Maxwell (Simpkin 2010):

$$\ln \varepsilon_{eff} = f_v \ln \varepsilon_i + (1 - f_v) \ln \varepsilon_e \quad (5.4)$$

En el fondo, todos los modelos anteriores pueden derivarse a partir de un modelo circuital mixto de condensadores en serie o en paralelo según la distribución de los dieléctricos en el interior de un condensador de placas paralelas (Qizheng y Jin 2001), siendo $\beta = 1$ en el caso de todos los condensadores en paralelo, $\beta = -1$ para todos los condensadores en serie y en el caso de ser una mezcla altamente fragmentada, $\beta \rightarrow 0$, y así se emplea la expresión logarítmica.

Para el caso particular del agua y el mortero, si se toma una curva de ajuste potencial para la curva de permitividad mostrada en la Figura 5.9, y se estima el valor de dicha curva al cabo de 1 año, se tiene un valor de permitividad de 6, el cual puede dar una idea del valor al que tenderá el mortero completamente seco. Particularizando los modelos anteriores para la permitividad del agua ($\varepsilon_i = 81$) y la del mortero ($\varepsilon_e = 6$), las curvas resultantes se muestran en la Figura 5.11 (cabe señalar que la curva de Topp, por ser empírica no puede ajustarse a los valores de permitividad medidos).

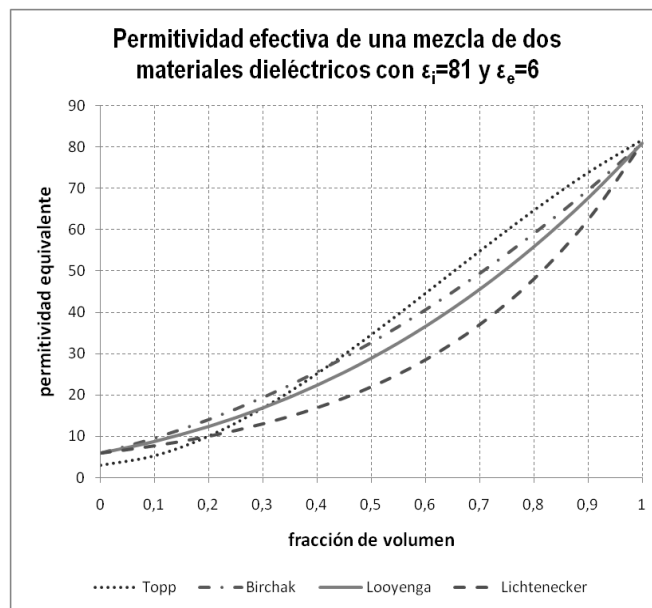


Figura 5.11 — Curvas teóricas que relacionan la permitividad equivalente del medio en función de la fracción de volumen de la mezcla de mortero y agua.

Para el instante inicial, en el que la cantidad de agua es conocida (28,6 % en volumen), la permitividad medida es de 19,5, por lo que el modelo que mejor aproxima dicho valor es el de Birchak, con una desviación del 1,4 %.

Tabla 5.1 — Error de la medida con el sensor CPW respecto a cada modelo de ajuste para el instante inicial

Modelo	Fracción de volumen	Error
Valor teórico	28,6 %	
Birchak	29 %	1,40 %
Topp	33,5 %	17,13 %
Looyenga	34,8 %	21,68 %
Lichtenecker	45,4 %	58,74 %

5.2 – Determinación de la dosificación de fibras en HRFA

La segunda aplicación que se tiene como objetivo es la medida de hormigones reforzados con fibras de acero. En concreto, se busca determinar la dosificación de fibras en la matriz de hormigón, así como descubrir si existe alguna orientación preferente. Desde un punto de vista del principio de funcionamiento, la medida mediante el sensor coplanario es análoga a la monitorización del fraguado de mortero, dado que se trata de cuantificar el contraste que produce un material conductor disperso en un dieléctrico, con la diferencia de que el acero será a su vez un material magnético, por lo que no se medirá únicamente la permitividad sino también una permeabilidad distinta de 1.

Las distintas experiencias se han realizado con probetas estándar usadas para otro tipo de ensayos convencionales. La mayoría de ellas se han realizado con fibras con una longitud de 50 mm y un diámetro de 1 mm, a fin de poder comparar los resultados con la mínima variación de parámetros. No obstante, los resultados obtenidos variarán con toda probabilidad ante un cambio de la geometría de las fibras.

Como se desprende del modelo de Maxwell-Garnett, es esperable tener una velocidad de propagación menor ante la mayor presencia de fibras en el hormigón, así como una mayor atenuación, por la presencia de un conductor, que se traduce en un factor de pérdidas en la propagación de ondas. Para comprobar dicho fenómeno, se realizaron en primer lugar medidas en el dominio temporal, empleando sensores de grandes dimensiones, por lo que la resolución de la medida está asegurada. No obstante, es de interés poder determinar el contenido de fibras de las probetas en una región más pequeña, para controlar si las fibras se encuentran uniformemente distribuidas o existen zonas con más cantidad de refuerzo que otras. Por ello se realizó una segunda experiencia con un sensor de dimensiones más reducidas, similar al empleado para la monitorización del fraguado en mortero.

5.2.1. Medidas preliminares en el dominio temporal

Para medir la diferencia en las velocidades de propagación de las ondas a partir de un sensor coplanario, se procedió a un montaje experimental similar al que se muestra en las simulaciones de la sección 4.2, esto es, una línea plana bifilar montada directamente sobre la probeta a caracterizar. Para lograrlo, se empleó cinta de apantallamiento de aluminio como conductor, la cual fue adherida directamente en la superficie del hormigón. Se emplearon dos conductores de 50 mm de ancho, adheridos con una separación de 50 mm entre ellos, lo que se puede modelar como una línea CPS de impedancia característica de unos 150 Ω . La línea se terminó en circuito abierto, y se midió la reflexión recibida en el origen. Para la medida de retardos de propagación en el dominio temporal, se hace necesario disponer de

pulsos cortos y con un tiempo de subida (*rise-fall time*) pequeños. Para lograrlo, se empleó un circuito comparador, capaz de producir un pulso con un tiempo de subida cercano a los 0,5 ns (García Serrano 2008).

La primera medida realizada fue la de disponer la línea bifilar de 60 cm terminada en circuito abierto sobre una placa de metacrilato ($\epsilon_r = 3,4$) de 0,5 mm de espesor, y por tanto sin la presencia de hormigón, a fin de realizar una medida sin pérdidas añadidas, y en la que se fueron añadiendo fibras de forma manual, uniformemente distribuidas, y con orientación aleatoria, siempre en el plano horizontal. La Figura 5.12 muestra la dependencia entre el número de fibras y la permitividad efectiva de la muestra, así como con las pérdidas de la señal.

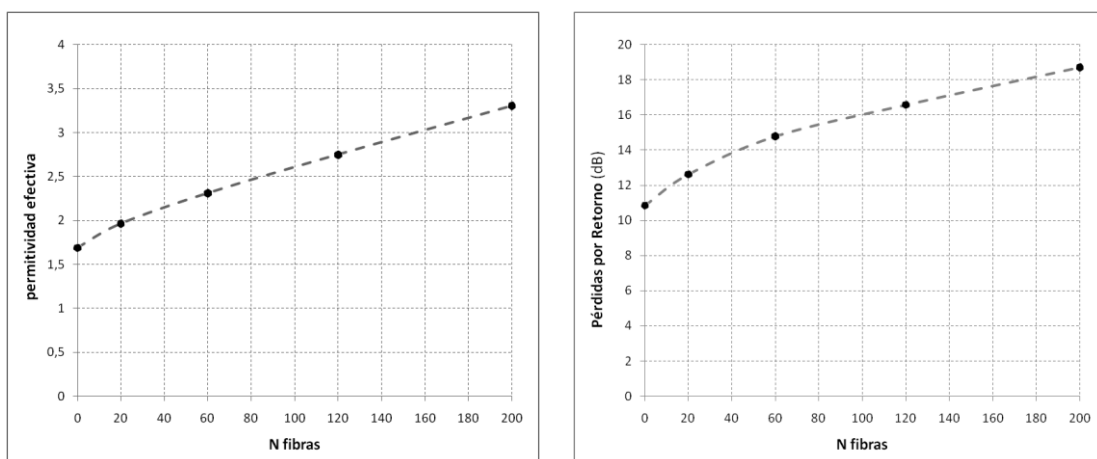


Figura 5.12 — Permitividad efectiva y Pérdidas por Inserción en función del número de fibras de acero medidas mediante una línea CPS.

En segundo lugar, se repitió el mismo procedimiento, pero esta vez sobre probetas de hormigón reforzado con fibras de acero. En este caso se dispusieron 2 probetas en serie, de 600×150×150 mm, teniendo así sobre ellas una línea CPS de 1,20 m de longitud acabada en circuito abierto (Figura 5.13).

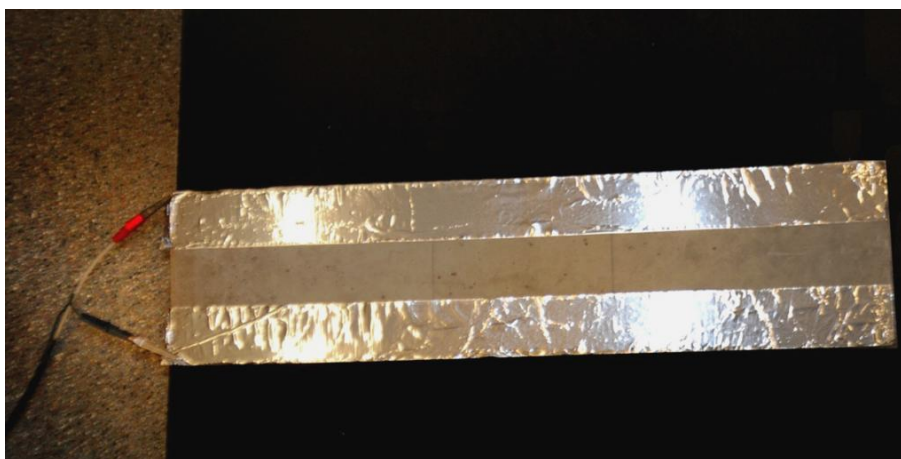


Figura 5.13 — Configuración de medida en el dominio temporal con cinta de aluminio adherida sobre una probeta de HRFA (la foto muestra una única probeta, aunque la medida se realizó con dos probetas seguidas).

Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5.14, y demuestran la capacidad del método para discriminar entre contenidos de fibra en probetas de hormigón, pese a que los resultados se distribuyen en

una curva en ‘S’, de modo que para tanto las dosificaciones menores como para las más elevadas, las diferencias son reducidas.

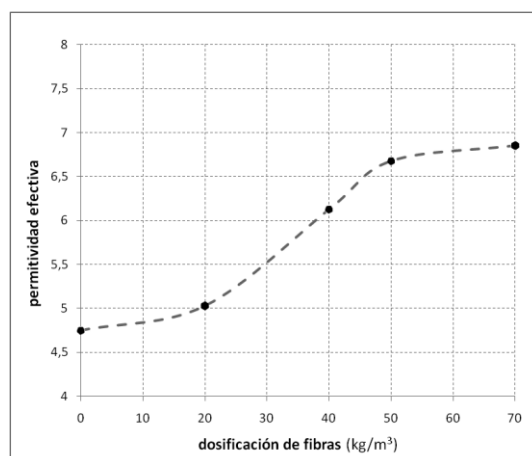


Figura 5.14 — Permitividad en función de la dosificación de fibras en probetas de 1200×150×150 mm, medida mediante una línea CPS en el dominio temporal.

Las medidas mostradas mediante este método demuestran, conjuntamente con las simulaciones que se han realizado previamente, la capacidad de esta configuración de medir la dosificación de fibras de acero en estructuras de hormigón. No obstante, más allá de determinar la dosificación de fibras de una estructura completa (lo que se ha conseguido mediante líneas adheridas al material), se pretende caracterizar fenómenos locales. Determinar la distribución de las fibras en una región de la estructura se resuelve trabajando con un sensor de menores dimensiones. Esto conlleva a su vez trabajar con pulsos mucho más rápidos, o lo que es lo mismo, trabajar a más alta frecuencia. Por ello se consideró más oportuno trabajar en el dominio de la frecuencia midiendo mediante un analizador de redes, y así medir con sensores de dimensiones más reducidas.

5.2.2. Configuración experimental empleando un sensor CPS

La medida de dosificación de fibras de acero en probetas de hormigón se realizó mediante un sensor similar al empleado para monitorizar el fraguado de mortero. No obstante, un factor clave en esta experiencia será la de poder medir a mayor profundidad, para lo que se requiere una mayor separación de los conductores. Para lograrlo sin agrandar demasiado el sensor, se empleó en este caso un sensor CPS, que proporciona una mayor penetración en el material que el CPW. Como se ha mostrado en el capítulo anterior, emplear una línea CPS conlleva ubicar un *balun* entre el puerto del sensor y la zona de detección.

El sensor, construido de nuevo sobre un sustrato de FR4 de 1,6 mm de espesor, se diseñó para tener un área de detección de 150×150 mm, y así poder adaptarlo a la medida de probetas estándar de 150×150×150 mm. A cada puerto, formado por conectores SMA, le sigue un *balun* plano de tipo *butterfly*, como el descrito en el capítulo anterior (4.4.1. Desarrollo de baluns de banda ancha). A continuación, la línea CPS de 100 Ω se ensancha hasta alcanzar las dimensiones deseadas, lo que se traduce en una impedancia ligeramente superior a los 250 Ω, que se logra mediante un *taper* exponencial con relación de transformación de impedancia 1:2,5. El centro del sensor constituye una zona de 15×15 cm en la que se

ubicará la probeta a medir (Figura 5.15). De entrada, las medidas se realizaron de forma análoga a la medida de fraguado del mortero (Figura 5.2), empleando un Analizador Vectorial de Redes HP8753C, entre 300 MHz y 3GHz, aunque se mostrará más adelante que la información de interés se encuentra únicamente en la banda inferior de frecuencias.

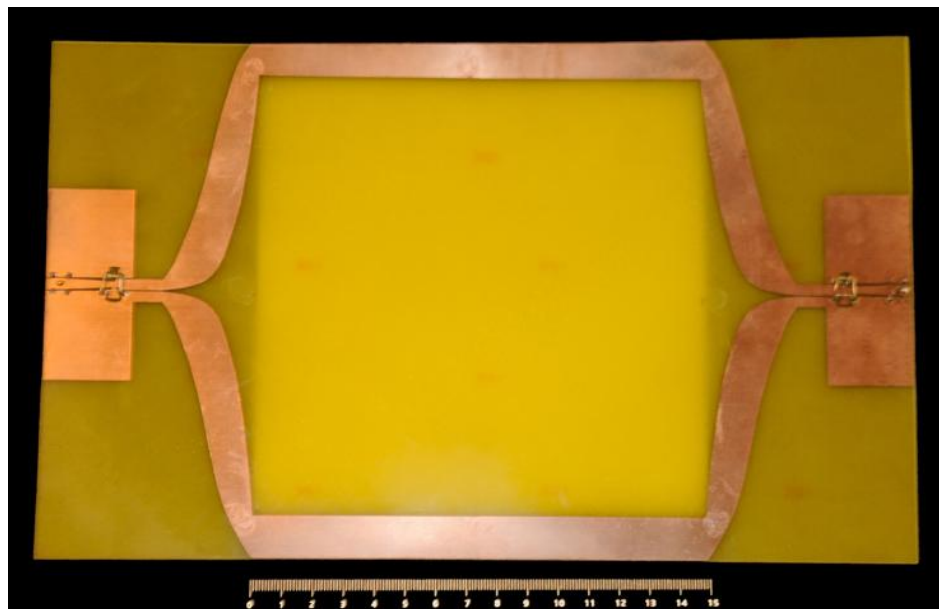


Figura 5.15 — Sensor CPS alimentado mediante baluns de banda ancha, empleado para la medida de dosificación de fibras de acero en probetas de hormigón.

