

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de
Telecomunicación

Obtención de las propiedades electromagnéticas de materiales planares en espacio libre

TRABAJO FIN DE MÁSTER

MÁSTER EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

Autor: ERICK DANIEL RIVADENEIRA OBREGÓN

Director: Antonio José Lozano Guerrero

Cartagena, 29 de julio de 2021



Resumen

En este trabajo se realizó la implementación de una técnica para la obtención de propiedades dieléctricas y magnéticas de materiales planares en espacio libre. Para ello se programó el algoritmo de NRW y se revisó estudios relacionados para adaptarlo a espacio libre. Se estudió la posibilidad de trabajar en el dominio del tiempo para aumentar la precisión de los resultados obtenidos eliminando posibles reflexiones producidas por el entorno, para ellos se utilizó la técnica de Time-Gating (TG). Las medidas se realizaron con un Analizador Vectorial de Redes (VNA) de dos puertos en el rango de 8 a 13 GHz. Fue necesario el empleo de técnicas de calibración para obtener las medidas en el plano deseado.

Tras la obtención de resultados con materiales de referencia tales como el PTFE y poliestireno conductivo (Goodfellow®) y al ajustar el valor del grosor estos materiales bajo prueba (MUT) pudimos aproximarnos a la obtención de sus propiedades dieléctricas y magnéticas.

Con los distintos resultados obtenidos, las medidas y simulaciones realizadas el ajuste en su calibración para una mejor precisión, eliminación de interferencias y reflexiones, nos permite acercarnos más al estudio de materiales, sus aplicaciones en diferentes campos de la industria, ingeniería e investigación y finalmente a las posibles mejoras de la técnica implementada.

Abstract

In this work, the implementation of a technique to obtain the dielectric and magnetic properties of planar materials in free space was carried out. For this, the NRW algorithm was programmed and related studies were reviewed to adapt it to free space. The possibility of working in the time domain was studied to increase the precision of the results obtained by eliminating possible reflections produced by the environment, for which the Time-Gating (TG) technique was used. The measurements were made with a Vectorial Network Analyzer (VNA) with two ports in the range from 8 to 13 GHz. It was necessary to use calibration techniques to obtain the measurements in the desired plane.

After obtaining results with reference materials such as PTFE and conductive polystyrene (Goodfellow®) and by adjusting the thickness value of these materials under test (MUT), we were able to approach obtaining their dielectric and magnetic properties.

With the different results obtained, the measurements and simulations made, the adjustment in its calibration for better precision, elimination of interferences and reflections, allows us to get closer to the study of materials, their applications in different fields of industry, engineering and research and finally to the possible improvements of the implemented technique.

Agradecimientos

Dedico este trabajo a mi familia por su apoyo incondicional, ya que son mi ejemplo de lucha y perseverancia pese a que no los tuve cerca por la situación actual del Covid-19, a Yuli y su familia por todo el apoyo, tiempo y cariño brindados y finalmente a mi tutor de tesis Antonio Lozano, por su guía, paciencia y ayuda brindada en todo el proceso de la realización de este Trabajo Fin de Master.

Índice

Resumen	i
Abstract	ii
Agradecimientos	iii
Índice de Figuras	vi
Lista de Abreviaturas	viii
Índice de Tablas	ix
1. Introducción	1
1.1 Objetivos.....	2
1.2 Aplicaciones.....	2
1.3 Análisis del Dieléctrico.....	2
1.4 Materiales Dieléctricos.....	3
1.5 Investigación de materiales a frecuencias de microondas.....	4
1.5.1 Dieléctrico.....	4
2 Fundamentos Teóricos	7
2.1 Reflexión y transmisión.....	7
2.2 Medidas en espacio libre.....	8
2.3 Límites de campo lejano y cercano.....	9
2.3.1 Técnicas de medidas de campo cercano.....	12
2.4 Materiales de estudio.....	14
2.4.1 Teflón.....	14
2.4.2 Poliestireno conductor (Goodfellow).....	14
3 Estado del Arte y técnicas empleadas	15
3.1 Técnica Nicolson-Ross-Weir (NRW).....	15
3.2 Técnica de medida de espacio libre.....	18
3.3 Matriz de Transmisión T.....	19
3.4 Métodos de medida.....	20
3.4.1 Método de línea de transmisión.....	20
3.4.2 Método de espacio libre.....	20
3.5 Técnica de enventanado (Time-Gating) de microondas.....	21
3.5.1 Efecto del tamaño de la ventana.....	21
3.5.2 Efecto del número de muestras de frecuencias.....	22
3.6 Comparación de funciones importantes de la ventana.....	23
3.7 Evaluación precisa de las transiciones de coaxial a guía de ondas mediante técnicas inversas.....	25

3.7.1	Técnica inversa utilizada para el algoritmo de calibración de dos niveles.....	25
4	Montaje	29
4.1	Componentes de medida	29
4.1.1	Analizador de redes vectoriales (VNA)	29
4.1.2	Kit de calibración para el VNA.....	30
4.2	Antena	35
5	Procedimiento	41
6	Análisis y Resultados	44
6.1	Medidas	44
6.1.1	Through.....	44
6.2	Time-Gating	47
6.2.1	Con VNA.....	47
6.2.2	Técnica Con Matlab	47
6.2.3	Thru (Aire) sin la transformada de Hilbert.....	48
6.3	Calibración y su comparación	53
6.3.1	Enventanado del VNA	53
6.3.2	Enventanado sin Hilbert	57
6.4	Obtención de la permitividad con NRW	58
6.4.1	Aire.....	59
6.4.2	Teflón	62
6.4.3	Goodfellow.....	64
7	Conclusiones y líneas futuras	67
7.1	Conclusiones	67
7.2	Líneas futuras	68
	Bibliografía	70

Índice de Figuras

Figura 2.1: Campo electromagnético transversal incidente (TEM-Wave) reflejado por y transmitido a través de un límite de material (Botsco & McMaster, 1986)	7
Figura 2.2: Esquema del set up para el teflón como ejemplo de la obtención de los parámetros S y sus transiciones de S1 a T1 y de S2 a T2	9
Figura 2.3: Error de fase en los bordes de una antena de prueba en el campo lejano cuando se ilumina con una onda esférica (Balanis, 2005)	11
Figura 2.4: Regiones de campo lejano y cercano respecto a rango de la distancia que recorre la OEM proveniente de la antena de tipo bocina (Horn) (Keysight and NSI, 2004)	12
Figura 2.5: Configuración Planar (Keysight and NSI, 2004).....	12
Figura 2.6: Esquema de la configuración cilíndrica (Keysight and NSI, 2004).....	13
Figura 2.7: Esquema de la configuración esférica (Keysight and NSI, 2004)	13
Figura 3.1: Cancelación que conduce a un pequeño valor de S_{11} (Liu, 2014).....	17
Figura 3.2: ϵ_r' versus frecuencia para la muestra de PTFE (NIST, 2005).....	17
Figura 3.3: Líneas de transmisiones coaxiales o de guía de ondas simples sostienen las muestras de material bajo prueba. (Keysight Technologies, 2014).....	20
Figura 3.4: Las antenas dirigen haces de energía de microondas hacia o a través de un material, sin encerrarlo en un accesorio. (Keysight Technologies, 2014).....	21
Figura 3.5: Efecto de variar el número de muestras de frecuencia obtenido del VNA. En todas las curvas, se utilizó una ventana de Hann con $t_1 = t_2 = tTG = 2.2ns$ (20%) (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020).....	22
Figura 3.6: Respuesta al impulso normalizada del original $h(t)$ y la señal time-gating $hTG(t)$. Time-gating es aplicado en el escenario de la antena para eliminar ruido y reflexiones. (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020).....	23
Figura 3.7: Transiciones de coaxial a guía de ondas en estudio (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010).....	26
Figura 3.8: Esquema de los diferentes estándares de calibración utilizados para la medida inversa (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010)	28
Figura 4.1: Analizador de redes vectoriales de Rhode & Schwarz ZVA-67 (Rhode & Schwarz, 2020)	29
Figura 4.2: Ubicación del plano de referencia en los tipos de conector PC 3,5, 2,4 mm y 1,85 mm (Rohde & Schwarz, 2021).....	30
Figura 4.3: Esquema del plano de referencia en el modelo Short (Rohde & Schwarz, 2021)	31
Figura 4.4: Diagrama del conector en Open(O) (Rohde & Schwarz, 2021)	32
Figura 4.5: Impedancia de terminación (Rohde & Schwarz, 2021).....	33
Figura 4.6: Through (Rohde & Schwarz, 2021).....	34
Figura 4.7: Unidad de calibración R & S (Rohde & Schwarz, 2021)	35
Figura 4.8: Fotografía de la antena Narda Standard Gain Horn modelo 640.....	35
Figura 4.9: Dimensiones de la antena Narda tipo bocina (Horn) modelo 640 (NARDA, 2017) 36	
Figura 4.10: Calibración de ganancia absoluta, antena Narda modelo 640 Standard Gain Horn (NARDA, 2017).....	37
Figura 4.11: Dimensiones de la antena Standard Gain Horn de Flann (Flann Microwave, 2021)	38
Figura 4.12: Fotografía de la antena Standard Gain Horn serie 240 modelo 18240 de Flann	39
Figura 5.1: Diagrama de flujo del procedimiento realizado para la obtención de las propiedades del material.....	42

Figura 5.2: Esquema del Set up para los obtención de los parámetros S de un determinado MUT	43
Figura 6.1: Fotografía del Set up y toma de medidas del through	44
Figura 6.2: Módulo de los parámetros S de through	45
Figura 6.3: Fase de los parámetros S de through	46
Figura 6.4: Enventanado Hamming de 9 a 10 ns (tamaño de la ventana 1ns) del parámetro de dispersión S21, aislando de esta manera el lóbulo principal o de interés en ese intervalo de tiempo.....	47
Figura 6.5: Módulo de parámetro S21 en el dominio del tiempo	48
Figura 6.6: Espectro de potencia de la señal S21 vs frecuencia en GHz	49
Figura 6.7: Módulo del parámetro S21 vs su distancia en metros	49
Figura 6.8: Módulo de la señal S21 enventanada vs el Módulo de S21 sin enventanar, en el dominio del tiempo	50
Figura 6.9: Espectro de la señal S21 enventanado vs Espectro de la señal S21 sin enventanar y centrado en cero	51
Figura 6.10: Límites del enventanado en la señal de interés.....	52
Figura 6.11: Módulo de los parámetros S del dispositivo 1	53
Figura 6.12: Fase de los parámetros S del dispositivo 1	54
Figura 6.13: Comparación de los diferentes estándares de calibración utilizados.....	55
Figura 6.14: Fotografías de las medidas realizadas para el Reflect mediante una placa de metal colocada entre las 2 antenas.	56
Figura 6.15: Módulo de los parámetros S del dispositivo 1	57
Figura 6.16: Fase de los parámetros S del dispositivo 1	58
Figura 6.17: Módulo de los parámetros de dispersión S para una muestra de 2 cm de Aire	59
Figura 6.18: Fase de los parámetros de dispersión S para una muestra de 2 cm de Aire	60
Figura 6.19: Permitividad eléctrica compleja del Aire (ϵ' parte real y ϵ'' parte imaginaria)	61
Figura 6.20: Permeabilidad magnética del Aire (μ' parte real y μ'' parte imaginaria).....	61
Figura 6.21: Coeficiente de reflexión del Aire.....	62
Figura 6.22: Permitividad eléctrica compleja de la muestra de dimensiones reducidas del Teflón (ϵ' parte real y ϵ'' parte imaginaria).....	63
Figura 6.23: Permeabilidad magnética compleja de la muestra de dimensiones reducidas del Teflón (μ' parte real y μ'' parte imaginaria)	64
Figura 6.24: Permitividad eléctrica compleja del Goodfellow (ϵ' parte real y ϵ'' parte imaginaria)	65
Figura 6.25: Permeabilidad magnética del Goodfellow (μ' parte real y μ'' parte imaginaria) ...	66

Lista de Abreviaturas

EMC: Electromagnetic Compatibility
GEM: Grupo de Electromagnetismo y Materia
GRL: Gated Reflected Line
MUT: Material Under Test
NIST: National Institute of Standards and Technology
NRW: Nicholson, Ross and Weir
OEM: Onda Electromagnética
PTFE: Politetrafluoroetileno
RF: Radio Frequency
TFM: Trabajo Fin de Master
TG: Time-Gating
TL1L2: Thru-Line1-Line2
TOMS: Through-Open-Match and Short
TRL/M: Through-Reflect-Line/Match
TRL: Thru-Reflect-Line
TRL1L2: Thru-Reflect-Line1-Line2
VNA: Vector Network Analyser
VSWR: Voltage Standing Wave Ratio

Índice de Tablas

Tabla 1. Comparación de ventanas en el dominio del tiempo y de la frecuencia	23
Tabla 2. Especificaciones técnicas típicas para un corto.....	32
Tabla 3. Especificaciones típicas para un Open(O)	33
Tabla 4. Especificaciones típicas de un Match (M)	33
Tabla 5. Especificaciones típicas para un through	34
Tabla 6. Calibraciones implementadas.....	53

1. Introducción

El presente trabajo trata sobre el cálculo de las variables de permitividad y permeabilidad de un MUT (Material Under Test) o material bajo prueba, a partir de parámetros de dispersión S utilizando el algoritmo NRW (Nicholson, Ross and Weir) en su versión de espacio libre (Free Space). En los pasos realizados en el presente Trabajo Fin de Máster (TFM) para la obtención de las propiedades dieléctricas de distintos materiales bajo prueba (Teflón y poliestireno conductivo (Goodfellow)), fueron los siguientes:

- Estudio, revisión y comprobación del estado del arte asociado al estudio de las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales polares.
- Montaje del equipo y los distintos materiales a estudiar.
- Calibración del analizador de redes vectoriales (VNA) de acuerdo con los estándares asociados para la medida en espacio libre.
- Medición y obtención de los parámetros de dispersión (scattering) de los distintos MUTs.
- Preprocesado, procesado, inventariado y análisis de las distintas señales de scattering obtenidas en el software Matlab.
- Con las señales inventariadas procedemos a realizar la calibración para el equipo y para la obtención de una mejor señal sin ruido ni reflexiones existentes o perturbaciones que pueden deteriorar y bajar la calidad de la señal y por ende de la obtención de los parámetros de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética del material.
- Después procedemos a obtener una nueva matriz de transición utilizando un método inverso que se presentará más adelante.
- Una vez aplicado de este método inverso procedemos al cálculo de la permitividad eléctrica compleja y permeabilidad magnética compleja mediante el algoritmo de NRW.
- Finalmente, con los valores de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética obtenidos, se analizan y comparan los resultados obtenidos con los deseados.