5.2.3. Resultados y análisis de los datos

a. Caracterización de la respuesta del sensor ante la presencia de fibras

En primer lugar, se procedió a estudiar la respuesta del sensor ante distintas dosificaciones de fibras de acero. Conociendo la morfología de las ondas electromagnéticas en las inmediaciones de una línea CPS, es esperable que las fibras que se encuentren más cercanas a éste tengan una mayor influencia en la medida que aquellas que se encuentren más alejadas. Esto sucede por un doble motivo: por un lado, la intensidad de la onda electromagnética disminuye en función de la distancia al sensor, y por otro, la forma aproximadamente cilíndrica de la propagación de la onda provoca que el área de influencia del sensor comprenda un mayor número de fibras superficiales que aquellas que se encuentren a mayor profundidad.

Para comprobar estos resultados, se realizaron medidas ubicando fibras manualmente cerca de la línea de transmisión a diferentes alturas, para así comprobar cómo afectan de forma distinta al resultado. A su vez, se han procesado los datos en 3 bandas de frecuencia distintas, para comprobar cuál puede ser la frecuencia más adecuada de medida. De esta forma, se han medido aumentos de contenido de fibras situadas sobre una lámina de cartón (por lo que se puede considerar que el dieléctrico era aire a ambos lados de la línea CPS), y el sensor se ubicó suspendido, variando su distancia respecto a las fibras entre 1 mm y 10 cm.

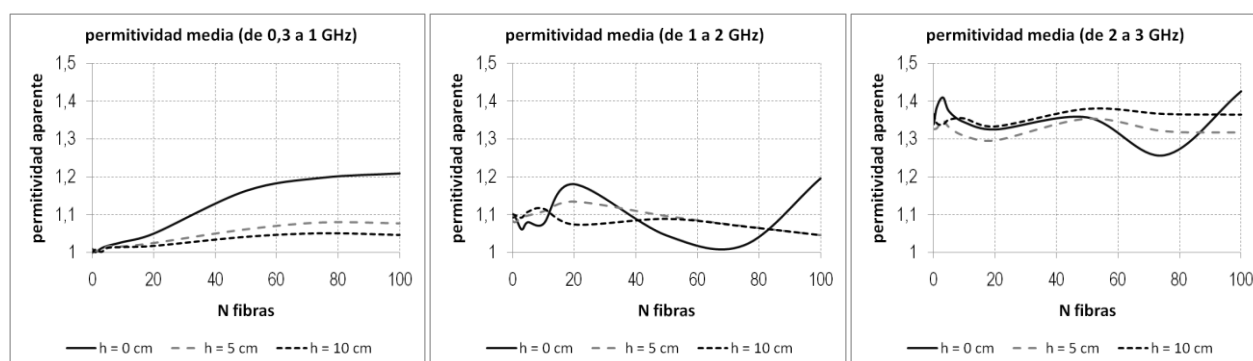


Figura 5.16 — Permitividad aparente en función del número de fibras medido con el sensor CPS situado a 3 alturas distintas (0, 5 y 10 cm). Resultados en tres márgenes frecuenciales entre 300 MHz y 3 GHz.

La Figura 5.16 muestra la dependencia entre la permitividad y la profundidad de penetración de la onda. En primer lugar, se observa un comportamiento distinto en cada una de las bandas frecuenciales, siendo claramente la banda por debajo de 1 GHz la que muestra una mayor capacidad de distinción de la cuantía de fibras. Los trabajos realizados por (Roqueta et al. 2008) muestran el mismo comportamiento a la vez que muestran un modelado electromagnético de las fibras de acero en función de la frecuencia de excitación (Roqueta et al. 2009).

En aquellas bandas en que la longitud de la fibra es comparable con la de la onda electromagnética, las fibras actúan como un dipolo resonante. La componente transversal de las fibras presentará el mayor grado de interacción con la onda, como se muestra en la Figura 5.17, y es por ello que los resultados más significativos se obtendrán en aquellas longitudes de onda que se encuentren por encima de la longitud de la fibra. Siendo ésta de 5 cm, y considerando una permitividad del hormigón igual a 4, para una frecuencia de 750 MHz, se tendrá que la longitud de la fibra coincide con $\lambda/4$. Además, se puede considerar que la componente que interactuará con el campo será únicamente la componente transversal, por tratarse de propagaciones cuasi-TEM, de modo que en una matriz de fibras con orientaciones aleatorias, se podrá encontrar cualquier longitud de onda resonante por debajo de 5 cm. Así, en las frecuencias por encima de ésta, las fibras resonarán a diferentes longitudes de onda de forma aparentemente aleatoria. Es por este motivo que la mejor opción parece la de medir por debajo de 750 MHz, en consistencia con los datos mostrados en la Figura 5.16, y en una banda en la que todas las fibras respondan de forma similar ante la presencia de una onda electromagnética.

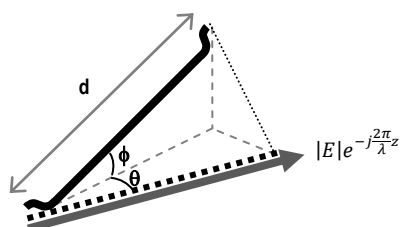


Figura 5.17 — Modelo de una fibra de acero con extremos conformados ante la incidencia de un campo electromagnético.

Del análisis de los datos de la Figura 5.16 en la banda inferior de frecuencias se desprende también la distinta ponderación que reciben las fibras en función de la distancia al sensor a la que se encuentren. Así,

se muestra cómo la misma cantidad de fibras produce una variación de un 20% respecto a la medida en vacío cuando éstas se encuentran a 1 mm del sensor, mientras que dicha variación se reduce hasta un 8% a 5 cm y por debajo del 5% a 10 cm, de modo que el sensor será más capaz de detectar las fibras cercanas a la superficie de una estructura. En consecuencia, una misma variación en la permitividad relativa puede ser causada por un volumen de fibras en la superficie o por una cantidad 5 veces mayor de fibras a 10 cm de profundidad. Sin duda, este factor determinante para la correcta evaluación de la dosificación de fibras en hormigón es una de las principales causas de variabilidad de las medidas.

b. Medidas de dosificación de fibras de acero en probetas de HRFA

Partiendo de las conclusiones extraídas de la experiencia anterior, se ha procedido a la medida de probetas de hormigón reforzado con fibras de acero. Como se ha indicado anteriormente, el sensor fue diseñado para medir probetas cúbicas, de 150×150×150 mm, análogas a las empleadas en los ensayos inductivos mostrados en el capítulo 2 (2.3.3. *Métodos magnéticos*). Cada una de las probetas se ubicó sobre un soporte de madera, colocando el sensor en la parte superior. En la parte inferior de éste se añadieron 6 piezas de plástico para asegurar que la probeta se encontraba perfectamente centrada, y así mejorar la repetibilidad de la experiencia.

Las probetas de hormigón se elaboraron con Cemento II AL 42,5 R, con arena 0/4 mm y dos tipos de árido, con una relación 1:3 entre árido de 4/10 mm y 10/20 mm. La relación *a/c* fue de 0,5 y la relación *árido/cemento*, de 7, añadiendo a su vez aditivo superplastificante. Se construyeron 16 probetas para cada una de las distintas dosificaciones de fibra de acero, desde 0 kg/m³ hasta 60 kg/m³, con pasos de 15 kg/m³, y el proceso de vibrado fue manual.



Figura 5.18 — Vista inferior de la configuración de medida de una probeta mediante el sensor CPS.

Si bien la configuración de medida es idéntica al caso de la medida de las fibras a distintas alturas, en este caso el procesado de los datos añade algo más de complejidad al sistema. De entrada, las medidas fueron calibradas mediante el método TYS presentado en el capítulo 3 (3.3.3. *Calibración TYS*). Todas las cargas de calibración se efectúan empleando un *balun back-to-back*, de modo que de la medida del mismo se obtiene el estándar *thru*, y cuando sobre éste se suelda una resistencia SMD en paralelo de 50 Ω, se tiene

el estándar Y (Figura 5.19). La misma resistencia se emplea para el estándar S, esta vez soldada sobre un conector SMA.

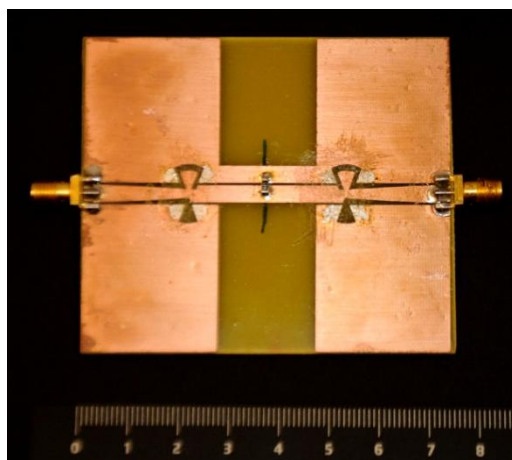


Figura 5.19 — Estándar de calibración Y, formado por un balun back-to-back con una resistencia SMD (señalada en el centro).

Una vez muestreados los parámetros de dispersión (s_{11} y s_{21}), se aplica el método de Nicolson-Ross y Weir (NRW), para poder determinar la permitividad y permeabilidad de la muestra, y así contrastar los valores obtenidos con los de otras investigaciones. En este punto hay que destacar que la aplicación del método NRW llevará únicamente a la obtención de la permitividad y permeabilidad efectiva del medio entre los planos de calibración. Así, hay que tener en cuenta que esta región comprende tanto la zona ocupada por el sensor como la transición exponencial (recuérdese que el estándar *thru* desplaza los planos de calibración al puerto balanceado del *balun*). La alternativa de incluir la transición exponencial en el estándar de calibración se ha descartado por la imposibilidad de tener una carga en paralelo, ya que dicha carga debería tener unas dimensiones de 15 cm, que sería comparable a la longitud de onda. Como ya se ha comentado, la carga debe ser suficientemente pequeña a la frecuencia de interés como para considerar un modelo de parámetros concentrados.

Paralelamente, el algoritmo de NRW presenta ciertas frecuencias a las que la señal se ve afectada por el error debido a los múltiplos de la longitud de onda, lo que hace que la señal sea más fiable a determinadas frecuencias. Para resolver este inconveniente, se ha sub-muestreado la señal para adquirir únicamente aquellos puntos en que el error se considera mínimo. A continuación la señal es interpolada para obtener un valor aproximado alrededor de los puntos afectados por dicho error. Cabe destacar que para eliminar el posible ruido de la medida, las medidas de fase se efectúan promediando un margen de puntos, para minimizar la afectación del ruido de fase si se tomara un solo punto. Así, cuando se presenta un valor a 500 MHz, habrá que tener en cuenta que se ha tomado alrededor de esa frecuencia, en este caso, desde 385 MHz hasta 615 MHz.

Para pasar de la medida de permitividad y permeabilidad efectiva a sus respectivos valores dentro del material de interés, es preciso aplicar de nuevo un modelo teórico de la línea CPS, análogo al que se ha presentado en la Figura 5.7, pero esta vez aplicando las ecuaciones constitutivas de la línea CPS. Dicho modelo no contempla el espacio de aire que pueda quedar entre la muestra y el sensor, aunque por ser

pequeña comparada con el ancho de la línea, dicha influencia será sustancialmente menor que en el caso de la línea CPW.

En cambio, un factor importante en este contexto será el de las pérdidas por radiación, despreciables en el caso de un sensor CPW, pero considerables desde el momento en que la separación entre los conductores se torna comparable a la longitud de onda. Al ser grande la separación entre conductores, y a su vez la impedancia de la línea cercana a la impedancia del aire (377Ω), gran parte de la potencia de la onda transmitida se radia, lo que se traduce en pérdidas desde el punto de vista de la señal transmitida. Pese a que esta fuente de error no podrá ser corregida (y será la principal fuente de error en la medida), se ha efectuado una corrección para minimizarla: por un lado, las medidas se normalizarán respecto a la medida con aire, lo cual equivale a compensar la radiación en la zona expuesta al aire. Por otro lado, y considerando que las pérdidas por radiación son similares para cualquier dosificación (lo cual equivale a considerar que el valor de la permitividad no varía en exceso de una muestra a otra), se impone la condición de que la permeabilidad del hormigón sin fibras sea igual a 1, lo cual es cierto para todo material no magnético. Tomando esa condición, se escalan el resto de valores según ese factor.

En el diagrama de la Figura 5.20 se detalla el proceso completo empleado para determinar la permitividad y la permeabilidad de probetas de hormigón reforzado con fibras de acero.

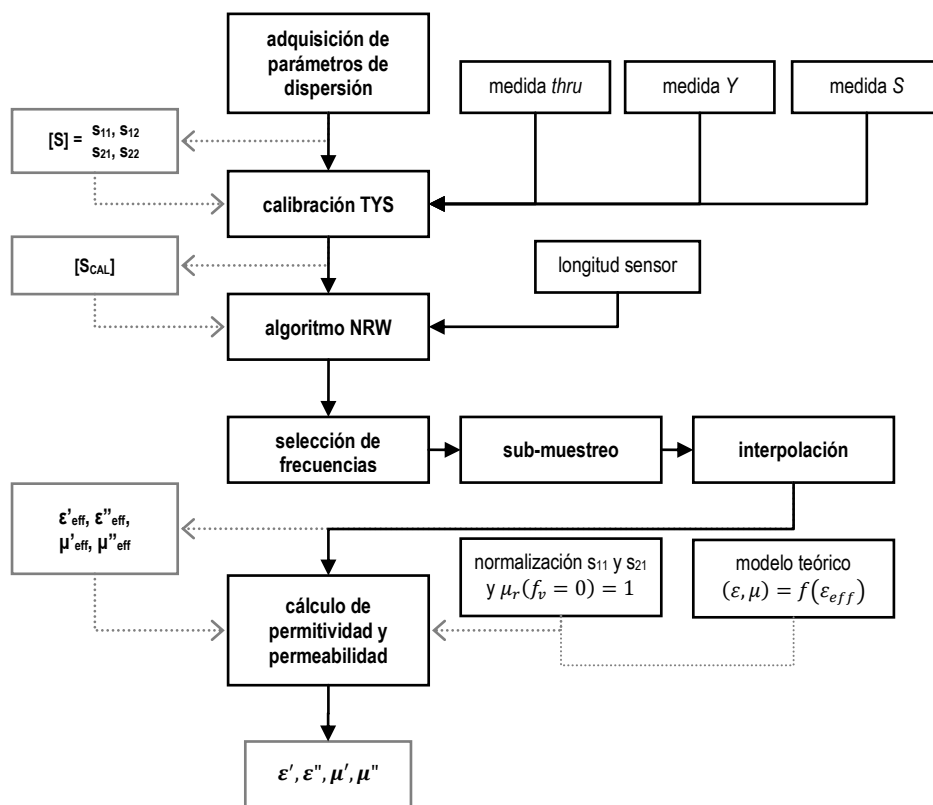


Figura 5.20 — Diagrama del procesamiento de las señales para la determinación de la dosificación de fibras de acero en hormigón.

Los resultados promedio tanto para la permitividad como para la permeabilidad complejas se muestran en la Figura 5.21. En primer lugar se puede observar que la información más relevante se encuentra en la parte real de ambas magnitudes, las cuales muestran una tendencia conforme al aumento

en la dosificación de fibras de acero (a excepción de la serie de 30 kg/m^3 , el comportamiento de la cual se describe más adelante). No obstante, puede observarse que las medidas presentan una dispersión que en algunos casos es comparable a la diferencia entre dos dosificaciones consecutivas, lo que dificulta poder determinar la dosificación de una muestra en base a la medida de una única muestra. Dicho de otra manera, y de forma similar a otros métodos descritos, únicamente la medida repetida de muestras permite obtener un patrón para estimar la cuantía de fibras (Torrents et al. 2009) a partir de promediar cierto número de valores.

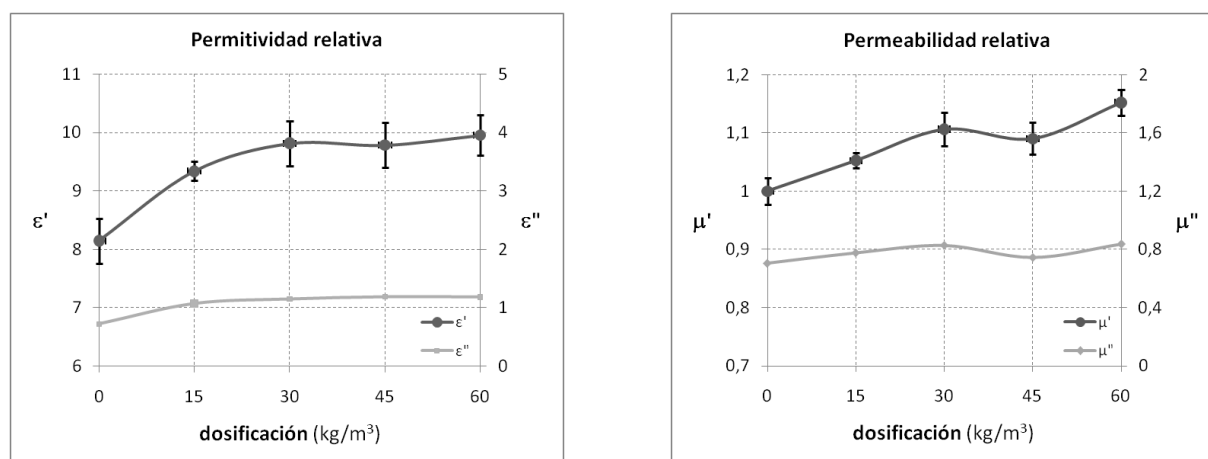


Figura 5.21 — Permittividad y permeabilidad resultado de la medida (a 350 MHz) de probetas de hormigón reforzado con fibras de acero para distintas dosificaciones nominales de fibras entre 0 y 60 kg/m^3 mediante el sensor CPS.

Los resultados obtenidos mediante este proceso muestran un incremento de la permitividad cercano a un 25% entre de la mayor dosificación respecto a la serie sin fibras, y de un 15% para la permeabilidad. Si se toma el producto de ambas magnitudes, que determina la velocidad de propagación resultante, se obtiene un incremento del 44%. Comparando la variación de esta magnitud con la de la permitividad efectiva obtenida mediante el modelo teórico, se encuentra por debajo de los incrementos esperados: según el modelo de Maxwell-Garnett presentado en el capítulo 3 (3.1.4. *Propiedades electromagnéticas de materiales heterogéneos*), se podrían esperar variaciones superiores al 100%. No obstante, las medidas realizadas mediante el método inductivo (2.3.3.1. *El método inductivo como método de contraste*) presentan una variación cercana a una 10% para la inductancia, la cual está directamente ligada con la permeabilidad, y no dista del 15% obtenido mediante el sensor CPS. Hay que añadir que la dispersión de los resultados del método inductivo es muy inferior a la del sensor CPS.

Dichas diferencias en la variación de la magnitud de interés podrían explicarse debido a la contribución de múltiples factores: principalmente, se ha considerado un modelo para dieléctricos y conductores ideales, mientras que un modelo realista debería contemplar la conductividad del hormigón y los efectos de interfase. Dichos efectos se traducen en pérdidas del material (cuantificadas en este caso según el valor imaginario de las magnitudes, ϵ'' y μ''), que no contribuyen a la variación de la velocidad de propagación, y en consecuencia a la permitividad (el modelo teórico considera nulas ambas magnitudes). Además, el modelo supone un medio homogéneo, es decir, que el sensor se encuentra completamente rodeado por el material, mientras que en este caso sólo una porción del espacio está ocupada por el

material, así que habría que añadir los efectos del cambio de medio al modelo, que supone principalmente pasar de una onda con un frente de propagación plano (por su naturaleza cuasi-TEM), a una onda con una mayor dispersión.

Como se había anticipado anteriormente, la serie de 30 kg/m³ merece una mención aparte. La observación de los datos muestra que dicha serie no obedece a la misma tendencia marcada por las demás. No obstante, estas dificultades aparecieron también mediante la medida de las mismas probetas mediante un método radiado (Roqueta et al. 2010). A fin de evaluar la naturaleza de dicho efecto, se pesaron las probetas, observando que la serie en cuestión presenta un peso anómalo respecto a las demás. En la Tabla 5.2 se muestran los pesos medios de las distintas series, a partir de los cuales se ha calculado la densidad correspondiente a la matriz de hormigón, es decir, una vez restado el contenido de fibras. Dicho cálculo muestra que la densidad de esta serie es claramente distinta a las demás, lo que demuestra alguna diferencia sustancial en la naturaleza del hormigón para este caso. Las medidas mediante el método inductivo, las cuales no se ven influenciadas por el medio contenedor, muestran que el contenido de fibras de la serie presenta una tendencia normal. Por ello, ambas medidas llevan a concluir que la composición del hormigón contiene algún parámetro distinto que enmascara la medida de la dosificación de fibras, aunque no se ha podido determinar a posteriori qué factor es el causante de dicha anomalía.

Tabla 5.2 — Cálculo de la densidad media para cada dosificación de HRFA[†].

Dosificación de fibras	Peso medio por probeta	Densidad de la matriz de hormigón
0 kg/m ³	8,0 kg	2370,4 kg/m ³
15 kg/m ³	7,8 kg	2371,2 kg/m ³
30 kg/m ³	7,9 kg	2453,1 kg/m ³
45 kg/m ³	7,4 kg	2381,0 kg/m ³
60 kg/m ³	7,2 kg	2370,3 kg/m ³

Con estos datos, se concluye que será necesario aplicar un factor de corrección a la medida de dosificación de fibras que sea representativo de la naturaleza del hormigón empleado, además de la curva de calibración debida al contenido de fibras. Ante la imposibilidad de realizar un análisis paramétrico de todos los constituyentes del hormigón, y disponiendo de la densidad como único indicativo de la naturaleza del hormigón empleado, la Figura 5.22 muestra los resultados obtenidos de esta experiencia corregidos según un factor proporcional a la densidad del medio contenedor, según la expresión

$$\varepsilon_{corr} = \varepsilon_m \left(1 - \frac{\rho - \hat{\rho}}{\hat{\rho}} \right) \quad (5.5)$$

donde ε_m es la permitividad medida, ρ es la densidad de la serie, y $\hat{\rho}$ la densidad media de todas las series, que corresponde con la densidad media del hormigón, 2400 kg/m³. Empleando este factor de corrección, la serie de 30 kg/m³ también se ajusta a la tendencia marcada por el resto de series, mostrando un comportamiento creciente tanto para la permitividad como la permeabilidad.

[†] El autor agradece la cesión de estos datos a Gemma Roqueta, del grupo AntennaLab-UPC.

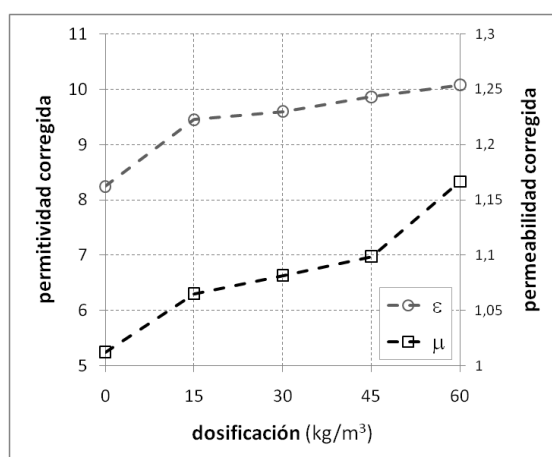


Figura 5.22 — Permitividad y permeabilidad corregidas según un factor proporcional a la densidad de la probeta, para dosificaciones nominales de fibras entre 0 y 60 kg/m³.

A partir de los valores obtenidos para la permitividad y la permeabilidad, se obtiene directamente la velocidad de propagación del medio, inversamente proporcional al producto de ambas magnitudes. La Figura 5.23 muestra el valor de la velocidad de propagación normalizado respecto a la velocidad en el vacío, obtenida en base a los valores corregidos de la permitividad y permeabilidad.

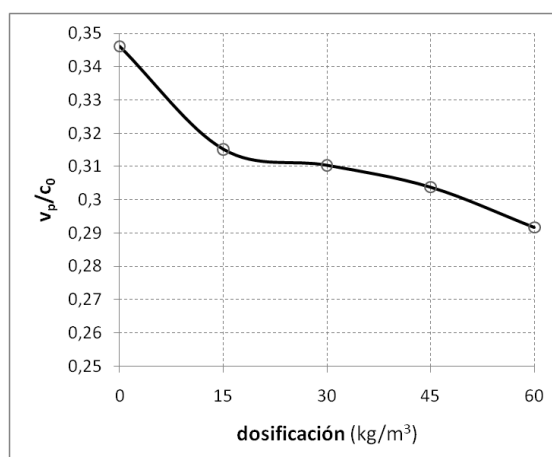


Figura 5.23 — Velocidad de propagación relativa en función de la dosificación de fibras de acero.

En conclusión, la medida de la dosificación de fibras de acero en hormigón mediante un sensor CPS aporta información significativa respecto a la cuantía de fibras en una región determinada de una estructura. Como se ha comprobado, el proceso presenta numerosas dificultades, tanto relacionadas con la misma configuración del método como con la significatividad de los resultados, lo cual muestra la necesidad de depurar algunos aspectos a partir de nuevas medidas.

Respecto a la configuración, algunos aspectos podrían ser corregidos o mitigados, como las diferencias de posicionamiento entre la probeta y el sensor. Como ya se ha descrito, el espacio de aire existente en las inmediaciones de la línea CPS debería ser constante, lo que se puede lograr aplicando al sensor una fuerza normalizada de contacto. La desviación estándar de los resultados es grande debido, entre otros, a la distinta respuesta que presentan la misma cantidad de fibras ubicada a distintas alturas. En este sentido podrían hacerse experiencias de medidas diferenciales a distintas distancias, o mediante geometrías distintas

para discriminar el contenido de fibras en altura. A su vez, las pérdidas por radiación del sensor suponen también una fuente de interferencia. En ese sentido, la evaluación de los resultados en el dominio del tiempo podría permitir la disminución de dicho efecto mediante técnicas de enventanado temporal (*time gating*).

En relación a cuán significativos son los resultados, se muestra de nuevo que el sistema tiene capacidad de discriminar fácilmente entre probetas con o sin fibras. La resolución para establecer una gradación entre dosificaciones cercanas no es muy elevada, dado que se produce un efecto de saturación, en la que la dispersión de los resultados es superior a la diferencia de la propia magnitud entre algunas de las series. Los valores considerablemente grandes de la parte compleja de ambas magnitudes expresan que la conductividad del hormigón es elevada, lo que supone un factor más de pérdidas de la señal, que se añade a las pérdidas propias del sensor. Esto implica tener muy poca amplitud de la señal a la salida, de modo que los errores en la medida de fase pueden ser relativamente importantes. No obstante, la repetición de medidas aporta una curva en de tendencia creciente, que muestra la dependencia de la permeabilidad y la permitividad con el contenido de fibras de acero.

A todas estas causas de incertidumbre, se añade la propia dispersión en el contenido de fibras de las probetas, la cual es difícilmente determinable: las probetas se han construido a partir de una amasada con una proporción perfectamente controlada de fibras respecto al hormigón. En cambio, de ninguna forma se puede asegurar que cada una de las probetas contenga el número justo de fibras, y el mismo proceso de mezclado y vertido producirá una dispersión intrínseca en el contenido de fibras de cada una de las probetas. Por ello, la dispersión medida para cada dosificación será una combinación de la dispersión propia de la medida con la de la cuantía de fibras de cada probeta. A su vez, el proceso de vibrado y compactación influirá en la orientación preferente de algunas de las fibras, lo cual tendrá también efecto en la medida de las propiedades electromagnéticas del material.

Todos estos resultados abren la puerta a un estudio en más profundidad de los sensores planos para la determinación de fibras de acero en estructuras de hormigón, una vez superadas las dificultades intrínsecas del método, y su aplicación en distintos contextos de la obra civil, ya sea en la elaboración de elementos prefabricados, lo que permitiría la integración de sensores en una cadena de producción, como para medir a nivel de campo, mediante un sensor acoplable a distintas estructuras.

6 Conclusiones y líneas futuras

El principal objetivo del presente trabajo ha sido el de desarrollar un método de medida para la caracterización de estructuras de hormigón desde un punto de vista electromagnético. Por ello se han tenido presentes en todo momento dos principios fundamentales: la practicidad del método propuesto, esto es, que el sistema de medida pudiera ser aplicable en un contexto de obra civil, lejos de quedar en meras experiencias de laboratorio, y en segundo lugar la representatividad de los resultados, es decir, que los resultados obtenidos sean significativos en un proceso de vigilancia estructural.

Partiendo de una extensa revisión de los métodos que en algún momento han sido aplicados a la determinación de distintos parámetros del hormigón desde un enfoque de ensayos no destructivos, en primer lugar, hay que resaltar la limitada cantidad de trabajos referentes a esta área, por lo que en muchos casos ha sido de utilidad visitar resultados obtenidos en disciplinas similares, como pueden ser la caracterización de suelos o de otros materiales de naturaleza heterogénea. Desde un punto de vista electromagnético, la caracterización del hormigón queda reducida a la determinación de sus constantes fundamentales: permitividad, permeabilidad y conductividad, dado que el hormigón puede considerarse como un dieléctrico no homogéneo con muchas pérdidas. Y desde este mismo punto de vista, su grado de humedad o la dosificación de fibras de acero producen variaciones de dichas magnitudes de interés, por lo que con un sensor adecuado pueden ser medidas.

Tomando como referencia algunos trabajos que han obtenido resultados prometedores en la caracterización de hormigón en el margen de las microondas, se ha profundizado en el estudio de las líneas de transmisión planas, concretamente con geometrías de tipo CPW y CPS, para tener así sensores capaces de caracterizar una estructura teniendo una única de sus caras accesible, lo que constituye una situación típica en túneles, presas y otras grandes estructuras. En este caso, las líneas de transmisión son útiles en tanto que proporcionan una guía para las ondas emitidas, la propagación de las cuales se verá afectada por la naturaleza del material que se encuentra en contacto con los conductores de la línea. Conociendo la geometría del sensor, se puede estimar la permitividad del medio que actúa a modo de sustrato.

No obstante, la ausencia de métodos similares para este tipo de aplicaciones, ha llevado a centrar esfuerzos en el propio método, desarrollando la geometría del sensor, y las adaptaciones pertinentes para maximizar los niveles de señal medidos a la salida del mismo, así como el método de calibración más

adecuado para la obtención de resultados con un sentido físico, de cara a contrastarlos con otras experiencias mediante diferentes métodos electromagnéticos.