1.1 Objetivos

En el presente trabajo de Fin de Máster se presentan los siguientes objetivos:

- Estudio del estado del arte asociado a la obtención de propiedades electromagnéticas de materiales.
- Programación de un algoritmo para el cálculo en espacio libre de permitividad y permeabilidad.
- Programación en Matlab de la técnica de Time-Gating.
- Implementación de la calibración en espacio abierto mediante técnica inversa.
- Obtención de permitividad y permeabilidad en espacio libre a partir de medidas realizadas por el Analizador de Redes Vectorial (VNA).
- Montaje del set up de medidas necesario para la obtención de las propiedades electromagnéticas de materiales planares.
- Estudio de las limitaciones de la técnica y posibles mejoras.

1.2 Aplicaciones

El conocimiento de la permitividad de los materiales, su frecuencia y dependencia de la temperatura es de gran importancia en diversas áreas de la ciencia y la ingeniería, tanto en la investigación básica como aplicada.

El estudio en las propiedades de materiales tales el agua, el teflón o polímeros así como de otros dieléctricos, es fundamental para el avance, desarrollo, investigación, mejora e invención de nuevas y mejoradas tecnologías en áreas como:

- Telecomunicaciones: diseño de antenas o mejoramiento de las existentes.
- Detección de humedad y calentamiento por microondas.
- Materiales en aplicaciones espaciales.
- Contaminación ambiental: medición de la contaminación del suelo, como la penetración subterránea.
- Diseño de circuitos de alta frecuencia.
- Investigación en nuevos materiales.
- Aplicaciones militares.
- Aplicación en radar de coche, etc.

1.3 Análisis del Dieléctrico

Algunos materiales interactúan de manera significativa con las ondas electromagnéticas incidentes y la forma en la que estos interactúan se puede utilizar para obtener información útil sobre dichos materiales. Este Trabajo Fin de Master examina una técnica para la

obtención en espacio libre de la permitividad y permeabilidad de distintos dieléctricos. Los dieléctricos se definen por su interacción con campos electromagnéticos. La respuesta eléctrica del dieléctrico a menudo se define como la permitividad del material y, lo que es más importante, esta respuesta depende de la frecuencia.

1.4 Materiales Dieléctricos

Algunos materiales interactúan de manera significativa con las ondas electromagnéticas incidentes y la forma en la que estos interactúan se puede utilizar para obtener información útil sobre los propios materiales. Este trabajo fin de máster examina la interacción que tiene las OEM con los materiales, en este caso, los dieléctricos. Los dieléctricos se definen por su interacción con campos eléctricos, magnéticos o electromagnéticos. En un dieléctrico, los electrones están estrechamente unidos, por lo que no existen propiedades conductoras o su conductividad es muy baja ($\sigma \ll 1$). Sin embargo, las moléculas dieléctricas pueden tener un momento polar, debido a los desequilibrios de carga posicionales, aunque en general la molécula no tiene carga neta. (Hippel, 1995) En presencia de un campo eléctrico externo, un dieléctrico exhibe ciertas propiedades eléctricas que no están presentes en otros materiales no conductores. Por ejemplo, muchos cristales no metálicos son de esta naturaleza. Hay dos tipos amplios de dieléctricos, definidos en Moléculas polares en 1929. (Debye, 1929)

- 1) Dieléctricos moleculares no polares: La nube de electrones moleculares se distribuye con simetría esférica en relación con el centro cargado positivamente. Por lo tanto, en ausencia de un campo eléctrico externo, los centros de carga positiva y negativa son coincidentes, de modo que el momento dipolar $\vec{P} = 0$. Por ejemplo, el estado fundamental del hidrógeno (H), la molécula de dióxido de carbono (CO₂), etc., son todos dieléctricos no polares.
- 2) Dieléctricos moleculares polares: La distribución de la nube de electrones moleculares no se distribuye con simetría esférica con respecto al centro cargado positivamente y los centros de carga positiva y negativa no coinciden, de modo que cada molécula tiene un momento dipolar \vec{P} , por ejemplo, CO, HCl, H₂O, etc. (Liu, 2014)

Sabiendo que cada molécula tiene un momento dipolar eléctrico inherente, en un estado normal, dado que las vibraciones térmicas de las moléculas son aleatorias, la orientación de este momento eléctrico también lo será. Por ende, dentro de un volumen determinado, el valor del vector del momento eléctrico de todas las moléculas es típicamente cero, siempre y cuando no exista un campo eléctrico externo que ejerza sobre él. Si, por otro lado, hay un campo eléctrico externo y este variara con el tiempo, entonces la respuesta del material dieléctrico depende de la capacidad del momento polar del material para responder a ese campo variable. Esta capacidad para responder, especialmente cuando varía la frecuencia, se conoce como respuesta dieléctrica del material. (Debye, 1929)

1.5 Investigación de materiales a frecuencias de microondas

La investigación en diferentes materiales a frecuencias de microondas es cada día más necesario, debido al avance tecnológico, las comunicaciones en banda ancha, comunicación satelital, estudio de propiedades dieléctricas de diferentes materiales, secado y calentamiento de materiales, procesado y diseño de circuitos electrónicos de alta velocidad en imágenes médicas o de seguridad, etc. El estudio e investigación del espectro electromagnético en las frecuencias de microondas es muy vasto y abarca muchas áreas de la ingeniería, medicina biotecnología, geología, entre muchas otras, pero podemos resumir algunas de ellas netamente en el campo tecnológico y de ingeniería;

- La información obtenida de las medidas de distintos materiales a frecuencias microondas contribuyen en la comprensión tanto de las propiedades microscópicas, a través de la interacción molecular, como también las propiedades macroscópicas, generalmente por medio de una interacción molecular colectiva a gran escala.
- Las comunicaciones por frecuencias microondas que cada vez desempeñan un papel crucial e importante en la vida industrial, militar y civil. (Voss, 1974) La demanda por mayor velocidad y ancho de banda ha llevado al uso de la gama de frecuencia de microondas a avanzar y adaptarse a las nuevas tecnologías, estándares y anchos de bandas más amplios.
- Con el paso del tiempo el diseño electrónico ha ido aumentando en velocidad de reloj, hoy en día es común examinar las propiedades de microondas de componentes individuales, paquetes electrónicos y circuitos completos. Un examen detallado requiere del conocimiento tanto de la permitividad como de la permeabilidad de la placa de circuito impreso e incluso del entorno local.
- La energía radiante de frecuencias microondas se utiliza para secar madera, para curar materiales como epoxis y cerámicas y para ensayos no destructivos de materiales, como puede ser de la detección de tumores en el cuerpo. (Ahlbom, M., Hamnerius, & Hillert, 2012)

1.5.1 Dieléctrico

Los dieléctricos ideales tienen conductividad DC cero. Cuando se les aplica un campo eléctrico externo, el campo tiende a tener alguna fuerza sobre y entre las moléculas y también sobre sus componentes individuales, aunque no hay movimiento libre de electrones de molécula a molécula. Por lo tanto, no tienen un cambio neto en la carga molecular y, en cambio, tienden a estirarse y rotar simplemente. Para simplificar, se asume que nuestro material es homogéneo, isotrópico, libre de fuentes, libre de cargas e invariante en el tiempo.

Esto puede ser una simplificación excesiva y en trabajos futuros debe tenerse en cuenta la posibilidad de un componente dieléctrico con conductividad distinta de cero.

Antes de que se aplique un campo eléctrico externo, las moléculas que componen el dieléctrico se encuentran típicamente en orientaciones aleatorias, por lo que no debería haber un campo eléctrico neto en el dieléctrico, aunque, a nivel molecular, hay muchos momentos dipolares eléctricos individuales. Cuando se aplica un campo eléctrico externo a las moléculas del material dieléctrico, cambiará la condición de equilibrio, de manera que depende tanto del campo eléctrico como de los momentos dipolares internos. En el caso del campo eléctrico aplicado externamente, las diferentes frecuencias aplicadas provocan diferentes respuestas dependiendo de la respuesta colectiva de los momentos dipolares en esas frecuencias. (Bekefi & Barrett, 1977)

Como se mencionó anteriormente, la respuesta eléctrica del dieléctrico a menudo se define como la permitividad del material. La permitividad se expresa generalmente como:

$$\epsilon(f) = \epsilon^*(f) = \epsilon_0 \epsilon_r(f) \quad (1)$$

Donde

ϵ_0 es la permitividad del espacio libre

ϵ_r es la permitividad relativa del material

La (f) nos indica la dependencia de la frecuencia para el cálculo de la permitividad y como esta influye en ella, pero por conveniencia se eliminará de aquí en adelante.

La permitividad del espacio libre se puede representar de la siguiente manera:

$$\epsilon_0 = 8.85 * 10^{-12} (F/m) \quad (2)$$

En los materiales considerados para esta investigación, las propiedades eléctricas y magnéticas están determinadas principalmente por la permitividad eléctrica del material ϵ y su permeabilidad magnética (μ). Como la permitividad define la interacción cuando se aplica un campo magnético externo, se deduce de este que la permitividad relativa es igual a uno ($\mu = 1$), ya que se puede suponer que los materiales considerados no presentan propiedades magnéticas significativas y que las corrientes parásitas inducidas son despreciables.

Los campos eléctricos y magnéticos interactúan con el material de dos formas: almacenamiento temporal de energía y conversión de la energía en calor, que como es energía extraída de la onda viajera y posteriormente disipada en forma de calor se entiende como una pérdida de energía.

La permitividad relativa se expresa más convencionalmente en forma compleja para representar los dos mecanismos de almacenamiento y pérdida de energía. Por lo tanto, la permitividad compleja se puede describir como: (Clarke, y otros, 2003)

$$\epsilon^* = \epsilon' + j\epsilon'' \quad (3)$$

Lo que también puede representarse, en términos de permitividad relativa como;

$$\varepsilon = \varepsilon_r' \varepsilon_0 + j \varepsilon_r'' \varepsilon_0 \quad (4)$$

La parte real de la permitividad ($\varepsilon_r' \varepsilon_0$) se suele llamar constante dieléctrica y esto determina tanto la velocidad de propagación de ondas electromagnéticas como también cuánta energía se almacena en el material. La parte imaginaria ($j \varepsilon_r'' \varepsilon_0$) representa la cantidad de energía que se pierde en la onda electromagnética.

De igual forma la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética se pueden simplificar y entender de la siguiente forma:

$$\kappa = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r = \varepsilon' + j \varepsilon'' \quad (5)$$

$$\mu = \frac{\mu}{\mu_0} = \mu_r' + j \mu_r'' \quad (6)$$

De igual manera se entiende que la parte real de las ecuaciones tanto para la permitividad como para la permeabilidad representa el almacenamiento de energía y su parte imaginaria la pérdida de esta.

2 Fundamentos Teóricos

2.1 Reflexión y transmisión

Cuando una onda electromagnética golpea o incide sobre el límite entre dos materiales en un ángulo normal, una parte de esta se refleja y otra parte se transmite. Es posible calcular las amplitudes de las ondas reflejadas y transmitidas.

Considere una OEM que viaja en el aire con E_i y H_i llegando a un material dieléctrico. La onda se reflejará como E_r y H_r , y se transmitirá como E_t y H_t en el límite entre el material y el aire. Las ondas reflejadas y transmitidas se pueden expresar en el límite del material en términos de onda incidente combinada con un coeficiente de reflexión Γ_b y un coeficiente de transmisión T_b .

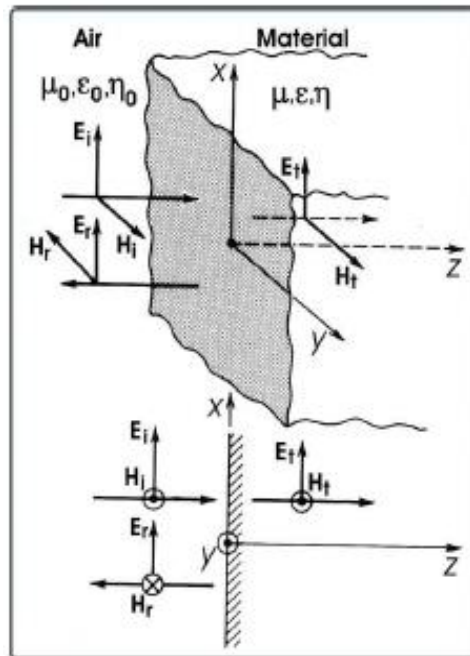


Figura 2.1: Campo electromagnético transversal incidente (TEM-Wave) reflejado por y transmitido a través de un límite de material (Botsco & McMaster, 1986)

$$\Gamma_b = \frac{E_r}{E_i} = -\frac{H_r}{H_i} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \quad (7)$$

Donde, η_0 es la impedancia característica del aire,

η es la impedancia característica del material dieléctrico a través del cual la onda está pasando.

Se puede demostrar que la relación que existe entre el espacio libre y la impedancia del material, la permitividad y la permeabilidad es

$$\eta_0 = Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}, \eta = Z = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (8)$$

Y el coeficiente de reflexión Γ_b en el límite se puede demostrar que es una función del desajuste de la impedancia, de forma que:

$$\Gamma_b = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{\sqrt{\mu_r/\epsilon_r} - 1}{\sqrt{\mu_r/\epsilon_r} + 1} \quad (9)$$

La relación también se puede mostrar entre las impedancias características, el coeficiente de reflexión Γ_b y de transmisión T_b .

$$T_b = \frac{2\eta}{\eta + \eta_0} = 1 + \Gamma = \frac{\eta}{\eta_0} \times \frac{H_t}{H_i} \quad (10)$$

A la distancia L del límite, T_b puede ser escrita como;

$$T_b = e^{-\gamma L} \quad (11)$$

Donde γ es la constante de propagación del material.

Se puede tomar en cuenta que el coeficiente de transmisión T_b se puede denominar simplemente “T” y también la distancia de propagación a través del material se denominará como “d”, por ende;

$$T = e^{-\gamma d} \quad (12)$$

Por otro lado, en relación con la constante dieléctrica, cuanto mayor es ϵ_r , mayor será el coeficiente de reflexión y más energía se reflejará en la superficie. (D.C.Tayal, 2019)

2.2 Medidas en espacio libre

Las medidas en espacio libre se realizan comúnmente usando antenas, como se muestra en la Figura 2.2. La base de poliestireno tienen una permitividad cercana a la del espacio libre, aproximadamente 1.05. La reflexión múltiple de las paredes de la habitación, se suprimen mediante la técnica de Time-Gating. En estos métodos, los coeficientes de transmisión y

reflexión en modo TEM se miden utilizando algoritmos similares a los utilizados en líneas de transmisión cerradas para obtener las propiedades del material. (NIST, 2005)

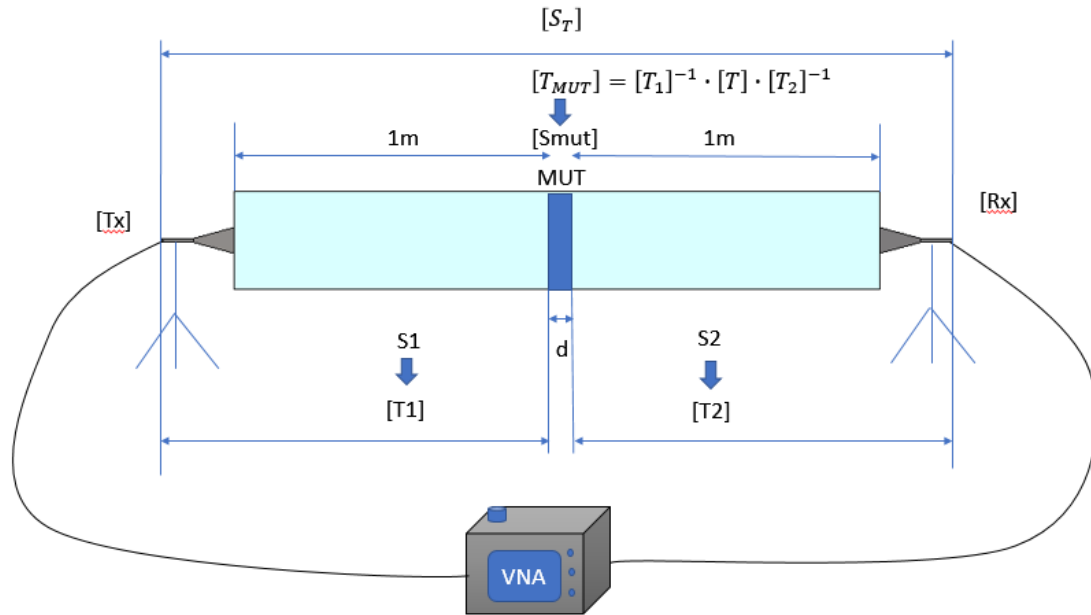


Figura 2.2: Esquema del set up para el teflón como ejemplo de la obtención de los parámetros S y sus transiciones de S_1 a T_1 y de S_2 a T_2

El método de calibración utilizado es generalmente una variación de la línea reflectante (TRL). La terminación en cortocircuito es una placa de metal. Aunque el frente de onda es esférico, (NIST, 2005) se puede suponer que los campos electromagnéticos son ondas planas en el campo lejano de la antena. Esta suposición simplifica el algoritmo de inversión. La medida puede involucrar datos de solo reflexión usando una terminación de cortocircuito o datos de reflexión y transmisión usando una muestra abierta en ambos lados.

Para muestras eléctricamente delgadas, una terminación de cortocircuito no es útil ya que el componente de campo eléctrico tangencial se acerca al metal. En el caso de materiales eléctricamente delgados, se prefiere una medida de transmisión ya que se pueden usar tanto S_{11} como S_{21} . La técnica se presta bien para medidas de temperatura elevada. (NIST, 2005)

2.3 Límites de campo lejano y cercano

Los campos evanescentes y cercanos son muy importantes en las medidas dieléctricas. Estos campos no se propagan y, por lo tanto, se pueden utilizar para medir materiales de dimensiones espaciales muy pequeñas; por ejemplo, en sondas evanescentes de microondas

En la región de campo cercano también conocido como campo próximo, las características de los campos electromagnéticos son muy complejas. La densidad de potencia media en dicha región varía inversamente con la distancia a la antena (D), en otras palabras, si aumenta la distancia a la antena, la densidad de potencia disminuye con el inverso de dicha distancia.

Las regiones alrededor de una antena se pueden dividir en 3 campos: campo cercano reactivo, campo cercano radiante (Fresnel) y campo lejano (Frauenhofer), donde cada uno puede estar definido por sus propias cualidades.

La región de campo cercano reactivo se define como, la parte de la región de campo cercano que rodea inmediatamente a una antena en la que predomina el campo reactivo. El radio del límite exterior de este campo es típicamente dado por: (Balanis, 2005)

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (13)$$

La región de campo cercano radiante (Fresnel) depende del parámetro de la antena D. Si la dimensión general D no es más grande que la longitud de onda, esta región puede no existir. El límite interno se muestra en la ecuación anterior y el criterio del límite es aceptado por mucho como (Balanis, 2005)

$$R_2 \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (14)$$

Este criterio de frontera se basa en un error de fase máximo de 22.5° de una antena dipolo simple. Como el patrón de radiación de una antena dipolo es esférico, es fácil cuantificar la diferencia de fase de la onda radiada entre el centro y el borde de la antena receptora. Una diferencia de fase que se acepta como estándar es de $22,5^\circ$ ($\pi / 8$), como se muestra en el diagrama de radiación de la antena de trompeta que incide en un receptor dipolo simple, en la Figura 2.3. Otros estándares aceptados utilizan diferencias de fase aún más pequeñas, si se requieren medidas más precisas. Por ejemplo, una diferencia de fase más ajustada que también se usa sería menor que 1° , que requiere una separación mucho mayor de $R_2 \geq \frac{50D^2}{\lambda}$ (Lui, 2009)

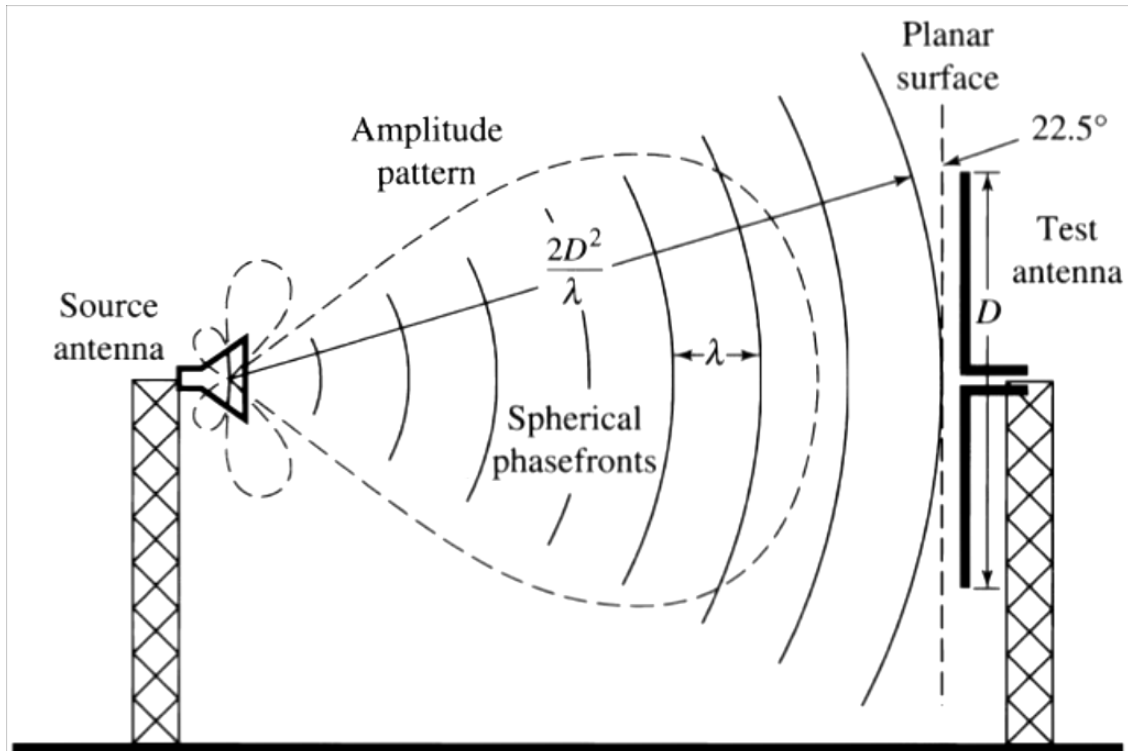


Figura 2.3: Error de fase en los bordes de una antena de prueba en el campo lejano cuando se ilumina con una onda esférica (Balanis, 2005)

El límite depende de la dimensión de la antena D y la longitud de onda de operación λ . Para tales criterios existen diferentes pruebas en las que cada una se considera más apropiada.

Cuando la onda de radiación alcanza el campo lejano, los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí. El segundo criterio de separación de campo lejano está determinado por la impedancia de onda. Si se usa dicho criterio, es necesario averiguar en qué sitio la distribución del campo angular es esencialmente independiente de la distancia desde la fuente. (Liu, 2014)

La radiación de una antena transita por tres regiones como se muestra. Las transiciones entre estas regiones no son distintas y los cambios entre ellas son graduales. La región reactiva de campo cercano es la región cercana a la antena y hasta aproximadamente 1λ de distancia de cualquier superficie radiante. En la región reactiva, la energía decae muy rápidamente con la distancia. En la región de campo cercano radiante, la densidad de energía promedio permanece bastante constante a diferentes distancias de la antena, aunque hay fluctuaciones de energía localizadas. (Keysight and NSI, 2004)

El sistema de prueba de campo cercano mide la energía en la región de campo cercano radiante y convierte esas medidas mediante una transformada de Fourier en el resultado de campo lejano. La región de campo cercano radiante se extiende desde el límite de la región reactiva hasta una distancia definida como $2D^2/\lambda$, siendo D la dimensión más grande de la apertura de la antena y λ la longitud de onda. Más allá de esta distancia está la región de

campo lejano donde la distribución angular de la energía no varía con la distancia y el nivel de potencia decae de acuerdo con la ley del cuadrado inverso con la distancia. (Keysight and NSI, 2004)

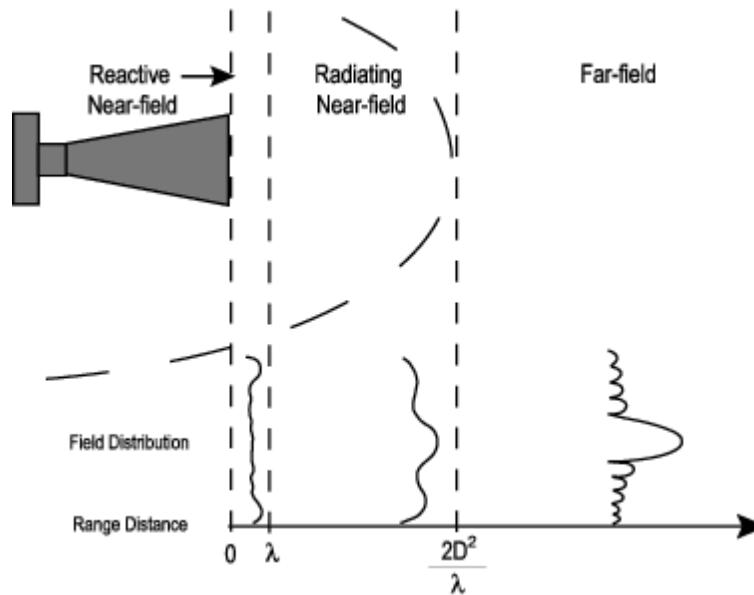


Figura 2.4: Regiones de campo lejano y cercano respecto a rango de la distancia que recorre la OEM proveniente de la antena de tipo bocina (Horn) (Keysight and NSI, 2004)

2.3.1 Técnicas de medidas de campo cercano

Plana

En la figura 2.5 se muestra una configuración de prueba en campo cercano plana o planar. La antena bajo prueba se monta de manera estacionaria (esta es una de las principales ventajas de este tipo de prueba) y la sonda de campo cercano se mueve a lo largo de una superficie plana en las direcciones X e Y de modo que una cuadrícula de muestras de campo pueda ser tomado. (Keysight and NSI, 2004)

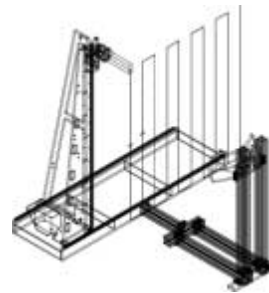


Figura 2.5: Configuración Planar (Keysight and NSI, 2004)

Cilíndrica

En esta se muestra una configuración de prueba cilíndrica de campo cercano. En este caso, se describe una superficie cilíndrica alrededor de la antena. Este diagrama muestra una antena bajo prueba, montada en un rotor de un solo eje. La sonda de campo cercano se mueve a lo largo de una línea paralela al eje de rotación. Al girar la antena y mover la sonda en la dirección Y, se mide una superficie cilíndrica por lo que se puede tomar una cuadrícula de muestras de campo a lo largo del azimut e Y, como se puede observar en la figura 2.6. (Keysight and NSI, 2004)

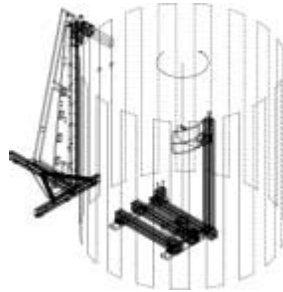


Figura 2.6: Esquema de la configuración cilíndrica (Keysight and NSI, 2004)

Esférica

Para una configuración esférica de prueba de campo cercano, los datos se muestrean en una superficie esférica alrededor de la antena bajo prueba. Una antena bajo prueba se muestra montada en un rotador de doble eje con la sonda de campo cercano mantenida estacionaria y dirigida a la intersección de doble eje. Al girar la antena como se muestra en la figura 2.7, se mide una superficie esférica que encierra la antena y se puede tomar una cuadrícula de muestras de campo a lo largo de phi y theta. (Keysight and NSI, 2004)



Figura 2.7: Esquema de la configuración esférica (Keysight and NSI, 2004)

2.4 Materiales de estudio

Los materiales de estudios o MUTs (Materials Under Test) con los que más se llegó a experimentar y a obtener sus propiedades dieléctricas fueron el PTFE o Teflón y el Goodfellow o lámina de poliestireno conductor, por lo que se explicara brevemente cada uno de ellos.