6.1 – Conclusiones

6.1.1. Respetto a la caracterización no destructiva de hormigón

La evaluación no destructiva de materiales es una materia de creciente interés, puesto que en diferentes ámbitos industriales aporta información relevante al control de calidad de los procesos, lo cual revierte de forma determinante en el aspecto económico, y a menudo en una mejora de la seguridad, cuando se refiere al caso particular de la vigilancia de estructuras constructivas, así como en una mayor sostenibilidad, puesto que sustituye algunos procesos que conllevan un elevado consumo de agua y energía. En este sentido, en los últimos años, numerosas experiencias han demostrado con éxito que la aplicación de las ondas electromagnéticas es una alternativa viable a los ensayos convencionales, o como mínimo a menudo se vuelve una técnica complementaria a éstos.

En lo referente a la caracterización del hormigón, es igualmente cierto que si bien se encuentran innumerables referencias en el campo de los métodos no destructivos aplicados a la obra civil, la realidad muestra que prácticamente ninguno de ellos ha llegado a implantarse como un método habitual, incluso cuando alguno de ellos ha sido incluido en las normas oficiales, como es el caso del método inductivo para la determinación de la dosificación de fibras de acero en HRFA (Hormigón Reforzado con Fibras de Acero). Sin embargo, algunas de las recomendaciones recientes incluyen la necesidad de incorporar técnicas no destructivas al abanico de métodos existentes, como es el caso concreto del hormigón reforzado con fibras de acero, lo que demuestra el interés que éstas suscitan en el ámbito de la ingeniería civil.

De entre los métodos estudiados, aquellos que emplean ondas de baja frecuencia, como pueden ser los métodos por ultrasonidos o los métodos de impedancia se han mostrado por lo general prometedores en un ámbito de laboratorio, pero de difícil aplicación en un contexto de campo, ya sea por la dificultad de su aplicación o por la alta dispersión que presentan debido a múltiples fuentes de interferencia. En el extremo opuesto, algunos métodos se presentan altamente fiables, y capaces de mostrar imágenes de la estructura del material, pero se vuelven inviables por el elevado coste o la escasa velocidad de la medida.

Por todo ello, los métodos basados en microondas son una buena alternativa, ya sea mediante ondas guiadas o radiadas, dado que las microondas presentan una capacidad suficiente de penetración en el material, unido a un coste razonable de los equipos y sensores. Entre ellos, se encuentra la aplicación de sensores planos, la cual ha sido empleada a menudo para la caracterización de láminas finas, pero raramente para el control estructural. Dichos sensores emplean las líneas de transmisión planas, comunes en los equipos de radiofrecuencia para el transporte de señales, para caracterizar el material en contacto con el sensor, dada la estrecha relación entre las características del sustrato y la velocidad de propagación y atenuación de la onda transmitida, ya sea mediante dos puertos (transmisión) o uno solo (reflexión).

Entre los distintos métodos para la caracterización de hormigón con fibras, se ha desarrollado un sensor de tipo LiTA (Línea de Transmisión Abierta, también conocido como *Open-ended Coaxial Line*), basado en la reflexión de una onda guiada sobre el material a caracterizar, empleado como método complementario a los sensores planos, así como un sensor inductivo, el cual muestra una alta resolución y repetibilidad en los resultados, con la salvedad de que éste no puede ser empleado por el momento en estructuras, solamente en probetas.

El método LiTA presenta como principal ventaja la sencillez de su aplicación, aunque se ha mostrado muy sensible a la presión entre el sensor y la estructura, por lo que en una supuesta aplicación industrial, requeriría de un sistema de posicionado automatizado. Los resultados obtenidos mediante este método muestran una clara relación entre la dispersión de las medidas y la cuantía de fibras, lo que significa que la repetición de medidas es capaz de mostrar la cuantía de fibras, no siendo tan clara la relación cuando se trata de una medida individual. Esto se debe principalmente a la reducida penetración del sensor, lo que lo convierte en un sensor altamente sensible a las fibras que se encuentran en las inmediaciones del mismo, por lo que aporta información valiosa en un entorno muy cercano a la superficie. Por ello se muestra adecuado para estructuras de poco espesor, como muros cortina, o para la localización de fibras en lugares singulares, como pueden ser las esquinas de grandes estructuras, donde otros sensores tienen mayores dificultades.

6.1.2. Respetto al modelado del hormigón en cuanto a dieléctrico

Desde un punto de vista electromagnético, el hormigón se comporta como un dieléctrico, con una constante dieléctrica cercana a 4. A nivel micro-estructural, dicho material está constituido por una matriz porosa conductora que encierra poros vacíos o llenos de agua libre, con un comportamiento aislante. Así, se trata de un material dieléctrico con una conductividad considerable. Por lo general, y si ninguno de sus componentes es férrico, su permeabilidad magnética es igual a la del vacío. La adición de agua al material se traduce en un aumento de su permitividad y conductividad. En el caso del hormigón con fibras, la permeabilidad también se ve aumentada en un factor proporcional a la cantidad de acero de la muestra. Para modelar dichos incrementos, se ha desarrollado el modelo de Maxwell-Garnett particularizándolo para el caso de fibras conductoras, y para la mezcla de agua y mortero se han presentado 4 modelos existentes, comparándolos con los resultados de la medida de fraguado de mortero.

6.1.3. Respetto a la configuración de medida

Se han descrito los modelos que caracterizan las líneas de transmisión planas balanceadas (CPS) y no balanceadas (CPW), y las ecuaciones que relacionan la impedancia de la línea con la permitividad del dieléctrico que actúa como sustrato. Conociendo dicha relación, y obteniendo la relación inversa de forma numérica, se llega a determinar la permitividad en base al conocimiento de la fase de la señal en transmisión (proporcional al retardo de propagación). A su vez, la geometría de la línea determina la profundidad de detección del sensor, dado que a mayor separación entre los conductores, mayor es

también la profundidad de penetración de la onda, con el condicionante de que mayor será también la desadaptación de la línea de transmisión. En consecuencia, debe llegarse a un compromiso entre la anchura del sensor y el nivel de señal que se tiene a la salida. Tanto los estudios consultados como las simulaciones efectuadas muestran que la onda se encuentra en su mayoría confinada a una distancia del sensor cercana al 75 % de la separación entre sus conductores.

En el diseño de sensores planos es fundamental la correcta adaptación entre el puerto de entrada y la zona de detección. Así, para un sensor CPW, son las transiciones progresivas (de tipo *taper*) las que minimizan la señal reflejada por el sensor. Entre ellas la configuración de *taper* exponencial presenta un coeficiente de reflexión decreciente a medida que se aumenta la frecuencia, por lo que su longitud determina unívocamente la frecuencia mínima de operación, en base a las pérdidas máximas definidas por la aplicación.

En cambio, el sensor CPS requiere también de una adaptación de banda ancha que convierta la señal no balanceada de entrada en señal balanceada para la detección. Para ello, se ha investigado entre las alternativas de *balun* existentes, para llegar finalmente a un diseño propio de *balun* de banda ancha que satisface las necesidades del diseño en la banda de interés, mediante una configuración *butterfly*, basada en un slot radial en paralelo con un stub radial. Dicha estructura parte de un desarrollo de *balun* mediante slot radial y ha sido optimizada mediante simulaciones hasta llegar al resultado final.

En referencia a la calibración del sensor, los métodos habituales de calibración muestran dificultades para obtener una calibración de banda ancha en un contexto genérico de sensor. Entre los métodos más usuales, el método TRL es el que proporciona resultados más fiables ante una configuración de bipuerto genérica, pero presenta múltiples frecuencias a las que no se puede aplicar. Para tener una calibración de banda ancha en todo el margen de medida, se ha desarrollado el algoritmo de calibración TYS, que presenta la peculiaridad de requerir únicamente cargas en paralelo, lo cual simplifica notablemente la consecución de los estándares de calibración. En un contexto como el de los sensores del presente trabajo, los cuales son siempre simétricos y pasivos (por tanto, una red recíproca), se demuestra la validez del método en un ancho de banda tal que las cargas empleadas son a su vez válidas.

La voluntad de la presente tesis es la de obtener como resultado la medida de la permitividad y permeabilidad. Si bien la mayoría de las aplicaciones de estos sensores serían igualmente válidas partiendo de medidas relativas, llegar hasta la estimación de la permitividad y permeabilidad permite contrastar los resultados obtenidos con los estudios de otros autores mediante distintos métodos. La permitividad y la permeabilidad quedan determinadas en función de los parámetros de dispersión de la línea de transmisión. En el contexto del hormigón sin refuerzo de acero, se puede asegurar que la permeabilidad relativa será 1 (siempre que los áridos no tengan un contenido significativo de componentes férricos), por lo que la medida de la pendiente de la fase de la onda transmitida está directamente relacionada con el tiempo de propagación, y en última instancia, con la constante dieléctrica. El problema se torna más complejo cuando se añade refuerzo de acero al hormigón, como es el caso del HRFA. En este caso, el algoritmo de

Nicolson-Ross y Weir (NRW) permite la extracción de dichas magnitudes físicas, con la salvedad nuevamente de que algunas frecuencias resultan excluidas.

6.1.4. Respetto a los resultados de la aplicación

Los sensores diseñados se han destinado a dos aplicaciones principales: la monitorización de fraguado del mortero y la cantidad de fibras de acero en hormigón. Ambas aplicaciones son representativas de los objetivos principales que se perseguían con este proyecto: medir la influencia de la humedad en una estructura de hormigón, y determinar la dosificación de fibras de acero en HRFA. Se trata de dos problemas modelables de forma similar desde un punto de vista electromagnético pero de naturaleza distinta, ya que uno pretende medir un área afectada por una perturbación continua (agua) de forma relativamente uniforme, mientras que la otra debe mostrar variaciones producidas por una perturbación discreta (fibras) distribuida puntualmente de forma aleatoria, y por tanto con zonas de concentración y otras de vacío.

La monitorización del fraguado de mortero se ha realizado mediante un sensor CPW, adosado a una probeta de hormigón desde el instante del vertido. Monitorizando la transmisión de una onda a lo largo del sensor, se ha determinado la evolución de la permitividad a lo largo del tiempo durante los 28 días de fraguado, así como las pérdidas del material, de lo que se ha comprobado la dependencia de ambas magnitudes con la cantidad de agua de la muestra.

Dicha experiencia ha mostrado resultados prometedores en la detección del nivel de humedad de una muestra, aunque se han detallado los aspectos críticos del sensor. Por un lado, la distancia entre el sensor y la muestra debe ser constante, y conocida en caso de querer obtener la permitividad a partir de la medida (podría ser desconocida si se pretende únicamente un valor relativo). Por otro lado, cuando la presencia de agua es extremadamente grande (en este caso, en los instantes iniciales del fraguado), las medidas de fase están por debajo de la resolución del equipo, por lo que el factor de pérdidas resulta la magnitud más determinante de la medida. En este sentido, mejorar la adaptación de impedancias del sensor en las frecuencias de interés permitiría aumentar la resolución de fase del sistema. A cambio, en esta etapa las pérdidas de la señal son tan significativas que se muestran como el mejor indicador de la cantidad de humedad de la muestra, siendo la conductividad un parámetro más representativo que la permitividad cuando la cantidad de agua es tan grande.

La comparación de este método con otros métodos clásicos de determinación de la permitividad se ha llevado a cabo disponiendo un condensador en paralelo, relleno del mismo mortero todo el tiempo, a modo de medio de contraste. Por un lado este hecho permite comprobar cómo ambos sensores miden una variación relativa de la permitividad comparable, y por otro lado, constatar que la medida a alta frecuencia (500 MHz) se ve menos afectada por los efectos de doble capa, y por tanto se obtienen valores de permitividad de acuerdo con los valores esperados, mientras que la medida del condensador presenta un error elevado ante la presencia de agua, dada su elevada conductividad, que se traduce en un alto factor de pérdidas. Así, la medida mediante un sensor de tipo CPW presenta ventajas evidentes, no únicamente por

ser capaz de caracterizar el material desde una única cara, sino también en lo que se refiere a la resolución de la medida ante la presencia de agua u otros compuestos altamente conductores frente a un dieléctrico ideal.

La medida de dosificación de fibras se ha realizado mediante sensores CPS, para primar la profundidad de penetración de la onda, y así detectar las fibras que se encuentren a mayor profundidad. La primera experiencia realizada, consistió en montar una línea de transmisión bifilar terminada en circuito abierto, constituida por dos tiras de cinta adhesiva metálica a lo largo de una probeta. Mediante esta configuración, la medida de la propagación de pulsos en el dominio del tiempo, aporta información relevante acerca del contenido de fibras, tanto a partir del tiempo de propagación como de la atenuación. Los resultados de esta configuración muestran una gran correlación con las simulaciones realizadas en el dominio del tiempo mediante FDTD, lo que está a su vez de acuerdo con el modelo de Maxwell-Garnett para inclusiones conductoras en un medio dieléctrico: añadir partículas conductoras a un medio homogéneo se traduce en un aumento de la permitividad efectiva del medio, como así se muestra en las simulaciones y los experimentos efectuados.

Dichos resultados parten con la ventaja de realizar un barrido en un área grande, por lo que cada medida será fruto de la interacción de la onda con un gran número de fibras, las cuales cabe esperar que se encuentren a profundidades distintas y con orientaciones muy diversas, idealmente uniformemente distribuidas en el espacio. Sin embargo, la pretensión de determinar concentraciones locales no queda satisfecha mediante esta configuración, puesto que únicamente se obtiene el promedio de un área relativamente grande, por lo que se ha propuesto el uso de un sensor notablemente más pequeño, y medir a más alta frecuencia a fin de detectar distribuciones locales de fibras.

En consecuencia, surge una segunda configuración, mediante un sensor CPS alimentado en cada uno de sus puertos por un *balun* de tipo *butterfly*. El estudio empírico de las frecuencias que presentan una mayor sensibilidad ante la presencia de fibras, muestra que las medidas por debajo de 750 MHz son representativas del aumento de la cantidad de acero, mientras que por encima de esa frecuencia, los resultados se vuelven ambiguos, debido a la distinta respuesta de cada una de las fibras en función de su orientación relativa al frente de propagación. Dicho fenómeno puede explicarse modelando cada fibra de acero como un dipolo resonante. Teniendo en cuenta las dimensiones de las fibras, y que cada una de ellas puede estar dispuesta con un ángulo arbitrario respecto al frente de onda incidente, la longitud de las fibras determinará la frecuencia máxima de operación del sistema. Asimismo, existe una clara diferencia entre la influencia de las fibras superficiales y la de aquellas que se encuentran a mayor profundidad, puesto que la cercanía al sensor de una fibra metálica se traduce una mayor respuesta de éste, frente a la menor variación que provocará una fibra más lejana.

La medida de los parámetros de dispersión y su posterior análisis mediante el algoritmo de Nicolson-Ross y Weir (NRW) permite obtener la permitividad y permeabilidad efectiva de las muestras. No obstante, las elevadas pérdidas del sensor provocan una disminución de la resolución del instrumento de medida, a la vez que implica imponer una corrección al algoritmo de NRW, puesto que éste supone que el

sensor es de bajas pérdidas. Dicha corrección es posible gracias al conocimiento de la relación entre la medida del sensor sobre el material y en el vacío. Posteriormente, de forma numérica se pasa del valor efectivo de la permitividad y permeabilidad a su valor real, por ser conocida la relación existente entre la geometría del sistema y la permitividad aparente del sensor.