2.4.1 Teflón

El politetrafluoroetileno (PTFE) más comúnmente conocido como teflón es un polímero cristalizado donde los átomos de flúor son reemplazados en las macromoléculas de hidrocarburos (H). (Ebnesajjad, 2017)

Las características más relevantes del teflón son:

- El PTFE tiene una de las energías superficiales más bajas entre los polímeros orgánicos.
- PTFE es el polímero orgánico más químicamente resistente
- PTFE es uno de los polímeros orgánicos más estables térmicamente
- La insolubilidad del PTFE en solventes es una de sus características más importantes en muchas aplicaciones, como en tuberías revestidas y otros equipos revestidos para procesar productos químicos corrosivos.

En resumen, las características de los enlace F y de C F dan lugar al alto punto de fusión, baja solubilidad, alta estabilidad térmica, baja fricción y baja energía superficial del PTFE. (Ebnesajjad, 2017)

La muestra del PTFE utilizada debido a su disponibilidad presentó las dimensiones 150x150x10 mm³.

2.4.2 Poliestireno conductor (Goodfellow)

Es un polímero termoplástico que se obtiene de la polimerización del estireno monómero. El Poliestireno negro de alto impacto (del inglés: High Impact Polystyrene o HIPS) con un relleno de carbón para proporcionar un nivel modesto de conductividad eléctrica. El HIPS está constituido por un esqueleto de poliestireno con cadenas de polibutadieno injertado (PBD). Las interesantes propiedades de dicho material provienen de la inmiscibilidad de PS y PBD, lo que provoca la formación de dos fases distintas. (Wunsch, 2014)

Sus dimensiones comerciales son de un tamaño de 300x300 mm² y de 1mm de grosor y de 300x300x3mm³, por lo general y en nuestro caso de color negro.

3 Estado del Arte y técnicas empleadas

3.1 Técnica Nicolson-Ross-Weir (NRW)

NRW es una técnica ampliamente empleada. Los coeficientes de reflexión y transmisión están relacionados con los parámetros S y están dados por: (NIST, 2005)

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (15)$$

$$S_{21} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - T^2 \Gamma^2} \quad (16)$$

Los parámetros S_{11} y S_{21} puede obtenerse de manera fácil y precisa utilizando un VNA.

El coeficiente de reflexión Γ se puede obtener invirtiendo las ecuaciones anteriores de S_{11} y S_{21} , dando como resultado;

$$\Gamma = X \pm \sqrt{(X^2 - 1)} \quad (17)$$

Donde $|\Gamma| < 1$, es requerido para encontrar el valor de la raíz correcta.

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (18)$$

De manera similar, una expresión para el coeficiente de transmisión, T, Puede ser obtenida:

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (19)$$

La longitud de onda del espacio libre λ_0 , y la longitud de onda de corte λ_c , están relacionados con los coeficientes de transmisión y reflexión por la ecuación;

$$\frac{1}{\Lambda^2} = \frac{\epsilon_r \times \mu_r}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \quad (20)$$

Donde Λ es un factor adimensional o sin unidades. Además, para una línea coaxial o para espacio libre $\lambda_c = \infty$ (NIST, 2005) o de cero, que para nuestro caso en particular lo fue, por lo que la ecuación (29), nos quedaría como:

$$\frac{1}{\Lambda^2} = \frac{\epsilon_r \times \mu_r}{\lambda_0^2} \quad (21)$$

Después de resolver la ecuación y relacionarla con la longitud de la muestra y el coeficiente de transmisión, se puede llegar a la siguiente ecuación;

$$\frac{1}{\Lambda} = \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \quad (22)$$

Como en la anterior ecuación, hay un número infinito de raíces. La parte imaginaria del número complejo T es igual al ángulo del valor complejo más $2\pi n$, donde n es un número entero. El valor de n se relaciona con la longitud eléctrica del material desconocido.

Entonces, la permitividad y la permeabilidad se pueden derivar de las ecuaciones anteriores, (NIST, 2005)

$$\varepsilon_r = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r} \left(\frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{\lambda_0} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \right) \quad (23)$$

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{\Lambda(1 - \Gamma) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (24)$$

Sin embargo, NRW se vuelve inestable cuando el grosor de la muestra es un múltiplo entero de media longitud de onda ($n\lambda/2$). El valor de S_{11} se vuelve muy pequeño o de cero en este punto. La razón es la interferencia y la cancelación parcial de la onda reflejada de la superficie posterior y la onda reflejada de la superficie frontal, lo que conduce a valores muy pequeños de la reflexión medida S_{11} como lo muestra en la figura 3.1.

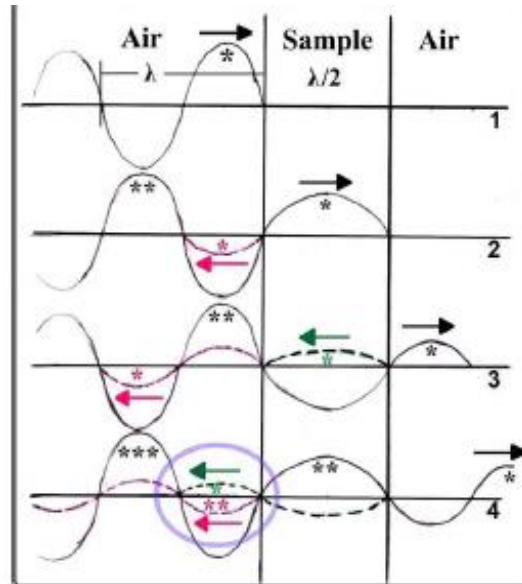


Figura 3.1: Cancelación que conduce a un pequeño valor de S_{11} (Liu, 2014)

La figura 3.2 muestra la variación en ϵ_r' versus frecuencia para una muestra de PTFE (politetrafluoroetileno o teflón). Esto muestra los picos inexactos resultantes de la cancelación del reflejo de la superficie posterior y el reflejo en la superficie frontal. La línea continua muestra el resultado de ϵ_r' utilizando el modelo NRW y la línea discontinua muestra la solución iterativa del modelo NIST, que utiliza una estimación inicial de las ecuaciones NRW. Este problema de $\lambda/2$ aparece en las medidas de longitudes de onda, que son múltiplos enteros de $\lambda/2$ longitudes de muestra. (Baker-Jarvis, Vanzura, & Kissick, 1990)

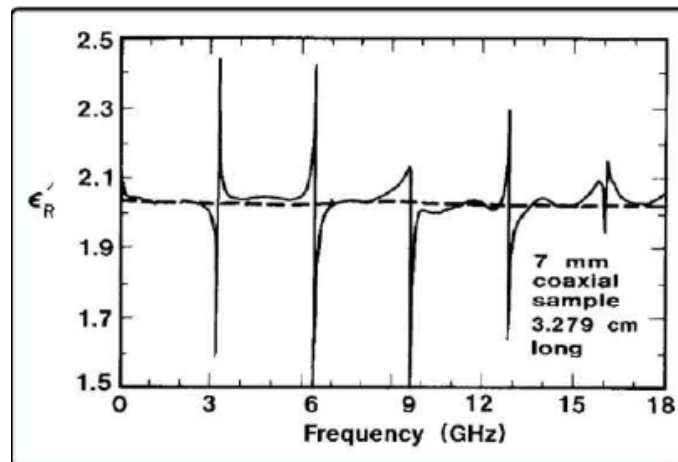


Figura 3.2: ϵ_r' versus frecuencia para la muestra de PTFE (NIST, 2005)

3.2 Técnica de medida de espacio libre

La técnica de espacio libre (Free Space) es una técnica no destructiva, debido a que no tiene contacto y es menos restrictiva que las técnicas NRW, NIST y NNI en el grosor del MUT o incluso en la forma, siempre que se pueda garantizar que el haz de sondeo pase a través de un grosor uniforme de un MUT homogéneo. La técnica de espacio libre se puede aplicar a las pruebas de banda ancha y se puede utilizar para probar una amplia gama de materiales, como gases, sólidos, líquidos y energías. De manera similar a la técnica NRW los coeficientes reflexión (Γ) y transmisión (T) están relacionados con los parámetros de dispersión e indicados previamente por lo que las ecuaciones (17) a la (21) son las mismas.

La elección de más o menos se define por $|\Gamma| < 1$. Entonces

$$\varepsilon = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \quad (25)$$

$$\mu = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \quad (26)$$

La magnitud de la constante de propagación del material se puede escribir como

$$\gamma = \frac{[\log_e(1/T)]}{d} \quad (27)$$

Dónde d es el espesor del MUT.

Ya que T es un número complejo, la ecuación completa para la constante de propagación del material se puede escribir como

$$\gamma = \frac{[\log_e(1/T)]}{d} + j \left(\frac{2\pi n - \phi}{d} \right) \quad (28)$$

Donde $n = 1, 2, 3 \dots$

La parte real tiene un solo valor, pero la parte imaginaria puede tener varios valores. Entonces, la parte imaginaria de $(\gamma) = \text{fase constante } (\beta) = 2\pi/\lambda_m$

$$\frac{d}{\lambda_m} = n - \frac{\phi}{2\pi} \quad (29)$$

Donde $n = 0$ y $-2\pi < \phi < 0$, d/λ_m está entre 0 y 1. Si el grosor d es menor que λ_m habrá un valor único para la permitividad y la permeabilidad complejas.

Cuando $d > \lambda_m$ una solución es realizar las medidas en dos espesores diferentes de los MUT.

Si el espesor $d < \lambda_m$ entonces $i = 0$, sin embargo, si $d > \lambda_m$ el valor de n varía. Debido a que se desconoce las longitudes eléctricas de MUT, se requirió en dicha investigación (Liu, 2014) desarrollar un nuevo diseño de tanque con un grosor flexible para ayudar a superar este problema. A continuación, se ofrece una explicación detallada.

Para cualquier espesor de material d_i , el cambio de fase medido, ϕ_i y la longitud de onda del material λ_m , están relacionados por:

$$d_i = n_i \lambda_m + \frac{\phi_i}{2\pi} \lambda_m, 0 < \phi_i < 2\pi \quad (30)$$

El espesor de material, d_i y el cambio de fase medido, ϕ_i se pueden medir, pero ni la longitud de onda del material λ_m ni el número de periodos de ondas en el material, n_i son conocidos, y ambos son necesarios en la solución de la ecuación anterior. (30)

3.3 Matriz de Transmisión T

La matriz de la medida configurada en primer lugar puede representarse como;

$$[T] = [T_n] \cdot [T_{MUT}] \cdot [T_n] \quad (31)$$

Donde

T_n es la matriz del espacio que va de la antena del puerto 1 al material (T_1) y del MUT al puerto de la antena 2 (T_2)

T_{MUT} es la matriz del material bajo prueba

T es la matriz de todo el conjunto

Cuando se utiliza un método de espacio libre, se pueden obtener dos conjuntos de resultados. Un conjunto se basa en la calibración, con solo aire presente T_n por lo tanto, no hay muestra de material en la estructura. (Ghodgaonkar, Varadan, & Varadan, 1989)

$$[T] = [T_1] \cdot [T_{air}] \cdot [T_2] \quad (32)$$

A continuación, se calcula la matriz S de MUT reordenando la ecuación (la primera ecuación de este tema), tal como se muestra en la figura

$$[T_{MUT}] = [T_1]^{-1} \cdot [T] \cdot [T_2]^{-1} \quad (33)$$

3.4 Métodos de medida

Los métodos de medida que se pueden emplear son los siguientes:

3.4.1 Método de línea de transmisión

Se utilizan líneas coaxiales o líneas de transmisión de guías de ondas rectangulares como porta muestras, ilustradas en la figura 3.3. El método de la línea de transmisión funciona mejor con materiales que se pueden mecanizar con precisión para que quepan dentro de la porta muestras. (Keysight Technologies, 2014)

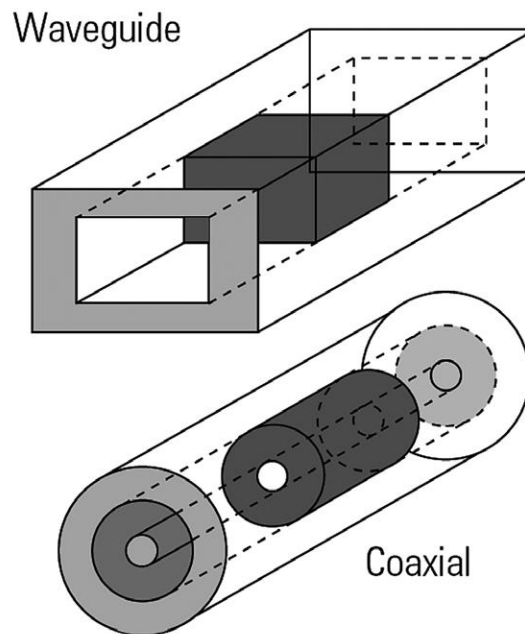


Figura 3.3: Líneas de transmisiones coaxiales o de guía de ondas simples sostienen las muestras de material bajo prueba. (Keysight Technologies, 2014)