El promedio de los resultados obtenidos mediante esta técnica muestran la dependencia esperada entre la cuantía de fibras de acero y la permitividad o la permeabilidad. Se observa una tendencia creciente de ambas magnitudes con el aumento de fibras, que no obstante sufre un proceso de saturación, de modo que el sensor se muestra muy sensible a la presencia de fibras, pero los incrementos entre distintas dosis no son tan elevados. A su vez, la dispersión de los resultados es considerable, lo cual es fácilmente explicable debido a la distinta influencia que ejercen las fibras superficiales; en otras palabras, a igual contenido de fibras, una probeta con mayor número de fibras cercanas a la cara de medida, presentará una permitividad aparente superior que otra con las fibras más distantes.

Por otro lado, las variaciones de permitividad y permeabilidad detectadas entre la serie de mayor y menor dosificación se encuentran cerca del 45%, mientras que la aproximación del modelo de Maxwell-Garnett para elipsoides metálicos predice que la variación debe ser superior. No obstante, hay que resaltar que dicho modelo supone un medio contenedor homogéneo y sin pérdidas, obviamente distinto al del hormigón, que es altamente heterogéneo y presenta una conductividad significativa, que por otro lado se manifiesta en las constantes de pérdidas de la permitividad y la permeabilidad. A la vez, dicho modelo supone las fibras distribuidas de forma equiprobable y con orientación aleatoria, mientras que en un modelo más realista, habrá que asumir que las fibras toman distribuciones y orientaciones preferentes.

Paralelamente a la lectura de dichos resultados, se ha observado un comportamiento anómalo de una de las series estudiadas, coincidente con una desviación al medir dicha serie mediante otros métodos electromagnéticos. De la medida de la masa de la muestra se ha detectado una discrepancia respecto a los valores de las demás series, lo que lleva a la conclusión de que los resultados deben ser corregidos mediante un factor proporcional a la densidad del material contenedor.

En suma, se ha presentado un sensor CPS de dimensiones reducidas como un método de medida de concentraciones de fibras de acero, así como las numerosas dificultades que presenta su empleo, entre ellas el desconocimiento del contenido exacto de fibras de las probetas de test, el bajo contraste entre series, o las pérdidas del hormigón ante las ondas electromagnéticas. La medida de la velocidad de propagación, ya sea de forma directa (dominio del tiempo) o indirecta (dominio frecuencial), aportan información significativa acerca de la dosificación de fibras de acero en hormigón. Una vez establecidas las bandas de frecuencia que aportan más información, y determinada la geometría del sensor, es posible desarrollar sensores de banda estrecha, y por tanto con una mayor sensibilidad, para obtener una mayor resolución en la dosificación de fibras. A su vez, podría aplicarse a medidas estructurales, dado que solo necesita ser acoplado a una de las caras, siempre y cuando se disponga de un elemento posicionador, para asegurar una distancia constante entre la muestra y el sensor.

6.2 – Líneas futuras

En la línea de los métodos descritos en la presente tesis, se plantean algunas cuestiones que podrían ser estudiadas con más detalle de cara a trabajos futuros:

- **Sensores de banda estrecha.** Éste trabajo ha empleado en todo momento sensores de banda ancha, de cara a estudiar las propiedades de los materiales en las distintas bandas frecuenciales, lo cual es una complicación adicional respecto a los sistemas de banda estrecha. No obstante, a la luz de los resultados obtenidos alrededor de 500 MHz, los sensores (especialmente las líneas de adaptación y los *baluns*) podrían ser rediseñados adaptándolos a las frecuencias de interés, ya sea en una sola o en múltiples bandas estrechas, y así aumentar la sensibilidad del método, a la par que consiguiendo sensores más compactos.
- **Estudio del fraguado de HRFA.** De la unión las dos aplicaciones principales de esta tesis, la monitorización del fraguado y la determinación de la dosificación de fibras en hormigón, se podría estimar la influencia de las fibras en el fraguado del hormigón, realizando medidas periódicas del fraguado de hormigón con fibras.
- **Incertidumbre de la calibración TYS.** Los métodos de calibración más usuales, como el TRL, han conllevado trabajos que han desarrollado la sensibilidad de cada una de las ecuaciones de cara a determinar la incertidumbre que introducen en la calibración en función de la incertidumbre de la medida de cada uno de los estándares. Igualmente, debería hacerse este estudio para la calibración TYS, la cual tendrá presumiblemente una incertidumbre mayor a mayor frecuencia, la cual no ha sido determinada numéricamente.
- **Estudio de métodos híbridos.** El estudio de los diferentes métodos muestran las ventajas de cada uno de los métodos en distintos contextos, y los principales inconvenientes de los mismos. Así, el estudio de una posible integración entre métodos permitiría aportar información complementaria (e.g. combinación del sensor CPW y del método inductivo para estudiar el fraguado de HRFA).
- **Determinación de la orientación de las fibras.** Las experiencias realizadas mediante el sensor CPS muestran grandes dificultades para determinar orientaciones preferentes. Sin embargo, podrían estudiarse configuraciones de sensores planos capaces de determinar la orientación de las mismas, o en la línea del punto anterior, determinar la dosificación y la orientación mediante métodos complementarios.
- **Trabajo con fibras plásticas.** Una de las principales ventajas del método del sensor CPS respecto a los métodos inductivos es su capacidad para medir variaciones en la constante dieléctrica, y no únicamente en la permeabilidad. En el caso del hormigón reforzado con fibras, esta particularidad podría aplicarse al estudio de refuerzos con fibras de diferentes materiales más allá del acero, ya sea plásticas, de carbono, fibra de vidrio, etc.

- **Optimización del sensor CPS.** Una vez mostrada la capacidad del método CPS para determinar la dosificación de fibras en hormigón, combinada con la imposibilidad de realizarlo en un volumen pequeño, cabe estudiar las dimensiones mínimas que debe tener el sensor para poder aportar información relevante, y en consecuencia adoptar una configuración de medida en el dominio del tiempo o de la frecuencia.
- **Estudio de sensibilidad.** El efecto causado por una anomalía en la densidad muestra que algunos parámetros físicos pueden afectar significativamente a la propagación de las ondas. La caracterización del efecto de la densidad sobre las constantes electromagnéticas del medio permitirá establecer los parámetros de ajuste necesarios para la evaluación no destructiva del material.
- **Reducir las fuentes de variabilidad de la medida.** Algunas de las causas de la dispersión de los resultados de la dosificación de fibras obtenidos mediante el sensor CPS pueden ser mitigadas. En primer lugar, el error en la precisión al ubicar la probeta bajo el sensor puede ser corregido disponiendo de un sistema de posicionado automático. Igualmente, conocer el contenido exacto de fibras de cada una de las probetas ensayadas aportará mayor información acerca de la dispersión del mismo.

7 Referencias

- ACI Committee 302. (2006). *Guide for Concrete Slabs That Receive Moisture-Sensitive Flooring Materials* American Concrete Institute, Farmington Hills, Michigan.
- ACI Committee 544. (1997). *Fiber reinforced concrete : ACI 544.1R-96*, American Concrete Institute, Farmington Hills, Michigan.
- ACHE. (2000). *Manual de tecnología del hormigón reforzado con fibras de acero* Asociación Científico-Técnica del Hormigón Estructural. Comisión 2, grupo de trabajo 2/2.
- Adous, M., Queffelec, P., y Laguerre, L. (2006). "Coaxial/cylindrical transition line for broadband permittivity measurement of civil engineering materials." *Measurement Science and Technology*, 17(8), 2241-2246.
- Agilent-Technologies. (2006a). *Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials*, Agilent Technologies.
- Agilent-Technologies. (2006b). *Impedance Measurement Handbook*, Agilent Technologies.
- Aguado, A. (2007) "Tendencias del hormigón con fibras en construcciones subterráneas." *Cátedra BMB-UPC: Avances en tecnología del hormigón en construcción subterránea*, Barcelona, 1-32.
- Aguado, A., y Laranjeira, F. (2007) "Presentación del anejo de hormigón con fibras de la EHE y ecuación constitutiva del hormigón con fibras." *Cátedra BMB-UPC: Aplicaciones estructurales de hormigón con fibras, 2007*, Barcelona, 1-32.
- Al-Qadi, I. L., Riad, S. M., Mostaf, R., y Su, W. (1997). "Design and evaluation of a coaxial transmission line fixture to characterize portland cement concrete." *Construction and Building Materials*, 11(3), 163-173.
- ASTM. (1999). *ASTM Annual Book of Standards. Volume 04.01 Cement; Lime; Gypsum*, American Society for Testing and Materials, West Conshohocken, Philadelphia.
- ASTM C1018-97. (1997). "Standard test method for flexural toughness and first crack strength of fiber-reinforced concrete (using beam with third point loading)." American Society for Testing and Materials.
- Baker-Jarvis, J., Janezic, M. D., Grosvenor, J. S., y Geyer, R. G. (1993). "Transmission/Reflection and Short-Circuit Methods for Measuring Permittivity and Permeability." National Institute of Standards and Technology, Boulder, Colorado.
- Baker-Jarvis, J., Janezic, M. D., Riddle, R. F., Johnk, R. T., P., P. K., Holloway, C., Geyer, R. G., y Grosvenor, C. A. (2005). "Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials, and Negative-Index Materials." National Institute of Standards and Technology, Boulder, Colorado.
- Balaguru, P., Narahari, R., y Patel, M. (1992). "Flexural Toughness of Steel Fiber Reinforced-Concrete." *Aci Materials Journal*, 89(6), 541-546.

- Belkebir, K., Pichot, C., Bolomey, J. C., Berthaud, P. A., Cottard, G. A., Derobert, X. A., y Fauchoux, G. A. (1994) "Microwave Tomography System for Reinforced Concrete Structures." *24th European Microwave Conference, 1994.*, 1209-1214.
- Biczok, I. (1981). *Corrosión y protección del hormigón*, Urmo, Bilbao.
- Birchak, J. R., Gardner, C. G., Hipp, J. E., y Victor, J. M. (1974). "High dielectric constant microwave probes for sensing soil moisture." *Proceedings of the IEEE* 62(1), 93-98.
- Bois, K. J., Benally, A. D., y Zoughi, R. (2000). "Microwave near-field reflection property analysis of concrete for material content determination." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 49(1), 49-55.
- Bramanti, M. (1992). "A nondestructive diagnostic method based on swept-frequency ultrasound transmission-reflection measurements." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 41(4), 490-494.
- Bramanti, M., y Bozzi, E. (1999). "Use of microwave reflectometry for detecting rebars inside concrete structures." *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, 34(3), 179-84.
- Bruggeman, D. A. G. (1935). "Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von heterogenen Substanzen. I. Dielektrizitätskonstanten und Leitfähigkeiten der Mischkörper aus isotropen Substanzen." *Annalen der Physik*, 416(7), 636-664.
- Brunner, A. J., Barbezat, M., Huber, C., y Flueler, P. H. (2005). "The potential of active fiber composites made from piezoelectric fibers for actuating and sensing applications in structural health monitoring." *Materials and Structures/Materiaux et Constructions*, 38(279), 561-567.
- Bungey, J., y Millard, S. G. (2004). *Testing of Concrete in Structures*, Blackie Academic & Professional (Chapman & Hall), London [etc.].
- Cabeza, M., Merino, P., Miranda, A., Nóvoa, X. R., y Sanchez, I. (2002). "Impedance spectroscopy study of hardened Portland cement paste." *Cement and Concrete Research*, 32(6), 881-891.
- Colestock, P., y Foley, M. (1993). "A Generalized TRL Algorithm for S-parameter De-Embedding." *FERMILAB-TM-1781*, Fermi National Accelerator Laboratory, Batavia, Illinois (USA).
- Collin, R. E. (1956). "The Optimum Tapered Transmission Line Matching Section." *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 44(4), 539-548.
- Collin, R. E. (1992). *Foundations for microwave engineering*, McGraw-Hill, New York [etc.].
- Chang, M., Chou, P., y Hua, L. (1995) "Tomographic microwave imaging for nondestructive evaluation and object recognition of civil structures and materials." *Conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 1995*, 1061-1065 vol.2.
- Chen, L. F., Ong, C. K., Neo, C. P., Varadan, V. V., y Varadan, V. K. (2004). *Microwave electronics. Measurement and materials characterisation*, John Wiley & Sons, West Sussex, England.
- Chien-Hsun, H., Lu, F., y Kai, C. (1993). "Broad-band uniplanar hybrid-ring and branch-line couplers." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 41(12), 2116-2125.
- Christensen, B. J., Coverdale, R. T., Olson, R. A., Ford, S. J., Garboczi, E. J., Jennings, H. M., y Mason, T. O. (1994). "Impedance Spectroscopy of Hydrating Cement-Eased Materials - Measurement, Interpretation, and Application." *Journal of the American Ceramic Society*, 77(11), 2789-2804.
- Davidson, A., Jones, K., y Strid, E. (1990) "LRM and LRRM Calibrations with Automatic Determination of Load Inductance." *ARFTG Conference Digest-Fall, 36th*, 57-63.
- Davis, M. E., Williams, E. W., y Celestini, A. C. (1973). "Finite-Boundary Corrections to the Coplanar Waveguide Analysis." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 21(9), 594 - 596
- Day, K. W. (1999). *Concrete mix design, quality control and specification*, E & FN Spon, London & New York.

- De Lera, E., Garcia, E., Rajo, E., y Segovia, D. (2006) "A coplanar Vivaldi antenna with wide band balun proposal for the low frequency band of the SKA: approach to the FPA solution." *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, 2006*, Málaga, 557-560.
- Dib, N., y Al-Zoubi, A. (2000). "Quasi-static analysis of asymmetric cylindrical coplanar waveguides with finite-extent ground." *International Journal of Electronics*, 87(2), 185 - 198.
- Ding, X. Z., Zhang, X., Ong, C. K., Tan, B. T. G., y Yang, J. (1996). "Study of dielectric and electrical properties of mortar in the early hydration period at microwave frequencies." *Journal of Materials Science*, 31(20), 5339-5345.
- Duncan, J. W., y Minerva, V. P. (1960). "100-1 Bandwidth Balun Transformer." *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 48(2), 156-164.
- Edwards, T. C., y Steer, M. (2000). *Foundations of interconnect and microstrip design*, John Wiley & Sons, Chichester [etc.].
- EFNARC. (1996). "European specification for sprayed concrete." European Federation of Producers and Applicators of Specialist Products for Structures.
- Elliott, R. S. (1966). *Electromagnetics*, McGraw-Hill Book, New York.
- Elliott, R. S. (1993). *An introduction to guided waves and microwave circuits*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- Engen, G. F., y Hoer, C. A. (1979). "Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27(12), 987-993.
- Engen, G. F., Hoer, C. A., y Speciale, R. A. (1978) "The application of 'thru-short-delay' to the calibration of the dual six-port." *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Ottawa, Ont., Canada, 184-5.
- Eul, H. J., y Schiek, B. (1988) "Thru-Match-Reflect: One Result of a Rigorous Theory for De-Embedding and Network Analyzer Calibration." *IEEE 18th European Microwave Conference, 1988*, 909-914.
- Eul, H. J., y Schiek, B. (1991). "Reducing the number of calibration standards for network analyzer calibration." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 40(4), 732-735.
- Fidanboyly, K. M., Riad, S. M., y Elshabini-Riad, A. (1990). "A new time-domain approach for determining the complex permittivity using stripline geometry." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 39(6), 940-944.
- Fidanboyly, K. M., Riad, S. M., y Elshabini-Riad, A. (1992). "An enhanced time-domain approach for dielectric characterization using stripline geometry." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 41(1), 132-136.
- García Serrano, A. (2008). "Diseño, evaluación y construcción de un sistema TDR para medida indirecta de humedad en estructuras de hormigón," Projecte Fi de Carrera, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona.
- Garcia Vicente, T. (2006). "Aplicació de l'assaig Barcelona pel control del formigó reforçat amb fibres utilitzat en la construcció d'un edifici industrial," Projecte Fi de Carrera, Departament d'Enginyeria de la Construcció, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona.
- Gaydecki, P., Silva, I., Fernandes, B. T., y Yu, Z. Z. (2000). "A portable inductive scanning system for imaging steel-reinforcing bars embedded within concrete." *Sensors and Actuators A: Physical*, 84(1-2), 25-32.
- Gelnovatch, V. G. (1976). "A Computer Program for the Direct Calibration of Two- Port Reflectometers for Automated Microwave Measurements (Short Papers)." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 24(1), 45-47.
- Gevorgian, S., Martinsson, T., Deleniv, A., Kollberg, E., y Vendik, I. (1997). "Simple and accurate dispersion expression for the effective dielectric constant of coplanar waveguides." *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, 144(2), 145-148
- Gorisse, F. (1981). *Ensayos y control de los hormigones*, Editores Técnicos Asociados, Barcelona.