3.4.2 Método de espacio libre

En este Trabajo Fin de Master se ha empleado el método de espacio libre, los materiales se colocan entre las antenas para una medida sin contacto como se muestra en la figura 3.4. El método de espacio libre funciona mejor para materiales sólidos planos grandes, pero los materiales granulares y en polvo también se pueden medir en un accesorio. Es muy útil para muchas aplicaciones, como ensayos no destructivos, medidas de materiales que deben calentarse a temperaturas muy altas o medidas de

una gran área de material que no es uniforme, como un panel o un compuesto. (Keysight Technologies, 2014)

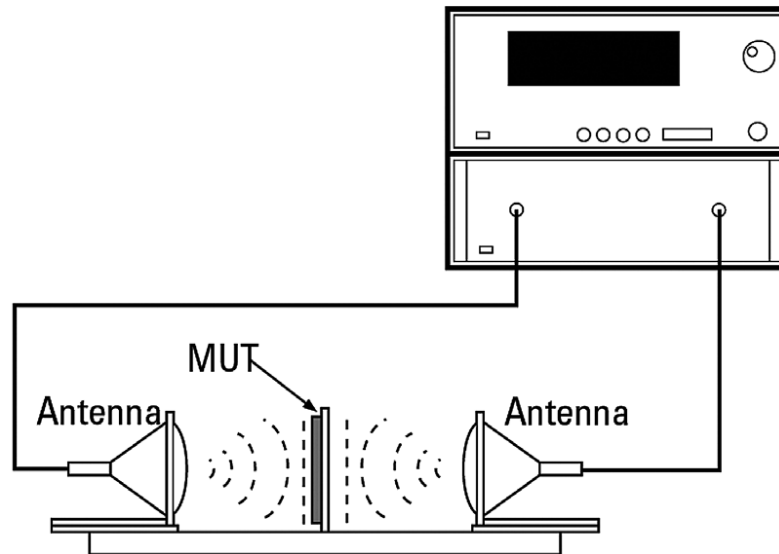


Figura 3.4: Las antenas dirigen haces de energía de microondas hacia o a través de un material, sin encerrarlo en un accesorio. (Keysight Technologies, 2014)

3.5 Técnica de enventanado (Time-Gating) de microondas

Este trabajo mostró cómo se puede utilizar la técnica de time-gating para modificar el escenario de propagación real permitiendo eliminar algunas reflexiones dentro de un laboratorio. Además, permite ir más allá de los límites de una determinada configuración de medida, es decir, permitiendo nuevos grados de libertad con la creación de reflexiones artificiales. (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020)

3.5.1 Efecto del tamaño de la ventana

El tamaño de la ventana juega un papel fundamental en la técnica de time-gating. Las ventanas estrechas pueden eliminar parte de la información sobre el rayo directo contenida en la respuesta al impulso. Por otro lado, las ventanas anchas pueden no eliminar completamente las reflexiones en el laboratorio.

En una ventana estrecha (curva verde: 1%) corta información relevante de la respuesta al impulso, lo que lleva a la degradación del lóbulo principal y la pérdida del primer nulo en el patrón de radiación. En cambio, una ventana amplia (curva azul: 80%) anula el beneficioso efecto del time-gating, ya que la mayoría de las reflexiones se mantienen dentro de la ventana. Para este escenario de medida se determinó que $TG = 20\%$ (curva negra) es un valor óptimo como se puede observar en la figura 3.5. (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020)

3.5.2 Efecto del número de muestras de frecuencias

El número de muestras de frecuencia N_f adquiridas del VNA representa una compensación entre el tiempo de medida y la calidad de la adquisición. Básicamente cuanto mayor sea N_f , más largo será el tiempo de medida, pero mejor será la reconstrucción. De los resultados ilustrados en la Figura 3.5, el número óptimo de muestras de frecuencia es $N_f = 101$, que es el valor asignado para el resto de las medidas. Por debajo de 51 muestras (curvas azul y roja), el patrón de antena comienza a degradarse, apareciendo una ondulación en el lóbulo principal y perdiendo la información del primer nulo. Por debajo de 13 muestras (curva verde), la ondulación se mantiene y se pierde la simetría en el lóbulo principal. (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020)

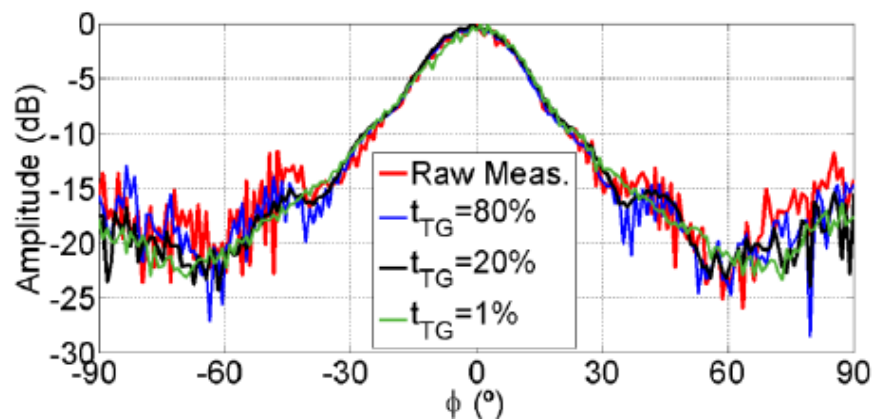


Figura 3.5: Efecto de variar el número de muestras de frecuencia obtenido del VNA. En todas las curvas, se utilizó una ventana de Hann con $t_1 = t_2 = t_{TG} = 2.2ns$ (20%) (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020)

Con la técnica de time-gating la respuesta al impulso se toma en cuenta únicamente el intervalo de tiempo del rayo directo (verde), fuera de este se encuentra ruido y reflexiones que provocan mayor degradación a la reconstrucción de la señal, las cuales son eliminadas con dicha técnica.

La ventana Hamming se utilizó para la reconstrucción de las medidas. La técnica de time-gating mejora considerablemente la calidad de las medidas después de haber eliminado la ondulación asociada al ruido y las reflexiones. (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020)

En la figura 3.6 se visualiza como aplicamos la técnica de Time-Gating a nuestro lóbulo de interés (sección verde) para eliminar de esta manera ruido y reflexiones aledañas indeseadas (sección roja) a la señal que deseamos tratar.

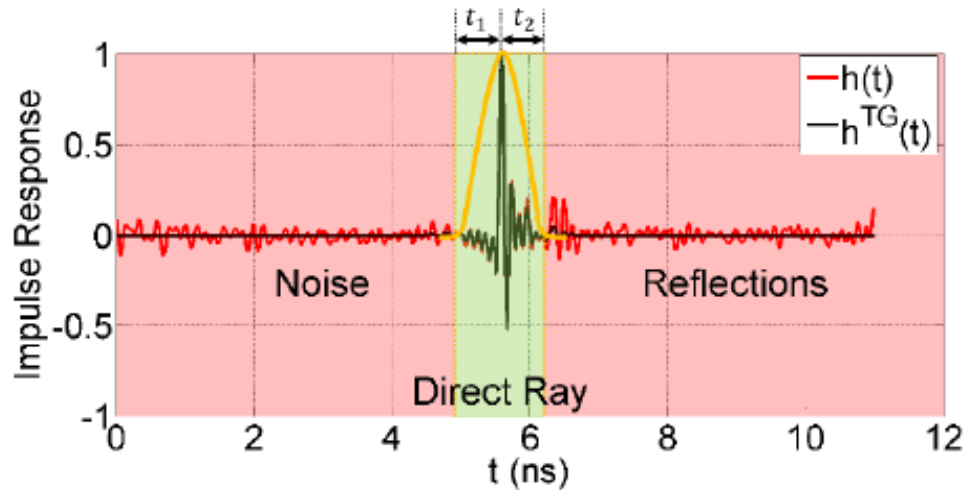
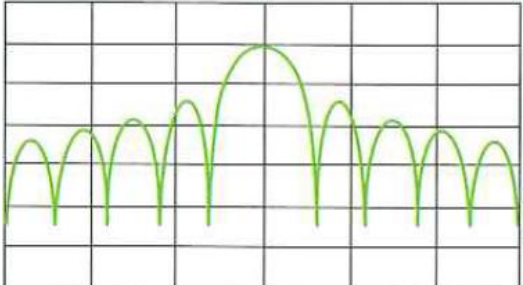



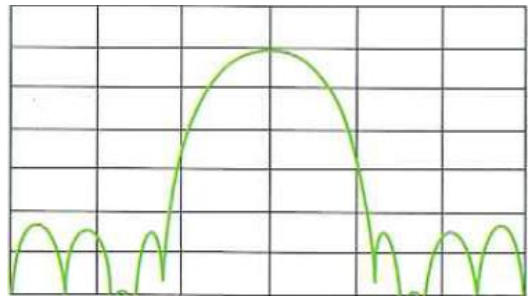
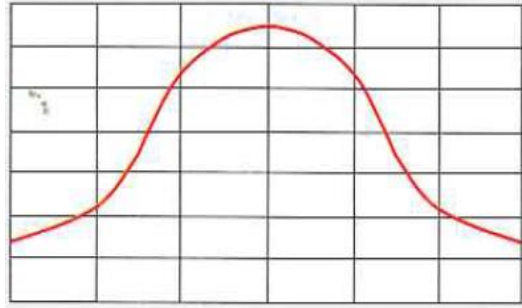
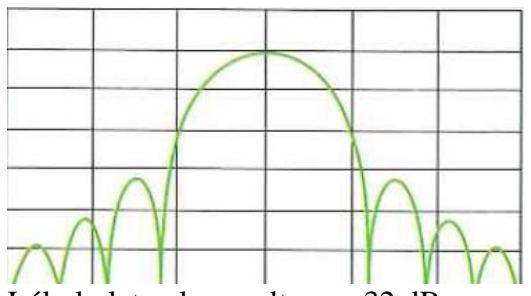
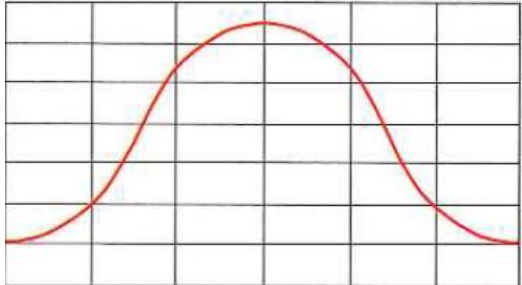
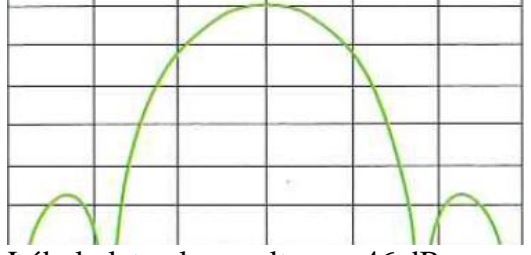
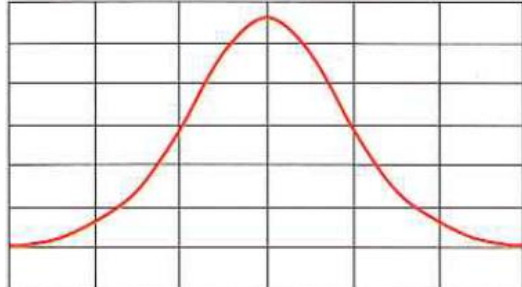
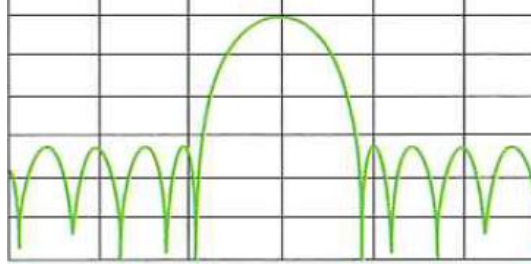
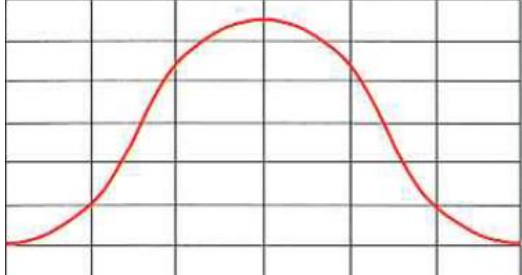
Figura 3.6: Respuesta al impulso normalizada del original $h(t)$ y la señal time-gating $h^{TG}(t)$. Time-gating es aplicado en el escenario de la antena para eliminar ruido y reflexiones. (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020)

3.6 Comparación de funciones importantes de la ventana

En la siguiente Tabla 1 se proporciona una comparación de las funciones más importantes de enventanado.