- Guanella, G. (1944). "New Method of Impedance Matching in Radio-Frequency Circuits." *The Brown Boveri Review*, 327-329.
- Gupta, K. C., Garg, R., Bahl, I., y Bhartia, P. (1996). *Microstrip lines and slotlines*, Artech House, Boston, London.
- Hager, N. E., y Domszy, R. C. (2004). "Monitoring of cement hydration by broadband time-domain-reflectometry dielectric spectroscopy." *Journal of Applied Physics*, 96(9), 5117-5128.
- Hanna, V. F., y Thebault, D. (1984). "Theoretical and Experimental Investigation of Asymmetric Coplanar Waveguides (Short Papers)." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(12), 1649-1651.
- Hertz. (2010). "BSM 100: <http://www.hertznet.de/.../index.php?id=31&L=0> (accessed on August 2010)." Hertz Systemtechnik GmbH, Delmenhorst, Germany.
- Heuermann, H. (1999). "Calibration procedures with series impedances and unknown lines simplify on-wafer measurements." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(1), 1-5.
- Hilberg, W. (1969). "From Approximations to Exact Relations for Characteristic Impedances." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MT17(5), 259-265.
- Huang, C. C., y Lin, H. C. (2008). "A novel calibration algorithm with unknown line-series-shunt standards for broadband S-parameter measurements." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57(5), 891-896.
- Huebner, C., y Kupfer, K. (2007). "Modelling of electromagnetic wave propagation along transmission lines in inhomogeneous media." *Measurement Science & Technology*, 18(4), 1147-1154.
- IAEA. (2002). *Guidebook on non-destructive testing of concrete structures*, International Atomic Energy Agency, Vienna, Austria.
- Iskander, M. F., y Lind, T. S. (1989). "Electromagnetic coupling of microstrip lines and coplanar waveguides to multilayer lossy media." Long Beach, CA, USA, 175-8.
- Jargon, J. A., Marks, R. B., y Rytting, D. K. (1999). "Robust SOLT and alternative calibrations for four-sampler vector network analyzers." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(10), 2008-2013.
- Jauregui, R. (2009). "Comportamiento Electromagnético en el Dominio del Tiempo de Estructuras Complejas Mediante FDTD," Tesis doctoral, UPC, Barcelona.
- Juan-García, P., y Torrents, J. M. (2009a) "Measurement of moisture in mortar using a coplanar waveguide." *XIX IMEKO World Congress. Fundamental and Applied Metrology*, Lisboa, Portugal, 2285-2288.
- Juan-García, P., y Torrents, J. M. (2009b) "Non-destructive evaluation of civil structures using electromagnetic waves." *1st Barcelona Forum on PhD Research in Electronic Engineering*, Barcelona.
- Juan-García, P., y Torrents, J. M. (2010). "Measurement of mortar permittivity during setting using a coplanar waveguide." *Measurement Science and Technology*, 21(4), ID: 045702.
- Kaatze, U. (2010). "Techniques for measuring the microwave dielectric properties of materials." *Metrologia*, 47(2), S91-S113.
- Kao, K. C. (2004). *Dielectric phenomena in solids: with emphasis on physical concepts of electronic processes*, Elsevier, San Diego, California.
- Kärkkäinen, K. K., Sihvola, A. H., y Nikoskinen, K. I. (2000). "Effective permittivity of mixtures: numerical validation by the FDTD method." *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 38(3), 1303-1308.
- Khalid, K., Ghretli, M. M., Abbas, Z., y Grozescu, I. V. (2006) "Development of Planar Microwave Moisture Sensors for Hevea Rubber Latex and Oil Palm Fruits." *IEEE International RF and Microwave Conference, 2006.*, Putra Jaya, Malaysia, 10-15.
- Klopfenstein, R. W. (1956). "A Transmission Line Taper of Improved Design." *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 44(1), 30-35.
- Klysz, G., y Balayssac, J. P. (2007). "Determination of volumetric water content of concrete using ground-penetrating radar." *Cement and Concrete Research*, 37(8), 1164-1171.

- Kraszewski, A. (1980). "Microwave Aquametry - a review." *Journal of Microwave Power*, 15, 209-220.
- Leng, J., y Asundi, A. (2003). "Structural health monitoring of smart composite materials by using EFPI and FBG sensors." *Sensors and Actuators A: Physical*, 103(3), 330-340.
- Li, F., y Li, Z. (2000). "Acoustic emission monitoring of fracture of fiber-reinforced concrete in tension." *ACI Materials Journal*, 97(6), 629-636.
- Li, M.-Y., Tilley, K., McCleary, J., y Chang, K. (1995). "Broadband coplanar waveguide-coplanar strip-fed spiral antenna." *Electronics Letters* 31(1), 4-5.
- Lichtenecker, K., y Rother, K. (1931). "Die herleitung des logarithmischen mischungsgesetzes aus allgemeinen prinzipien der stationaeren stroemung." *Physikalische zeitschrift*, 32, 255-260.
- Looyenga, H. (1965). "Dielectric constants of mixtures." *Physica*, 31, 401-406.
- Macdonald, J. R., y Barsoukov, E., ed. . (2005). *Impedance spectroscopy : theory, experiment, and applications*, Wiley-Interscience, Hoboken, New Jersey
- Manolatu, C. (1995). "Calculation of effective electromagnetic parameters of helix loaded composites," Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts.
- Martinsen, Ø. G., Grimnes, S., y Schwan, H. P. (2002). "Interface phenomena and dielectric properties of biological tissue." *Encyclopedia of Surface and Colloid Science*, A. T. Hubbard, ed., Marcel Dekker, New York [etc.], 2643-2652.
- Masaló, J. (2008). "Mètode magnètic per a la mesura de dosificació i orientació de fibres en provetes de formigó," Projecte Fi de Carrera, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona.
- Mason, T. O., Campo, M. A., Hixson, A. D., y Woo, L. Y. (2002). "Impedance spectroscopy of fiber-reinforced cement composites." *Cement & Concrete Composites*, 24(5), 457-465.
- Matthews, P. J., y Song, J. J. (1993). "LS Note 223. RF Impedance Measurement Calibration." Advanced Photon Source, Argonne National Laboratory, Argonne, Illinois.
- Maxwell-Garnett, J. C. (1904). "Colours in Metal Glasses and in Metallic Films." *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character*, 203, 385-420.
- Maxwell, J. C. (1873). *A Treatise on Electricity and Magnetism (vol. I)*, Macmillan, London.
- Millard, S. G., Al-Qadi, I. L., Shaw, M. R., Riad, S. M., Sharri, A., y Bungey, J. H. (2001). "Coaxial transmission lines: Development of test procedures for concrete." *Journal of Materials in Civil Engineering*, 13(3), 202-208.
- Miura, N., Shinyashiki, N., Yagihara, S., y Shiotsubo, M. (1998). "Microwave dielectric study of water structure in the hydration process of cement paste." *Journal of the American Ceramic Society*, 81(1), 213-216.
- Molins, C., Aguado, A., y Saludes, S. (2009). "Double Punch Test to control the energy dissipation in tension of FRC (Barcelona test)." *Materials and Structures*, 42(4), 415-425.
- Morris, W., Moreno, E. I., y Sagüés, A. A. (1996). "Practical evaluation of resistivity of concrete in test cylinders using a Wenner array probe." *Cement and Concrete Research*, 26(12), 1779-1787.
- Mubarak, K., Bois, K. J., y Zoughi, R. (2001). "A simple, robust, and on-site microwave technique for determining water-to-cement ratio (w/c) of fresh Portland cement-based materials." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 50(5), 1255-1263.
- Naaman, A. E., y Reinhardt, H. W. (2004) "Fiber reinforced concrete: Current needs for successful implementation." *International Workshop on Advances in Fiber Reinforced Concrete, 2004*, Bergamo, Italy.
- Nassr, A. A., Ahmed, W. H., y El-Dakhkhni, W. W. (2008). "Coplanar capacitance sensors for detecting water intrusion in composite structures." *Measurement Science and Technology*, 19(7).

- Naumann, O., y Scholz, T. (1994) "Some Aspects of TSD and TRL Calibration for a Network-analyzer." *Fourth European Particle Accelerator Conference*, London, England, 1327-1329.
- NBN B 15-238. (1992). "Test on fibre reinforced concrete — Bending test on prismatic samples." Norme Belge, Institut Belge de Normalisation (IBN), Brussels, Belgium.
- Neville, A. M. (1995). *Properties of concrete* Longman, Harlow-Essex.
- Newman, J., y Choo, B. S. e. (2003a). *Advanced Concrete Technology - 3. Processes*, Butterworth-Heinemann (Elsevier), Oxford.
- Newman, J., y Choo, B. S. e. (2003b). *Advanced Concrete Technology - 4. Testing and Quality*, Butterworth-Heinemann (Elsevier), Oxford.
- Nicolson, A. M., y Ross, G. F. (1970). "Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 19(4), 377-82.
- OECD. (1998). "Development priorities for non-destructive examination of concrete structures in nuclear plant." *NEA/CSNI/R(98)6*, Nuclear Energy Agency: Committee on the Safety of Nuclear Installations - Organisation for Economic Co-operation and Development.
- Patau, O. (2008). "Determinació del contingut de fibres en mostres de formigó mitjançant proves coaxials en circuit obert," Projecte Fi de Carrera, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona.
- Pauli, M., Kayser, T., y Wiesbeck, W. (2007). "A versatile measurement system for the determination of dielectric parameters of various materials." *Measurement Science and Technology*, 18(4), 1046.
- Peer, S., Case, J. T., Gallaher, E., Kurtis, K. E., y Zoughi, R. (2003). "Microwave reflection and dielectric properties of mortar subjected to compression force and cyclically exposed to water and sodium chloride solution." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52(1), 111-118.
- Pethig, R. (1979). *Dielectric and Electronic Properties of Biological Materials*, John Wiley and Sons, Chichester.
- Polder, R. B. (2001). "Test methods for on site measurement of resistivity of concrete -- a RILEM TC-154 technical recommendation." *Construction and Building Materials*, 15(2-3), 125-131.
- Pozar, D. M. (2005). *Microwave engineering* John Wiley & Sons, New York [etc.]
- Puig, J. (2009). "Caracterització d'estructures d'obra civil mitjançant GPR," Projecte Fi de Carrera, Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d'Enginyeria Electrònica, Barcelona.
- Qizheng, Y., y Jin, L. (2001). "Effective Permittivity of Dielectric Mixture Based on the Electric-Circuit Model" *Electromagnetics*, 21(4), 341-350.
- Ragan, G. L. (1948). "Transition units: Transitions from one coaxial line to another." *Microwave Transmission Circuits*, G. L. Ragan, ed., McGraw-Hill, New York (etc.), p. 305-311.
- Raj, A., Holmes, W. S., y Judah, S. R. (2000) "Wide bandwidth measurement of complex permittivity of liquids using coplanar lines." *Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2000. IMTC 2000*, Baltimore, 802-809.
- Ramo, S., Whinnery, J. R., y van Duzer, T. (1974). *Campos y ondas : aplicaciones a las comunicaciones electrónicas* Pirámide, Madrid.
- Rayleigh, L. (1892). "On the influence of obstacles arranged in rectangular order upon the properties of a medium." *Philosophical Magazine*, 32, 481-502.
- Redon, Chermant, Chermant, y Coster. (1998). "Assessment of fibre orientation in reinforced concrete using Fourier image transform." *Journal of Microscopy*, 191(3), 258-265.
- Reinhardt, H. W., y Grosse, C. U. (2004). "Continuous monitoring of setting and hardening of mortar and concrete." *Construction and Building Materials*, 18(3), 145-154.
- Reinhardt, H. W., Grosse, C. U., y Weiler, B. (2001). "Material characterization of steel fibre reinforced concrete using neutron CT, ultrasound and quantitative acoustic emission techniques." *NDT.net*, 6(5).

- Renhart, W., y Magele, C. (2002). "Optimal design of a coil arrangement for the identification of hidden ferrous objects." *IEEE Transactions on Magnetics*, 38(2), 1121-1124.
- Richalot, E., Bonilla, M., Man-Fai, W., Fouad-Hanna, V. A., Baudrand, H. A., y Wiart, J. A. (2000). "Electromagnetic propagation into reinforced-concrete walls." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(3), 357-366.
- Rodríguez, F., y Prado, D. (1984). "Hormigón con la incorporación de fibras." *Revista de Obras Públicas*, 131(3229), 779-796.
- Rolain, Y., Barel, A., Gubbels, F., y van Moer, W. (2004) "Microwave permittivity measurement of polymers by deposition on a coplanar wave guide." *Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2004. IMTC 04*, Como, Italy, 333-338.
- Roqueta, G., Monsalve, B., Blanch, S., Romeu, J., y Jofre, L. (2008) "Microwave dielectric properties inspection of fiber-reinforced civil structures." *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008*, 1-4.
- Roqueta, G., Romeu, J., y Jofre, L. (2009) "Electromagnetic modeling and characterization of steel fiber reinforced concrete during the pouring process." *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*, 1-4.
- Roqueta, G., Romeu, J., y Jofre, L. (2010) "Time domain reflection technique for microwave non destructive testing of Steel Fiber Reinforced Concrete." *IEEE Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010* Barcelona.
- Salahun, E., Queffelec, P., Le Floc'h, M., y Gelin, P. (2001). "A broadband permeameter for "in situ" measurements of rectangular samples." *IEEE Transactions on Magnetics*, 37(4), 2743-2745.
- Saludes Requena, S. (2006). "Ensayo de doble punzonamiento aplicado al hormigón reforzado con fibras (ensayo Barcelona)," Tesina Fi de Carrera, Departament d'Enginyeria de la Construcció, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona.
- Sánchez Moragues, M. Á. (2010). "Disseny i construcció de bobines de mida arbitrària amb camp magnètic conformable a l'interior," Projecte Fi de Carrera, Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d'Enginyeria Electrònica, Barcelona.
- Sato, K., Manabe, T., Polivka, J., Ihara, T. A., Kasashima, Y. A., y Yamaki, K. A. (1996). "Measurement of the complex refractive index of concrete at 57.5 GHz." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(1), 35-40.
- Sbartai, Z. M., Laurens, S., Balayssac, J. P., Arliguie, G., y Ballivy, G. (2006). "Ability of the direct wave of radar ground-coupled antenna for NDT of concrete structures." *NDT & E International*, 39(5), 400-407.
- Seagar, A. D., Barber, D. C., y Brown, B. H. (1987). "Theoretical limits to sensitivity and resolution in impedance imaging." *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8 (suppl A), 13-31.
- Seo, S., Stintzing, T., Block, I., Pavlidis, D., Rieke, M., y Layer, P. G. (2008) "High frequency wideband permittivity measurements of biological substances using coplanar waveguides and application to cell suspensions." *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2008*, Atlanta, 915-918.
- Serna, P. (2007) "Recientes ejemplos estructurales de aplicación de hormigón con fibras." *Cátedra BMB-UPC: Aplicaciones estructurales de hormigón con fibras, 2007*, Barcelona, 33-48.
- Sihvola, A. (1999). *Electromagnetic mixing formulas and applications*, The institution of Electrical Engineers, London.
- Sihvola, A. (2000). "Mixing Rules with Complex Dielectric Coefficients." *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, 1(4), 393-415.
- Sihvola, A. H., y Kong, J. A. (1988). "Effective permittivity of dielectric mixtures." *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 26(4), 420-429.
- Sihvola, A. H., y Lindell, I. V. (1992). "Effective Permeability of Mixtures." *PIER*, 6 - Dielectric Properties of Homogeneous Materials, 153-180.