Tabla 1. Comparación de ventanas en el dominio del tiempo y de la frecuencia

Forma de amplitud (dB) en el dominio del tiempo. Características en el dominio del tiempo	Nombre de la ventana Forma en el dominio de la frecuencia
 <p>Lóbulo lateral más alto: -13dB Ancho relativo del pulso principal: 1.0 Es muy adecuado para distinguir pulsos poco-espaciados con aproximadamente la misma amplitud</p>	<p>Ventana Rectangular sin perfilado</p> 

 <p> Lobulo lateral mas alto: 42 dB Ancho relativo del pulso principal: 1.4 </p>	<p>Ventana de Hamming, primer lobulo lateral bajo</p> 
 <p> Lóbulo lateral mas alto: -32 dB Ancho relativo del pulso principal: 1.6 Tiene un buen compromiso entre ventana rectangular y ventana de Bohman </p>	<p>Ventana de Hann, perfil normal</p> 
 <p> Lóbulo lateral mas alto: -46 dB Ancho relativo del pulso principal: 1.9 Buena distinción entre pulsos de espaciado-amplio con amplitudes muy diferentes. </p>	<p>Ventana de Bohman, caída pronunciada</p> 
 <p> Lobulo lateral más alto: -32dB Ancho relativo del pulso principal: 1.2 </p>	<p>Ventana de Dolph-Chebyshev, arbitraria lobulos laterales.</p> 

Los valores citados anteriormente son solo ejemplos, ya que la supresión se puede especificar como un parámetro. (Hiebel, 2007)	
---	--

Fuente: (Hiebel, 2007)

3.7 Evaluación precisa de las transiciones de coaxial a guía de ondas mediante técnicas inversas

En el presente Trabajo Fin de Master hemos trabajado en base al estudio (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010), en el cual habla sobre una nueva técnica de caracterización inversa con el fin de evaluar las transiciones de coaxial a guía de ondas. Este procedimiento se lleva a cabo minimizando el error entre simulaciones de concatenaciones de matrices de dispersión que contienen la transición como parámetro desconocido y medidas de varias estructuras que reproducen los escenarios simulados. En este estudio, se utilizan dos tipos estándar diferentes, como cortocircuitos y líneas, también se caracterizan dos transiciones simultáneamente. La precisión de la técnica inversa se evalúa en función de los estándares empleados y los resultados obtenidos se comparan con los proporcionados por diferentes algoritmos de calibración conocidos. En este trabajo hemos obtenido las matrices S1 y S2 de la figura 2.2 utilizando esta técnica con distintas combinaciones de los estándares citados.

3.7.1 Técnica inversa utilizada para el algoritmo de calibración de dos niveles

Una técnica inversa proporciona la estimación de un parámetro desconocido comparando la respuesta experimental de la estructura analizada con la simulación del escenario experimental.

Las matrices de dispersión de dos puertos de dos transiciones diferentes de coaxial a guía de ondas se obtienen simultáneamente mediante un procedimiento inverso. La configuración experimental considera hasta tres cortos y tres líneas con diferentes longitudes como estándares de calibración colocados al final o entre las transiciones de coaxial-guía-espacio libre. Por lo tanto, este procedimiento inverso puede clasificarse como un problema de calibración de dos niveles. El primer nivel corresponde con la calibración del VNA al final de los cables que conectan con la antena. El segundo nivel en el que se utilizó la técnica inversa va desde el plano del conector de la antena hasta el plano de la muestra (ver figura 2.2). De manera equivalente y para explicar la técnica en la Figura 3.7 se muestra un esquema de las transiciones WR-340. (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010)

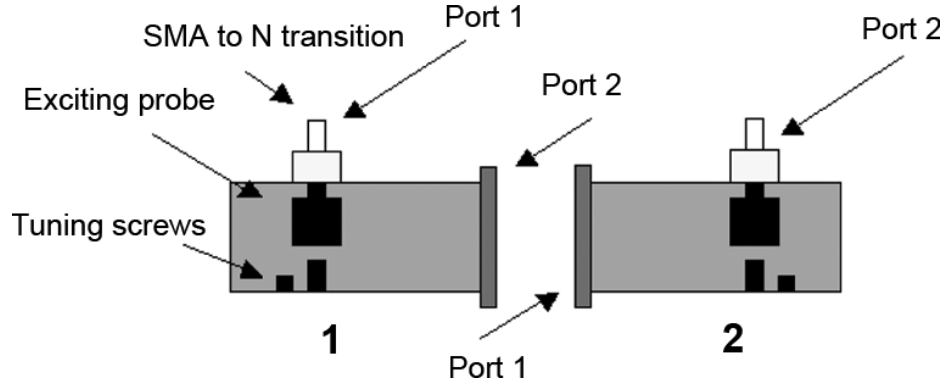


Figura 3.7: Transiciones de coaxial a guía de ondas en estudio (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010)

Los parámetros de dispersión de dos puertos de cada transición coaxial a guía de ondas se modelan a través de su representación de magnitud y fase. Esto conduce a 12 parámetros reales desconocidos diferentes al considerar tanto las transiciones como el hecho de que $S_{12}^{tr1} = S_{21}^{tr1}$ y $S_{12}^{tr2} = S_{21}^{tr2}$ debido a la reciprocidad. También se debe tener en cuenta que cada parámetro de dispersión debe evaluarse a diferentes valores de frecuencia dentro del ancho de banda estudiado. Las matrices para cada transición se definen de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} S_{11}^{tr1} & S_{12}^{tr1} \\ S_{21}^{tr1} & S_{22}^{tr1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ae^{j\phi_1} & Be^{j\phi_2} \\ Ee^{j\phi_2} & Ce^{j\phi_3} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} S_{11}^{tr2} & S_{12}^{tr2} \\ S_{21}^{tr2} & S_{22}^{tr2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} De^{j\phi_4} & Ee^{j\phi_5} \\ Ee^{j\phi_5} & Fe^{j\phi_6} \end{bmatrix} \quad (35)$$

donde $tr1$ y $tr2$ se refieren a cada transición, $A, B, C, D, E, F \in [0, 1]$ representan la magnitud de los parámetros y $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4, \phi_5, \phi_6 \in [-\pi, \pi]$ son sus valores de fase.

Se utilizó dos técnicas de optimización las cuales fueron. Para el primer punto de frecuencia, la solución inicial se obtiene con la ayuda de una herramienta de algoritmos genéticos implementada en MATLAB. Después de esta etapa, se obtiene un refinamiento más preciso con la ayuda de un método de optimización del descenso de gradiente utilizando como punto inicial para el procedimiento de búsqueda de la mejor solución obtenida en la etapa de algoritmos genéticos. Una vez obtenida la solución para el primer punto de frecuencia con la precisión requerida, se calcula la solución del siguiente punto de frecuencia con el método de descenso de gradiente utilizando como punto inicial la solución del punto de frecuencia anterior de forma iterativa. Se supone entonces que la solución muestra una variación lenta; de lo contrario, una desviación brusca puede dar lugar a valores de solución incorrectos que aumenten la evaluación de la función de aptitud. En este caso, se vuelve a generar una etapa

de algoritmos genéticos para el cálculo incorrecto del último punto de frecuencia. (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010)

En nuestro caso, 12 parámetros desconocidos requieren un elevado número de individuos y generaciones para llegar a una buena aproximación.

Por lo tanto, durante la etapa de algoritmos genéticos se han utilizado 200 generaciones, 100 individuos, 80 cruces por generación y cinco mutaciones por generación.

La etapa de optimización del descenso de gradiente utiliza una función MATLAB multivariable que implementa el método cuasi-Newton. (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010)

En este estudio, la función de evaluación tiene en cuenta la magnitud de la diferencia entre los parámetros de dispersión complejos medidos S_{ij}^m y los simulados S_{ij}^s para diferentes configuraciones experimentales.

La expresión utilizada para evaluar el error al usar la transición conectada a un estándar de cortocircuito durante el procedimiento de optimización se muestra en (36). Para evaluar una conexión de línea entre transiciones, se utiliza (37). La expresión de la función de evaluación que incluye todas las contribuciones de error se muestra en (38). La evaluación se realiza para cada punto de frecuencia. (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010) (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010)

$$f_{short} = |S_{11}^m - S_{11}^s|^2 \quad (36)$$

$$f_{thru/line} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 |S_{11}^m - S_{11}^s|^2 \quad (37)$$

$$f = \sqrt{f_{thru} + f_{line1} + f_{line2} + f_{short1} + f_{short2} + f_{short3}} \quad (38)$$

En la figura 3.8 se visualiza los diferentes métodos de calibración de acuerdo a los estándares conocidos y en base al estudio mencionado:

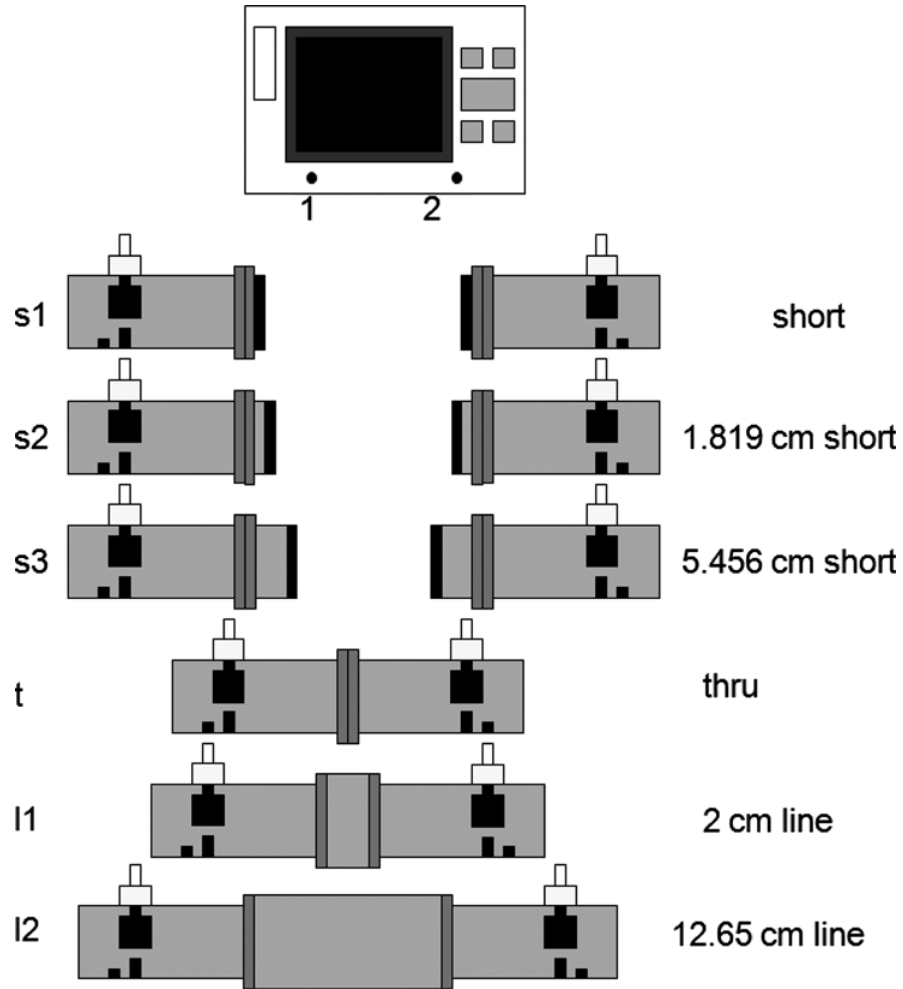


Figura 3.8: Esquema de los diferentes estándares de calibración utilizados para la medida inversa (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010)

4 Montaje

4.1 Componentes de medida

El principal componente para medidas dieléctricas y para obtener con precisión los parámetros-S del material de estudio fue un VNA (Vector Network Analyzer)

4.1.1 Analizador de redes vectoriales (VNA)

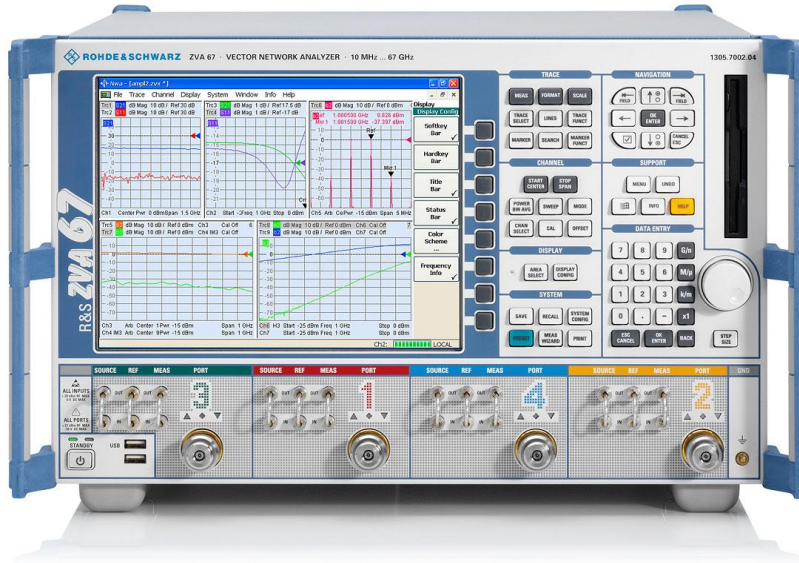


Figura 4.1: Analizador de redes vectoriales de Rhode & Schwarz ZVA-67 (Rhode & Schwarz, 2020)

En la figura 4.1 se visualiza el VNA empleado.

Los parámetros de dispersión S están relacionados con la pérdida de retorno, los coeficientes de reflexión y transmisión, los cuales son de vital importancia para nuestro estudio y que pueden ser obtenidos directamente del VNA. Los resultados se obtienen en archivos .s2p o EXCEL.

La variación de la fase de la medida es una característica importante de un VNA. Para propósitos de análisis dieléctricos, se necesitan resultados tanto de magnitud como de fase para obtener propiedades dieléctricas del MUT de estudio. Al usar el VNA, somos capaces de lograr obtener ambos valores en una sola prueba.

En este Trabajo Fin de Master se utilizó un VNA de 2 puertos de la marca Rhode & Schwarz, modelo ZVA-67 con un rango de frecuencias de 10 MHz a 67 GHz, pero para nuestra investigación nos centramos en un rango más estrecho de frecuencias que van de 8 GHz a 13GHz definido por uno de los pares de antenas de bocina disponibles. El número máximo de puntos del VNA es de 60001 puntos pero el número de puntos de muestras para nuestro estudio fue de 10001.