- Simons, R. N. (2001). *Coplanar waveguide circuits, components and systems*, Wiley-Interscience, New York, [etc.].
- Simons, R. N., y Taub, S. R. (1993). "Coplanar waveguide radial line stub." *Electronics Letters* 29(4), 412-414.
- Simpkin, R. (2010). "Derivation of Lichtenecker's Logarithmic Mixture Formula From Maxwell's Equations." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(3), 545-550.
- Song, H.-W., y Saraswathy, V. (2007). "Corrosion Monitoring of Reinforced Concrete Structures - A review." *International Journal of Electrochemical Science*, 2, 1-28.
- Soutsos, M. N., Bungey, J. H., Millard, S. G., Shaw, M. R., y Patterson, A. (2001). "Dielectric properties of concrete and their influence on radar testing." *NDT & E International*, 34(6), 419-425.
- Stuchly, S. S., y Bassey, C. E. (1998). "Microwave coplanar sensors for dielectric measurements." *Measurement Science & Technology*, 9(8), 1324.
- Su, J.-K., Chung-ChiaYang, Wu, W.-B., y Huang, R. (2002). "Effect of moisture content on concrete resistivity measurement." *Journal of the Chinese Institute of Engineers*, 25(1), 117-122.
- Thaysen, J., B.Jakobsen, K., y Appel-Hansen, J. (2000a). "A Wideband Balun - How Does it Work?" *Applied Microwave & Wireless*, 12(10), 40-50.
- Thaysen, J., Jakobsen, K. B., y Appel-Hansen, J. (2000b). "Characterisation and optimisation of a coplanar waveguide fed logarithmic spiral antenna." *IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications*, Waltham (USA), 25-28.
- Thompson, D., Falah, M., Fang, X., y Linton, D. (2003). "Dielectric characterization using the microstrip resonator method." *High Frequency Postgraduate Student Colloquium, 2003*, 23-26.
- Tinga, W. R. (1992). "Mixture laws and microwave-material interactions." *PIER*, 6 - Dielectric Properties of Homogeneous Materials, 1-40.
- Tinga, W. R., Voss, W. A. G., y Blossey, D. F. (1973). "Generalized approach to multiphase dielectric mixture theory." *Journal of Applied Physics*, 44(9), 3897-3902.
- Tobio, J. M. (1967). *Ensayos no destructivos: métodos aplicables a la construcción*, Patronato de la Investigación Científica y Técnica Juan de la Cierva del Consejo Superior de Investigaciones Científicas, Madrid.
- Topp, G. C., Davis, J. L., y Annan, A. P. (1980). "Electromagnetic Determination of Soil-Water Content - Measurements in Coaxial Transmission-Lines." *Water Resources Research*, 16(3), 574-582.
- Torrents, J. M., Juan-Garcia, P., y Aguado, A. (2007a). "Electrical impedance spectroscopy as a technique for the surveillance of civil engineering structures: considerations on the galvanic insulation of samples." *Measurement Science & Technology*, 18(7), 1958-1962.
- Torrents, J. M., Juan-García, P., y Patau, O. (2007b). "Control de calidad del hormigón con fibras." *Cátedra BMB-UPC: Aplicaciones estructurales de hormigón con fibras, 2007*, Barcelona, 87-96.
- Torrents, J. M., Juan-Garcia, P., Patau, O., y Aguado, A. (2009). "Surveillance of steel fibre reinforced concrete slabs measured with an open-ended coaxial probe." *XIX IMEKO World Congress. Fundamental and Applied Metrology*, Lisboa, Portugal, 2282-2284.
- Torrents, J. M., Mason, T. O., y Garboczi, E. J. (2000). "Impedance spectra of fiber-reinforced cement-based composites - A modeling approach." *Cement and Concrete Research*, 30(4), 585-592.
- Torrents, J. M., Mason, T. O., Peled, A., Shah, S. P., y Garboczi, E. J. (2001). "Analysis of the impedance spectra of short conductive fiber-reinforced composites." *Journal of Materials Science*, 36(16), 4003-4012.
- Trask, C. (2005). "Transmission Line Transformers: Theory, Design and Applications — Part 1." *High Frequency Electronics*, 4(12), 46-53.
- van Beek, A. (2000). "Dielectric properties of young concrete. Non-destructive dielectric sensor for monitoring the strength development of young concrete.," Technische Universiteit Delft, Delft.

- van Beek, A., y Hilhorst, M. A. (1999). "Dielectric measurements to characterize the microstructural changes of young concrete." *Heron*, 44(1), 3-17.
- Van Damme, S., Franchois, A., De Zutter, D., y Taerwe, L. (2004). "Nondestructive determination of the steel fiber content in concrete slabs with an open-ended coaxial probe." *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42(11), 2511-2521.
- Van Hauwaert, A., Delannay, F., y Thimus, J.-F. (1999). "Cracking behavior of steel fiber reinforced concrete revealed by means of acoustic emission and ultrasonic wave propagation." *ACI Materials Journal*, 96(3), 291-296.
- Vertiy, A. A., Gavrilov, S. P., Stepanyuk, V. N., y Voynovskyy, I. V. A. (2004) "Through-wall and wall microwave tomography imaging." *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004.* , 3087-3090 Vol.3.
- Volgyi, F. (2007). "Application of microwave aquametry in civil engineering and in power generation." *Measurement Science and Technology*, 18(4), 1094.
- Von Hippel, A. R., ed. (1954). *Dielectric materials and applications*, Artech House, London (etc.).
- Waki, H., Igarashi, H., y Honma, T. (2005). "Estimation of effective permeability of magnetic composite materials." *Ieee Transactions on Magnetics*, 41(5), 1520-1523.
- Weir, W. B. (1974). "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies." *Proceedings of the IEEE*, 62(1), 33-36.
- Wen, C. P. (1969). "Coplanar Waveguide: a Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MT17(12), 1087-1090.
- Wheeler, H. A. (1939). "Transmission Lines with Exponential Taper." *Proceedings of the IRE*, 27(1), 65-71.
- Wiener, O. (1912). *Abh. Math. Phys. Kl. sachs. Akad. Wiss. Leipzig*, 32(509).
- Wilson, J. G., y Whittington, H. W. (1990). "Variations in the electrical properties of concrete with changes in frequency." *IEE Proceedings A, Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education*, 137(5), 246-254.
- Woo, L. Y., Wansom, S., Ozyurt, N., Mu, B., Shah, S. P., y Mason, T. O. (2005). "Characterizing fiber dispersion in cement composites using AC-Impedance Spectroscopy." *Cement & Concrete Composites*, 27(6), 627-636.
- Xu, Q., Shi, L., y Gao, C. (2002) "Measurement of the electromagnetic constants of concrete materials by time-domain reflectometry." *3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Beijing, China, 230-233.
- Yeow, Y. K., Abbas, Z., y Khalid, K. (2010). "Application of Microwave Moisture Sensor for Determination of Oil Palm Fruit Ripeness." *Measurement Science Review*, 10(1), 7-14.
- Yoo Jin, K., Jofre, L., De Flaviis, F., y Feng, M. Q. (2003). "Microwave reflection tomographic array for damage detection of civil structures." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(11), 3022-3032.
- Yu, T.-Y., y Büyüköztürk, O. (2008). "A far-field airborne radar NDT technique for detecting debonding in GFRP-retrofitted concrete structures." *NDT & E International*, 41(1), 10-24.

Publicaciones propias

Los principales resultados fruto del trabajo en esta tesis han sido escritos para su publicación. Se presentan en primer lugar aquellos artículos que ya han sido publicados (en orden cronológico inverso), y a continuación aquellos que se encuentran en vías de publicación.

Artículos publicados

- Juan-García, P., y Torrents, J. M. (2010). "Measurement of mortar permittivity during setting using a coplanar waveguide." *Measurement Science and Technology*, 21(4), ID: 045702.
- Juan-García, P., y Torrents, J. M. (2009) "Non-destructive evaluation of civil structures using electromagnetic waves." *1st Barcelona Forum on PhD Research in Electronic Engineering*, Barcelona.
- Juan-García, P., y Torrents, J. M. (2009) "Measurement of moisture in mortar using a coplanar waveguide." *XIX IMEKO World Congress. Fundamental and Applied Metrology*, Lisboa, Portugal, 2285-2288.
- Torrents, J. M., Juan-García, P., Patau, O., y Aguado, A. (2009) "Surveillance of steel fibre reinforced concrete slabs measured with an open-ended coaxial probe." *XIX IMEKO World Congress. Fundamental and Applied Metrology*, Lisboa, Portugal, 2282-2284.
- Torrents, J.M., Masaló, J., Juan-García, P., Aguado, A. "Dispositivo y método para la medida de cuantía y orientación de fibras metálicas integradas en hormigón reforzado". Solicitud de patente nº P200901076.
- Torrents, J. M., Juan-García, P., y Aguado, A. (2007). "Electrical impedance spectroscopy as a technique for the surveillance of civil engineering structures: considerations on the galvanic insulation of samples." *Measurement Science & Technology*, 18(7), 1958-1962.
- Torrents, J. M., Juan-García, P., y Patau, O. (2007) "Control de calidad del hormigón con fibras." *Cátedra BMB-UPC: Aplicaciones estructurales de hormigón con fibras*, 2007, Barcelona, 87-96.

Artículos enviados para su publicación

Torrents, J.M., Blanco, A., Pujadas, P., Aguado, A., Juan-García, P. y Sánchez-Moragues, M.A. “Inductive method for assessing the amount and orientation of steel fiber in concrete”. *Enviado para su publicación*

Apéndice: Calibración TYS

La calibración T-Y-S parte de un modelo de bipuerto como el descrito en la Figura 3.16. Dicho modelo resulta análogo al empleado por la calibración TRL teniendo en cuenta la simetría del sistema, ya que las matrices de error de ambos puertos se consideran simétricas, por construcción. La calibración del dispositivo bajo prueba (DUT) consiste en desplazar el plano de referencia desde los terminales del equipo de medida hasta los planos de referencia 1 y 2, situados en los terminales del dispositivo de interés. Por ello, a partir de la medida de 3 configuraciones distintas, se pretende extraer el valor de los parámetros de *scattering* de la matriz de error de ambos puertos.

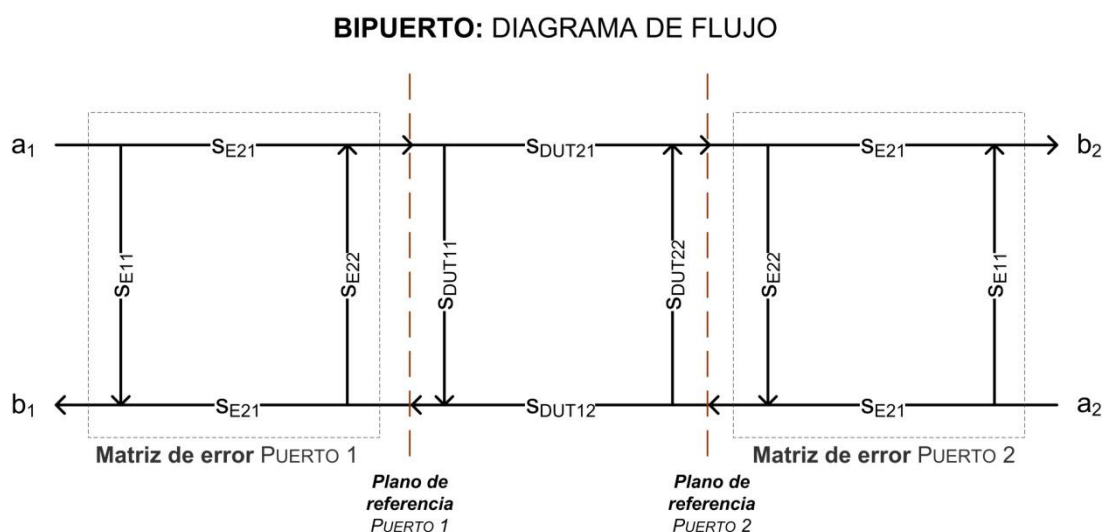


Figura 0.1 — Diagrama de flujo de un bipuerto empleado en la calibración TYS.

La configuración de partida será aquella en la que se tiene un equipo de medida de parámetros de dispersión o *scattering* (genéricamente un Analizador de Redes Vectorial) conectado al dispositivo a caracterizar mediante una red de alimentación y adaptación (consistente en los cables, redes de adaptación de impedancias, conectores, etc.). La principal característica de este procedimiento de calibración es que, igual que la calibración TRL no requiere el uso de cargas de calibración de valor conocido, por lo que es un método idóneo para su uso en configuraciones planas, dado que en este no existen cargas normalizadas y a menudo no es factible obtenerlas.

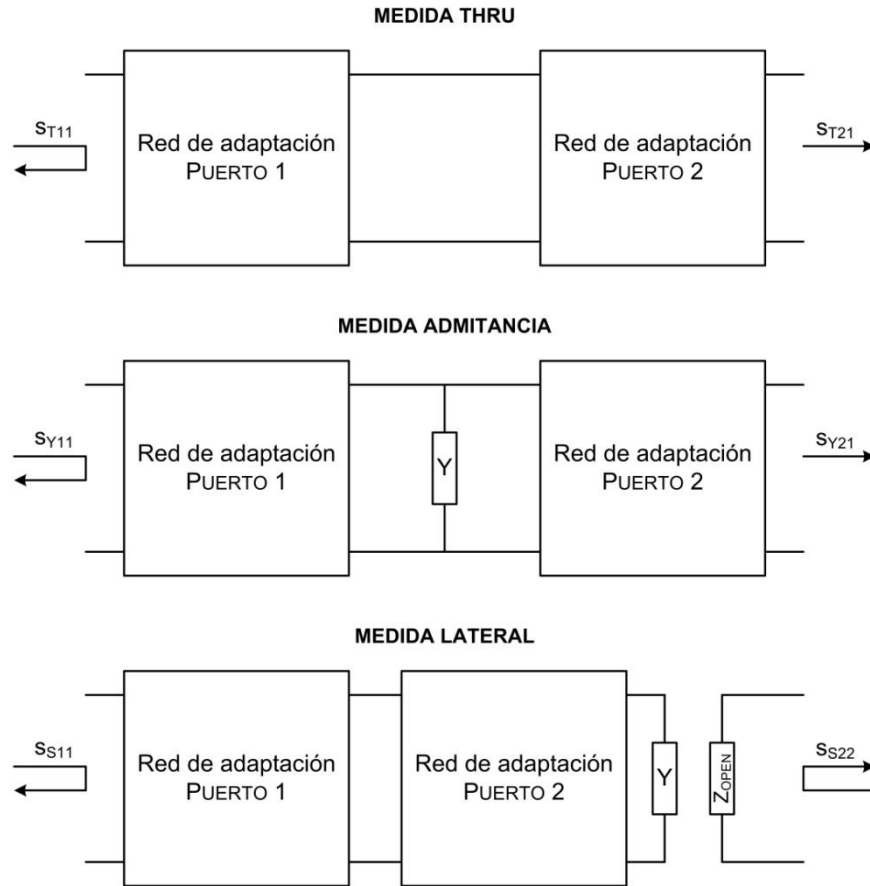


Figura 0.2 — Configuraciones de medida del método de calibración TYS.