El VNA de R&S no solo ofrece la calibración clásica de TOSM (Through, Open, Short, Match) que es la hemos empleado, sino también una variedad de otras técnicas de calibración. Dado que cada puerto de prueba del R&S ZVA está equipado con un receptor de referencia propio, se pueden utilizar técnicas modernas de calibración de siete términos. Estos incluyen TRL / LRL (Through, Reflect, Line / Line, Reflect, Line), TOM (Through, Open, Match), TNA (Through, Network, Attenuator) y TRM (Through, Reflect, Match), que son adecuados para calibración en dispositivos de prueba. Dado que la calibración se realiza directamente en el plano DUT, se eliminan los efectos del dispositivo de prueba. (Rhode & Schwartz, 2020)

4.1.2 Kit de calibración para el VNA

En cada nueva configuración, cambios en el entorno experimental u otros factores, como altura de las antenas, separación entre las antenas o entre el MUT, etc. son factores que alteran y afectan los resultados de la medida, por lo que es necesario una calibración previa del equipo. Para ello se utiliza un kit de calibración del VNA con el fin de reducir el impacto de tales factores, moviendo el plano de referencia de medida desde el propio VNA hacia los puntos de calibración. La calibración debe ser efectuada en los extremos del cable (en la unión con la antena). El kit de calibración utilizado es el ZV-Z32 de Rhode & Schwarz, en el cual utilizamos el método de calibración clásica TOSM (Through, Open, Short, Match). (Rohde & Schwarz, 2021). En la figura 4.2 se muestra un esquema del plano de referencia de los conectores.

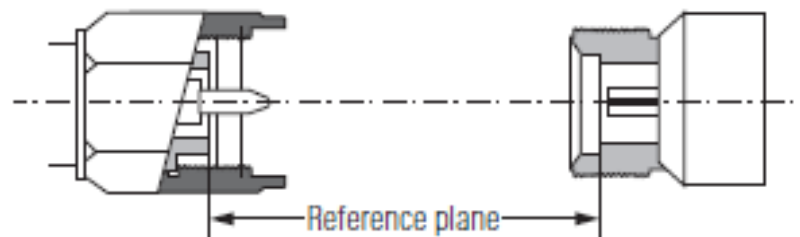


Figura 4.2: Ubicación del plano de referencia en los tipos de conector PC 3,5, 2,4 mm y 1,85 mm (Rohde & Schwarz, 2021)

Short(S)

Usando un diseño coaxial, es posible construir un corto (Figura 4.3) con características casi ideales (reflexión total $|\Gamma| = 1$).

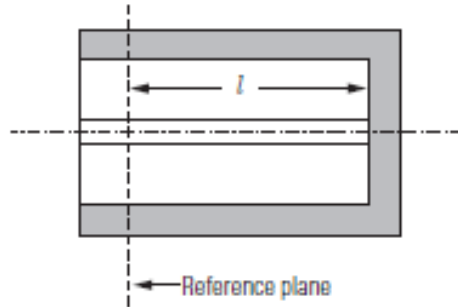


Figura 4.3: Esquema del plano de referencia en el modelo Short (Rohde & Schwarz, 2021)

Por lo tanto, el coeficiente de reflexión del estándar depende únicamente de su desplazamiento de longitud l . Este desplazamiento surge porque existe, por razones mecánicas, una longitud l entre el plano de referencia y el corto (Short). La pérdida debida a este desplazamiento de longitud puede despreciarse en la mayoría de los casos. En consecuencia, podemos calcular el coeficiente de reflexión en el plano de referencia de la siguiente manera: (Rohde & Schwarz, 2021)

$$S_{11} = -e^{-j4\pi l/\lambda} \quad (39)$$

El modelado Short en el analizador de red generalmente requiere la entrada de solo su longitud eléctrica l . En casos excepcionales, el modelo se puede ampliar utilizando los coeficientes polinomiales L_0 a L_3 para la inductancia parásita. Los coeficientes polinomiales L_0 a L_3 se basan en la suposición de que, a frecuencias sobre unos pocos múltiplos de 10 GHz, el corto está dominado por su comportamiento inductivo con una inductancia dependiente de la frecuencia $L_e(f)$. Esta dependencia de la frecuencia se aproxima utilizando una expansión en serie hasta el tercer orden ($L_3 f^3$). (Rohde & Schwarz, 2021)

$$L_e(f) = L_0 + L_1 f + L_2 f^2 + L_3 f^3 \quad (40)$$

La fórmula anterior se reemplaza por la siguiente ecuación:

$$S_{11} = \frac{j2\pi f L_e(f) - Z_0}{j2\pi f L_e(f) + Z_0} e^{-j4\pi l/\lambda} \quad (41)$$

Las especificaciones técnicas típicas de un corto vienen dadas en la Tabla 2:

Tabla 2. Especificaciones técnicas típicas para un corto

Longitud de compensación	Incertidumbre de fase		Coeficiente polinomial de la Inductancia			
	0 a 8 GHz	8 a 26.5 GHz	L_0	L_1	L_2	L_3
5.00 mm	$\leq 0.5^\circ$	$\leq 2.0^\circ$	0 pH	0 pH/GHz	0 pH/GHz ²	0 pH/GHz ³

Fuente: (Rohde & Schwarz, 2021)

Open(O)

Al implementar un estándar coaxial abierto, debemos usar un diseño cerrado ya que de lo contrario pueden ocurrir efectos de radiación (Figura 4.4). En el extremo abierto del conductor interior, se forma una capacitancia de franja dependiente de la frecuencia. Al ser dependiente de la frecuencia, se puede aproximar usando una ecuación cúbica de la siguiente manera:

$$C_e(f) = C_0 + C_1f + C_2f^2 + C_3f^3 \quad (42)$$

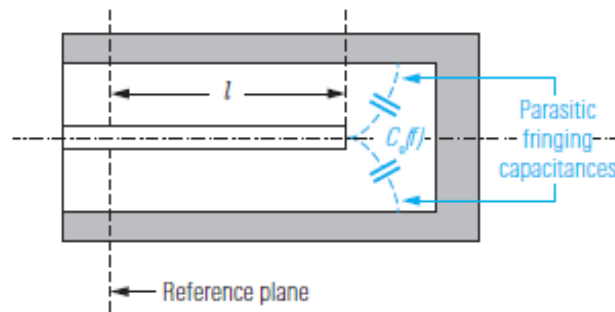


Figura 4.4: Diagrama del conector en Open(O) (Rohde & Schwarz, 2021)

El coeficiente de reflexión para Open en el plano de referencia se calcula de la siguiente manera:

$$S_{11} = \frac{1 - j2\pi f Z_0 C_e(f)}{1 + j2\pi f Z_0 C_e(f)} e^{-j4\pi l/\lambda} \quad (43)$$

En el caso de que pudiéramos fabricar un estándar abierto con una longitud $l = 0$, las capacitancias periféricas tendrán una parte imaginaria negativa para S_{11} a frecuencias más altas. Las especificaciones técnicas típicas se muestran en la Tabla 3: (Rohde & Schwarz, 2021)

Tabla 3. Especificaciones típicas para un Open(O)

Longitud de compensación	Incertidumbre de fase		Coeficientes polinomiales para la capacitancia de franja			
	0 a 8 GHz	8 a 26.5 GHz	C_0	C_1	C_2	C_3
5.00 mm	$\leq 0.5^\circ$	$\leq 2.0^\circ$	13.63 48 fF	-0.2164 fF/GHz	0.0189 fF/GHz^2	-0.00028 fF/GHz^3

Fuente: (Rohde & Schwarz, 2021)

Match (M) (o carga)

Una carga adaptada (match) es una impedancia de banda ancha de precisión con un valor que corresponde a la impedancia del sistema. La siguiente figura muestra una implementación en la que el conductor interno termina en un sustrato revestido resistivamente.

Usando orificios de recorte insertados con un láser (Figura 4.5), por ejemplo, es posible optimizar el valor de impedancia de modo que se puedan lograr pérdidas de retorno de, digamos, 45 dB (a frecuencias de hasta 4 GHz). (Rohde & Schwarz, 2021)

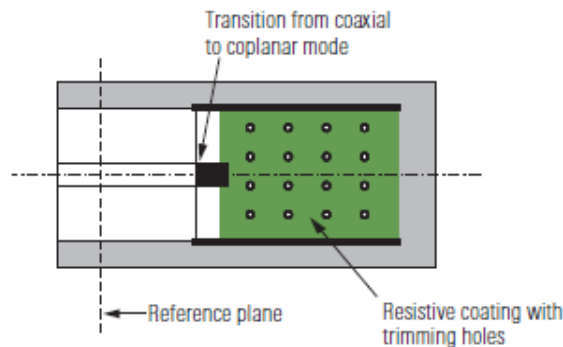


Figura 4.5: Impedancia de terminación (Rohde & Schwarz, 2021)

En el pasado, era común asumir una coincidencia ideal ($\Gamma = 0$) en el proceso de calibración. Más recientemente, los analizadores de red también permiten incluir las propiedades no ideales de una carga adaptada (Tabla 4). (Rohde & Schwarz, 2021)

Tabla 4. Especificaciones típicas de un Match (M)

Resistencia DC	Pérdida de Retorno		Potencia máxima
	0 a 4 GHz	4 a 26.5 GHz	
$50 \Omega \pm 0.5 \Omega$	≥ 40 dB	≥ 30 dB	0.5 W (27 dBm)

Fuente: (Rohde & Schwarz, 2021)

Through (T)

Through es un estándar de calibración de dos puertos que permite la conexión directa de dos puertos de prueba con baja pérdida. Si estamos usando conectores del mismo tipo pero con un género diferente (o conectores asexuados del mismo tipo), se puede interconectar directamente los dos puertos de prueba para producir una conexión directa. Por definición, este caso especial de un through (pasante) tiene una longitud de inserción eléctrica de 0 mm. Si usamos conectores del mismo tipo y género, un through consistirá en una pequeña sección de línea que realiza una conexión eléctrica adecuada entre los dos puertos de prueba. El caso ideal está representado por una pequeña línea de aire sin un soporte conductor interno. Debido a su mayor facilidad de uso, generalmente se prefiere una línea con un conductor interno fijo (soporte del conductor interno en la siguiente figura 4.6). (Rohde & Schwarz, 2021)

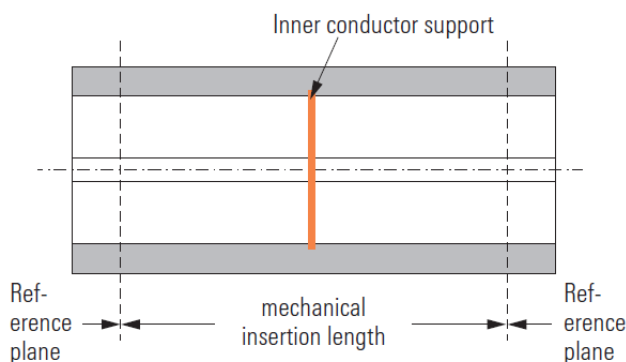


Figura 4.6: Through (Rohde & Schwarz, 2021)

La impedancia característica para esta conexión debe coincidir con la impedancia de referencia lo más cerca posible. Las magnitudes características de un through son la pérdida de inserción y la longitud de inserción eléctrica. En las técnicas de calibración más comunes, se asume que el through está perfectamente adaptado como se ve en la Tabla 5. (Rohde & Schwarz, 2021)

Tabla 5. Especificaciones típicas para un through

Longitud de inserción eléctrica	Pérdida de Retorno		Pérdida de inserción	
	0 a 4 GHz	4 a 26.5 GHz	0 a 4 GHz	4 a 26.5 GHz
23.20 mm ± 0.12 mm	≥32 dB	≥26 dB	≤0.08 dB	≤0.18 dB

Fuente: (Rohde & Schwarz, 2021)

En la figura 4.7 tenemos una unidad de calibración electrónica automática.



Figura 4.7: Unidad de calibración R & S (Rohde & Schwarz, 2021)

4.2 Antena

Se utilizó una antena de tipo bocina de la marca NARDA, modelo 640 que trabaja en la banda X de 8.2 GHz a 12.4 GHz como la que se muestra en la figura 4.8.



Figura 4.8: Fotografía de la antena Narda Standard Gain Horn modelo 640

Dado que la VSWR es ≤ 2 , significa que aproximadamente un tercio de la onda incidente se refleja en la interfaz de la antena y dos tercios se transmiten. VSWR es una medida de cuanta

potencia se entrega a una antena. Esto no significa que la antena irradie toda la potencia que recibe, por lo que VSWR mide la potencia irradiada. En todo caso la VSWR es una buena estimación de la potencia radiada y solo se necesita la antena y el VNA para su medida.

Un VSWR bajo quiere decir que la antena está bien adaptada, pero no necesariamente significa que la potencia entregada también es irradiada.