Los estándares de calibración consisten en un *thru*, realizado mediante una conexión directa entre ambas redes de alimentación, una *admitancia*, realizada conectando en paralelo entre las redes de adaptación una carga genérica (típicamente un resistor) y una *carga lateral*, efectuada conectando la misma carga empleada en la medida de admitancia en un extremo de la configuración de medida.

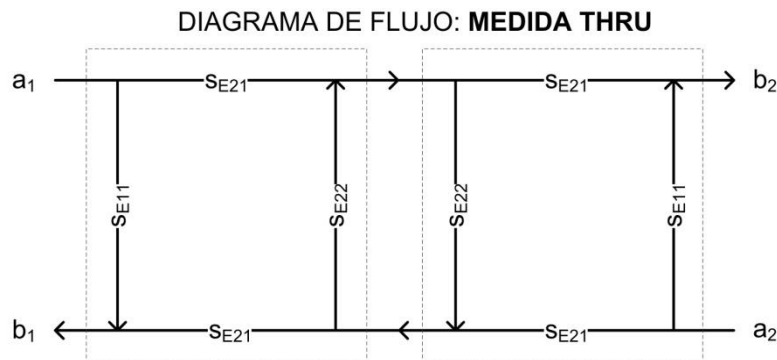


Figura 0.3 — Diagrama de flujo de la configuración thru.

La medida *thru*, (Figura 3.18) consiste en la conexión en cascada de las matrices de error de los puertos 1 y 2. De dicha configuración se miden los parámetros de dispersión en reflexión y en transmisión (S_{T11} y S_{T21} , respectivamente). Del análisis de dicha red se obtiene:

$$S_{T11} = S_{T22} = S_{E11} + \frac{S_{E21}^2 S_{E22}}{1 - S_{E22}^2} \quad (0.1)$$

siendo S_{T11} el parámetro de reflexión de la medida *thru*, como se muestra en la Figura 3.17. Para el parámetro de transmisión, S_{T21} , se obtiene:

$$S_{T21} = S_{T12} = \frac{S_{E21}^2}{1 - S_{E22}^2} \quad (0.2)$$

Juntando ambas ecuaciones y operando,

$$S_{E11} = S_{T11} - S_{T21} S_{E22} \quad (0.3)$$

Y además,

$$S_{E21}^2 = S_{T21} (1 - S_{E22}^2) \quad (0.4)$$

La configuración de *admitancia* sitúa una carga genérica (Z) en paralelo entre ambas redes de alimentación. Dicha carga producirá un coeficiente de reflexión Γ_Y tal que

$$\Gamma_Y = \frac{-Z_0}{2Z + Z_0} \quad (0.5)$$

En consecuencia, se puede demostrar que el coeficiente de transmisión de dicha carga ubicada en paralelo puede escribirse como

$$s_{21} = 1 + s_{11} = 1 + \Gamma_Y \quad (0.6)$$

Así pues, el diagrama de flujo para esta configuración, resulta como se muestra en la Figura 3.19. La inclusión de una carga en paralelo se modela como un bipuerto con los parámetros de dispersión antes calculados. Dicho bipuerto se sitúa en cascada entre las matrices de error de las redes de alimentación, y se analizan de nuevo los parámetros de reflexión y transmisión.

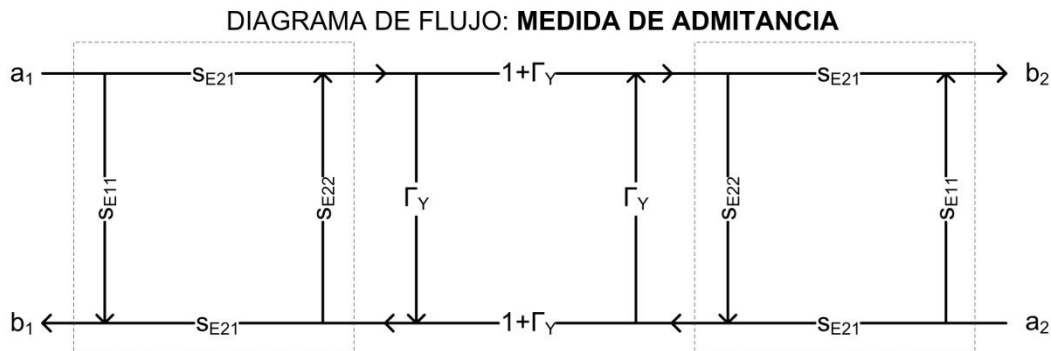


Figura 0.4 — Diagrama de flujo de la configuración de admitancia.

Para el parámetro de reflexión, puede llegarse al resultado

$$s_{Y11} = s_{Y22} = s_{E11} - \frac{s_{E21}^2(2\Gamma_Y s_{E22} + s_{E22} + \Gamma_Y)}{(s_{E22} + 1)(2\Gamma_Y s_{E22} + s_{E22} - 1)} \quad (0.7)$$

Y en el caso del coeficiente de transmisión,

$$s_{Y21} = s_{Y12} = \frac{-s_{E21}^2(1 + \Gamma_Y)}{(s_{E22} + 1)(2\Gamma_Y s_{E22} + s_{E22} - 1)} \quad (0.8)$$

Sustituyendo en las dos expresiones anteriores con las ecuaciones (3.43) y (3.44) y simplificando,

$$s_{Y11} = s_{T11} - \frac{\Gamma_Y s_{T21}(1 + s_{E22})}{(2\Gamma_Y s_{E22} + s_{E22} - 1)} \quad (0.9)$$

y análogamente,

$$s_{Y21} = \frac{s_{T21}(s_{E22} - 1)(1 + \Gamma_Y)}{(2\Gamma_Y s_{E22} + s_{E22} - 1)} \quad (0.10)$$

De esta expresión puede aislarse el coeficiente Γ_Y y obtener:

$$\Gamma_Y = \frac{(s_{Y21} - s_{T21})(1 - s_{E22})}{s_{T21}(1 - s_{E22}) + 2s_{Y21}s_{E22}} \quad (0.11)$$

por lo que, según la ecuación (0.5),

$$\frac{-Z_0}{2Z + Z_0} = \frac{(s_{Y21} - s_{T21})(1 - s_{E22})}{s_{T21}(1 - s_{E22}) + 2s_{Y21}s_{E22}} \quad (0.12)$$

y en consecuencia, se llega al valor de Z :

$$Z = \frac{s_{Y21}(s_{E22} + 1)}{2(s_{Y21} - s_{T21})(s_{E22} - 1)} Z_0 \quad (0.13)$$

La configuración de *carga lateral* sitúa la misma carga empleada en la configuración de *admitancia* al final de las dos líneas de alimentación conectadas en serie. Dicha carga producirá un coeficiente de reflexión Γ_S tal que

$$\Gamma_S = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (0.14)$$

En este caso, el coeficiente de transmisión será nulo, dado que no hay ninguna transferencia de potencia entre los puertos 1 y 2. Sin embargo, será necesario definir un tramo de línea de *compensación de fase*, dado que al ubicar la carga en el extremo de los cables de alimentación, puede haber un tramo de línea entre el terminal del equipo de medida y el plano de referencia del mismo. Dicha compensación de fase podría evitarse teniendo el equipo de medida calibrado en el extremo de los puertos de entrada. No obstante, se detalla el caso genérico, en el que se considera un tramo de línea de transmisión sin pérdidas

entre la carga y el plano de medida. Para ello, se medirá la fase del coeficiente de reflexión del puerto 2, dejando este puerto en circuito abierto (podría realizarse también en cortocircuito).

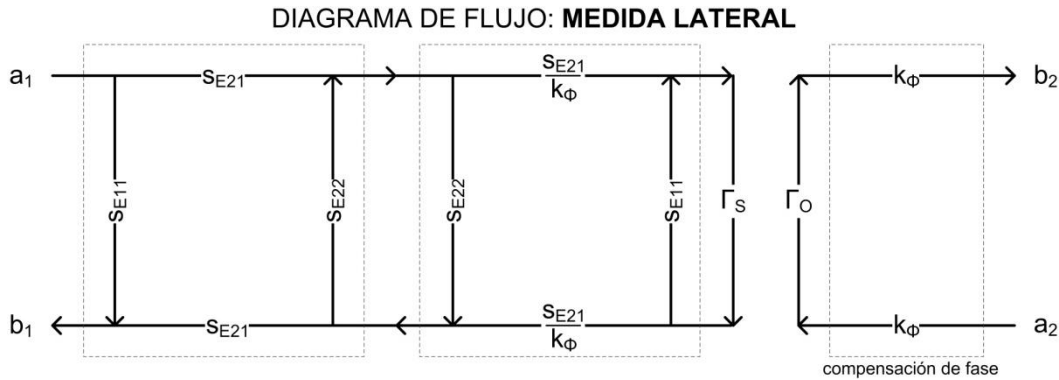


Figura 0.5 — Diagrama de flujo de la configuración de carga lateral.

Para extraer la fase de la medida del parámetro de reflexión del puerto 2 se considera que dicho tramo de línea no tiene pérdidas, por lo que se puede independizar su constante de fase del valor del coeficiente de reflexión del circuito abierto, Γ_0 , mediante la expresión

$$k_\phi^2 = \frac{S_{S22}}{|S_{S22}|} \quad (0.15)$$

que resulta en un vector de módulo unitario, por tanto una línea sin pérdidas, y con la fase correspondiente al tramo de línea que no se ha considerado en la medida del coeficiente de reflexión en el puerto 1.

Del análisis de la medida del coeficiente de reflexión del puerto 1,

$$S_{S11} = S_{E11} + \frac{k_\phi^2 S_{E21}^2 S_{E22} (1 - S_{E11} \Gamma_S) + S_{E21}^4 \Gamma_S}{k_\phi^2 (1 - S_{E22}^2) (1 - S_{E11} \Gamma_S) - \Gamma_S S_{E21}^2 S_{E22}} \quad (0.16)$$

y de nuevo, sustituyendo en la expresión anterior con las ecuaciones (3.43) y (3.44) y simplificando,

$$S_{S11} = S_{T11} + \frac{\Gamma_S S_{T21}^2}{k_\phi^2 (1 - S_{T11} \Gamma_S) + S_{T21} S_{E22} \Gamma_S (k_\phi^2 - 1)} \quad (0.17)$$

Aislando el coeficiente Γ_S ,

$$\Gamma_S = \frac{k_\phi^2 (S_{S11} - S_{T11})}{S_{T21}^2 + (S_{S11} - S_{T11}) (k_\phi^2 S_{T11} + S_{T21} S_{E22} (1 - k_\phi^2))} \quad (0.18)$$

y añadiendo la expresión (0.14),

$$\frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{k_\phi^2 (s_{S11} - s_{T11})}{s_{T21}^2 + (s_{S11} - s_{T11}) (k_\phi^2 s_{T11} + s_{T21} s_{E22} (1 - k_\phi^2))} \quad (0.19)$$

de nuevo se llega a la expresión de Z :

$$Z = \frac{s_{T21}^2 + (s_{S11} - s_{T11}) (k_\phi^2 (s_{T11} + 1) + s_{T21} s_{E22} (1 - k_\phi^2))}{s_{T21}^2 + (s_{S11} - s_{T11}) (k_\phi^2 (s_{T11} - 1) + s_{T21} s_{E22} (1 - k_\phi^2))} Z_0 \quad (0.20)$$

Dado que las cargas empleadas para la calibración son iguales, pueden igualarse las expresiones (3.47) y (3.49):

$$\begin{aligned} \frac{s_{Y21} (s_{E22} + 1)}{2(s_{Y21} - s_{T21}) (s_{E22} - 1)} \\ = \frac{s_{T21}^2 + (s_{S11} - s_{T11}) (k_\phi^2 (s_{T11} + 1) + s_{T21} s_{E22} (1 - k_\phi^2))}{s_{T21}^2 + (s_{S11} - s_{T11}) (k_\phi^2 (s_{T11} - 1) + s_{T21} s_{E22} (1 - k_\phi^2))} \end{aligned} \quad (0.21)$$

de donde puede deducirse el parámetro s_{E22} :

$$\Delta_1 s_{E22}^2 + \Delta_2 s_{E22} + \Delta_3 = 0 \quad (0.22)$$

siendo

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta_1 &= s_{T21} (1 - k_\phi^2) (s_{S11} - s_{T11}) (2s_{T21} - s_{Y21}) \\ \Delta_2 &= s_{T21}^2 (2s_{T21} - s_{Y21}) + (s_{S11} - s_{T11}) [s_{T11} k_\phi^2 (2s_{T21} - s_{Y21}) + (s_{T21} (1 - k_\phi^2) - k_\phi^2) (3s_{Y21} - 2s_{T21})] \\ \Delta_3 &= s_{T21}^2 (3s_{Y21} - 2s_{T21}) + k_\phi^2 (s_{S11} - s_{T11}) [s_{Y21} (3s_{T11} + 1) - 2s_{T21} (s_{T11} + 1)] \end{aligned} \right\} \quad (0.23)$$

De las dos soluciones que se obtengan de la ecuación (3.50), habrá que elegir aquella que verifique

$$|s_{E22}| < 1 \quad (0.24)$$

Finalmente, con la obtención del parámetro s_{E22} y junto con las ecuaciones (3.43) y (3.44) que definen los parámetros s_{E11} y s_{E21} , puede construirse la matriz de error correspondiente a la red de alimentación y adaptación de impedancias como sigue:

$$S_E = \begin{pmatrix} s_{E11} & s_{E21} \\ s_{E21} & s_{E22} \end{pmatrix} \quad (0.25)$$

A fin de obtener la respuesta calibrada del dispositivo a caracterizar (S_M) será preciso convertir a matrices de tipo T la matriz de error (S_E) y la matriz medida (S_{DUT}), siendo T_E y T_{DUT} respectivamente, dado que la conexión de bipuertos en cascada puede representarse como la multiplicación de matrices T. Dicha conversión se efectúa mediante la transformación siguiente:

$$\begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{12} - \frac{s_{11}s_{22}}{s_{21}} & \frac{s_{11}}{s_{21}} \\ -\frac{s_{22}}{s_{21}} & \frac{1}{s_{21}} \end{pmatrix} \quad (0.26)$$

Así, siendo T_M la matriz T del dispositivo a caracterizar,

$$T_M = T_E \cdot T_{DUT} \cdot T_E \quad (0.27)$$

y, por consiguiente,

$$T_{DUT} = T_E^{-1} \cdot T_M \cdot T_E^{-1} \quad (0.28)$$

Por último será necesario transformar de nuevo la matriz T del dispositivo calibrado a parámetros S, mediante la transformación inversa a la anterior, obteniendo así la matriz S_M , objetivo de la calibración. La transformación inversa de parámetros T a parámetros S será:

$$\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{t_{12}}{t_{22}} & t_{11} - \frac{t_{12}t_{21}}{t_{22}} \\ \frac{1}{t_{22}} & -\frac{t_{21}}{t_{22}} \end{pmatrix} \quad (0.29)$$

De modo que se ha obtenido la matriz de parámetros S tomando como planos de referencia los terminales del dispositivo a caracterizar.