Las dimensiones de nuestra antena tipo bocina se muestran en la figura 4.9:

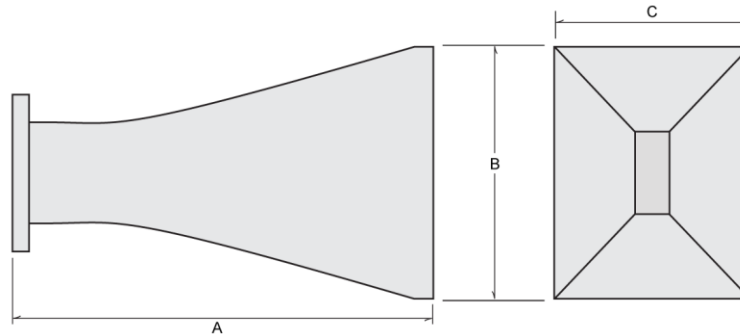


Figura 4.9: Dimensiones de la antena Narda tipo bocina (Horn) modelo 640 (NARDA, 2017)

Donde $A = 128.52 \text{ mm}$ $B = 78.49 \text{ mm}$ y $C = 59.44 \text{ mm}$

Su apertura o parámetro D sería:

$$D = \sqrt{b^2 + c^2} \quad (44)$$

$$D = 98.537(\text{mm}) \quad (45)$$

Y siguiendo la ecuación para la distancia en campo lejano, para la frecuencia de operación mínima de la antena que es de 8.2 GHz tenemos que:

$$R_2 \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (46)$$

$$R_2 \geq \frac{2 * 0.098537^2}{0.036585} \quad (47)$$

$$R_2 = 0.5308 (m) \quad (48)$$

Y para frecuencias de operaciones máximas de la antena la cual es de 12.4 GHz, por ende;

$$R_2 \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (49)$$

$$R_2 \geq \frac{2 * 0.098537^2}{0.024194} \quad (50)$$

$$R_2 = 0.8027(m) \quad (51)$$

Su grafica (Figura 4.10) para la calibración de ganancia absoluta de la antena Narda modelo 640 es:

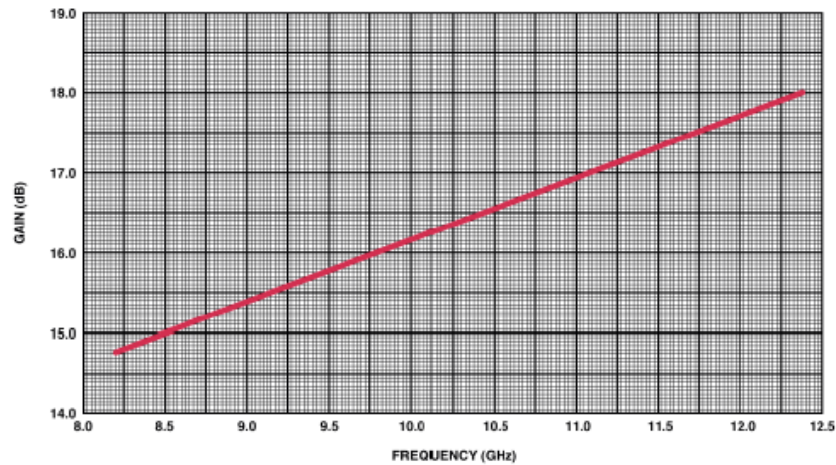


Figura 4.10: Calibración de ganancia absoluta, antena Narda modelo 640 Standard Gain Horn (NARDA, 2017)

Otro tipo de antena disponible en el laboratorio del GEM (Grupo de Electromagnetismo y Materia) pero que no fue utilizada es la Standard Gain Horn Series 240 modelo 18240-20 de Flann, la cual tiene un rango de frecuencia de 11.9 a 18 GHz, una guía de onda de $WG = 18$, $WR = 62$ y $R = 140$. Su ganancia es de 20 (dB) y sus dimensiones se muestran en la figura 4.11.

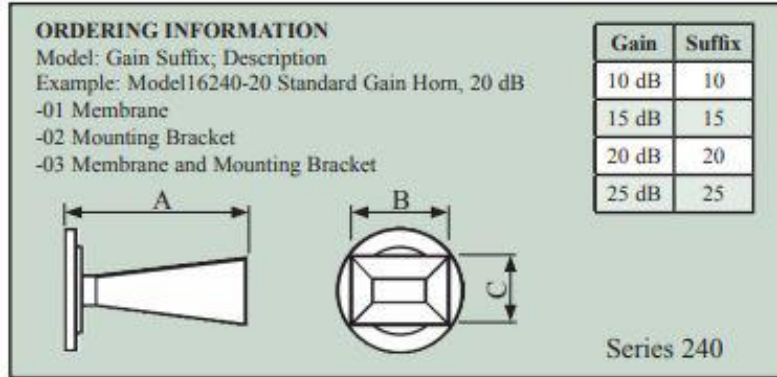


Figura 4.11: Dimensiones de la antena Standard Gain Horn de Flann (Flann Microwave, 2021)

Donde $A = 153$ mm, $B = 75$ mm y $C = 57$ mm

Los modelos de 25 dB son aproximadamente tres veces la longitud total de los modelos correspondientes de 20 dB.

Su variación de la ganancia de banda media con la frecuencia es de ± 2 dB y su relación de onda estacionaria de voltaje o VSWR máximo (modelos de 20 dB) es de 1.2: 1. (Flann Microwave, 2021)

Los modelos 18240 a 32240 inclusive están revestidos con cobre con conectores de precisión que garantizan sobre mandriles de precisión que garantizan una alta precisión y repetitividad. (Flann Microwave, 2021)

A continuación se visualiza una fotografía en la figura 4.12 hecha de la antena y sus respectivos cálculos de la distancia límite R_2 de igual forma que la antena anterior por si es necesario utilizarla en estudios y pruebas futuras:



Figura 4.12: Fotografía de la antena Standard Gain Horn serie 240 modelo 18240 de Flann

Su apertura o parámetro D de igual manera sería:

$$D = \sqrt{b^2 + c^2} \quad (52)$$

$$D = 94.2019(\text{mm}) \quad (53)$$

Y siguiendo la ecuación para la distancia en campo lejano, para la frecuencia de operación mínima de la antena que es de 11.9 GHz tenemos que:

$$R_2 \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (54)$$

$$R_2 \geq \frac{2 * 0.0942019^2}{0.0252} \quad (55)$$

$$R_2 = 0.7040 (m) \quad (56)$$

Y para frecuencias de operaciones máximas de la antena la cual es de 18 GHz, por ende;

$$R_2 \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (57)$$

$$R_2 \geq \frac{2 * 0.0942019^2}{0.0167} \quad (58)$$

$$R_2 = 1.0649(m) \quad (59)$$

5 Procedimiento

Las medidas se realizaron en campo lejano con las antenas de tipo bocinas (horns) una frente a la otra en espacio libre en los diferentes métodos para obtener la permitividad y permeabilidad de los materiales bajo estudio. Las antenas se ubicaron una frente a la otra en línea directa a una separación entre ambas de 2,375 (m) o 2357 (mm), entre ellas se colocó los 3 materiales de prueba los cuales fueron; una placa de metal con una anchura $d = 1 \text{ mm}$, teflón de $d = 1 \text{ cm}$, un material llamado goodfellow con $d = 3 \text{ mm}$.

Los distintos parámetros S obtenidos mediante el VNA, fueron posteriormente verificados y procesados para el desarrollo de la técnica, como se puede ver en la figura 5.1 la cual indica un diagrama de flujo del procedimiento realizado.

Para la realización del preprocesado y procesado de las señales obtenidas del VNA, se las realizó mediante el software de Matlab y mediante el propio VNA para el Time-Gating, en el cual seguimos los siguientes pasos los cuales los revisaremos rápidamente:

- Cargamos los datos y ficheros necesarios. En primera instancia las medidas obtenidas de thru, líneas, reflect y las del material a estudiar.
- Una vez realizadas las medidas, las pre-procesamos, lo cual consiste en un procedimiento de zero padding para mejorar su resolución, ampliar la señal y tener un rango más dinámico para el procesado y posteriormente el inventanado de la señal de interés.
- Después transformamos la señal en el dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, posteriormente calculamos los distintos parámetros de la señal como su periodo, su eje de tiempo, sus frecuencias, su espectro de potencia y su transformada de Hilbert para quedarnos con la envolvente.
- Nos quedamos con la señal tiempo o en el dominio del tiempo y realizamos un Time-Gating a nuestra señal de interés o lóbulo principal para de esta manera eliminar parte del ruido y las reflexiones, basándonos en (Ramírez-Arroyo, y otros, 2020)
- Una vez hecho esto procedemos a realizar el inventanado de la señal mediante una ventana Hamming ajustada a nuestra señal time-gating, guiándonos en los estudios ya mencionados.
- Después dicha señal inventanada la transformamos al dominio de la frecuencia y la representamos para compararla respecto a su espectro original. (hacemos lo mismo en el dominio del tiempo para comparar la señal original en tiempo con la inventanada).
- Con estas medidas y parámetros de las señales inventanadas; tanto las medidas hechas con el VNA como las simuladas, nos sirven para el proceso de calibración y poder mover de esta manera el plano de referencia en los parámetros S hasta la muestra. (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010)

- Así eliminamos los errores de medida, gran parte de las reflexiones y ajustamos los cálculos para hallar un valor más aproximado de la permitividad y permeabilidad compleja.
- Eventualmente vamos probando las distintas calibraciones y estándares ya mencionados de calibración, para ver cuál es el que mejor se ajuste a los valores de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética de los distintos materiales medidos. (esto lo podemos ver en el capítulo 7)
- Finalmente hacemos una comparación y un análisis de los valores obtenidos con los valores deseados para cada uno de los materiales bajo prueba.

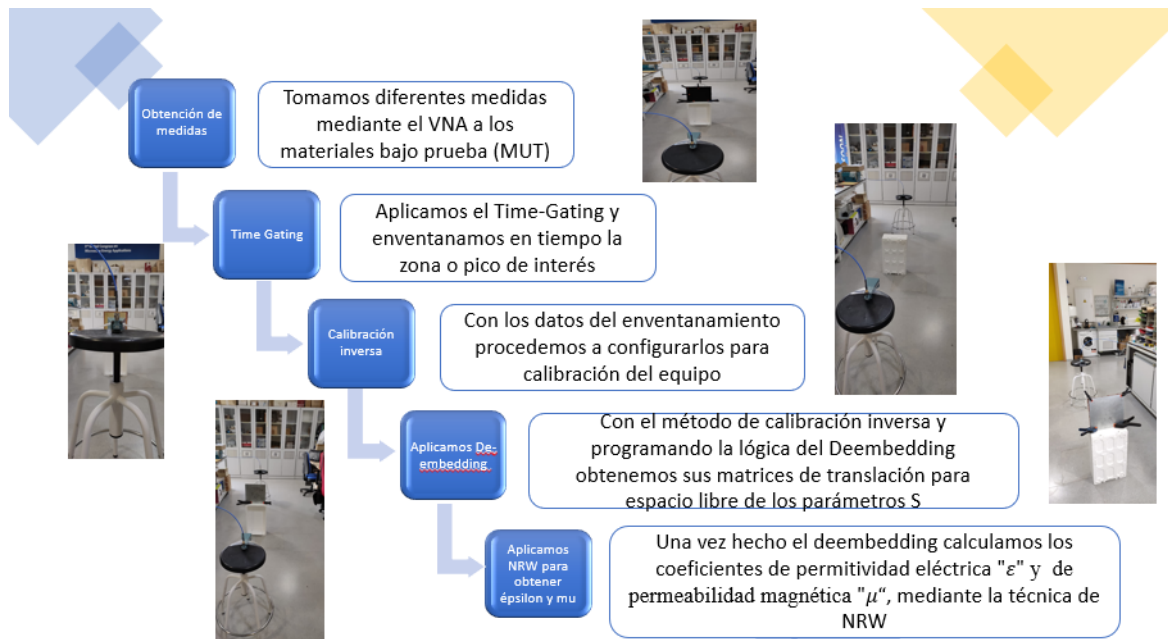


Figura 5.1: Diagrama de flujo del procedimiento realizado para la obtención de las propiedades del material

En la siguiente figura 5.2 se puede ver un esquema de set up y medidas básicas para entender la ubicación de las antenas, el MUT, parámetros requeridos y posicionamiento de los mismos.

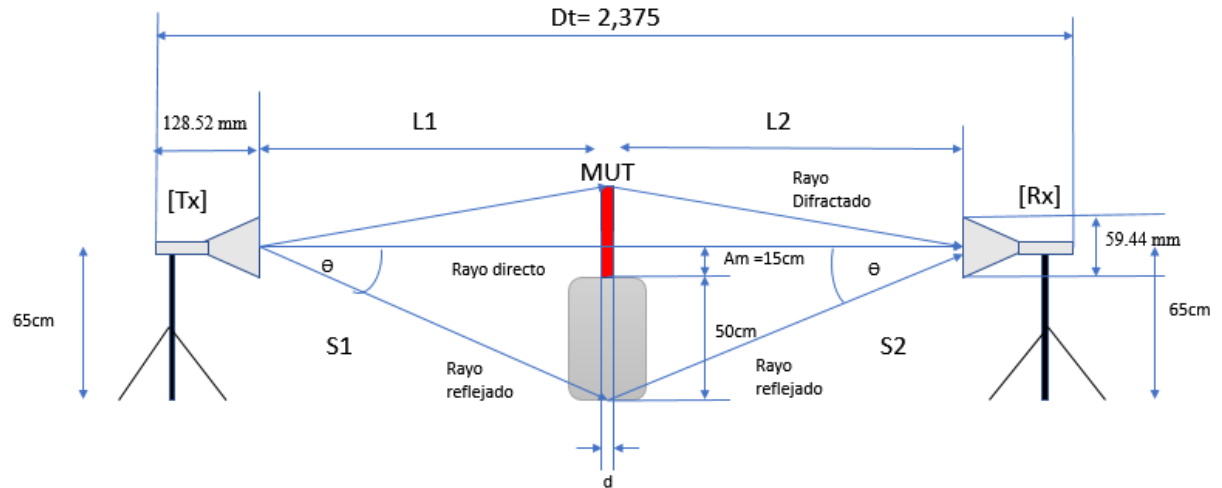


Figura 5.2: Esquema del Set up para los obtención de los parámetros S de un determinado MUT

En la figura 6.2 anterior, se puede visualizar los siguientes parámetros y medidas donde:

Tx es la antena transmisora o antena 1

Rx es la antena receptora o antena 2

Dt es la distancia total del puerto de la antena 1 conectado al puerto 1 del VNA hasta el puerto de la antena receptora o 2 conectado al puerto 2 del VNA.

L1 es la distancia al final de la antena 1 (Tx) hasta el filo del MUT. (L1= 1m)

L2 es la distancia del fijo del MUT al comienzo de la antena 2 (Rx) (L2= 1m)

6 Análisis y Resultados

6.1 Medidas

En esta sección se listan y representan el resultado de las diferentes medidas realizadas sin enventanar entre las cuales fueron:

6.1.1 Through

En la figura 6.1 se muestra el montaje del through.

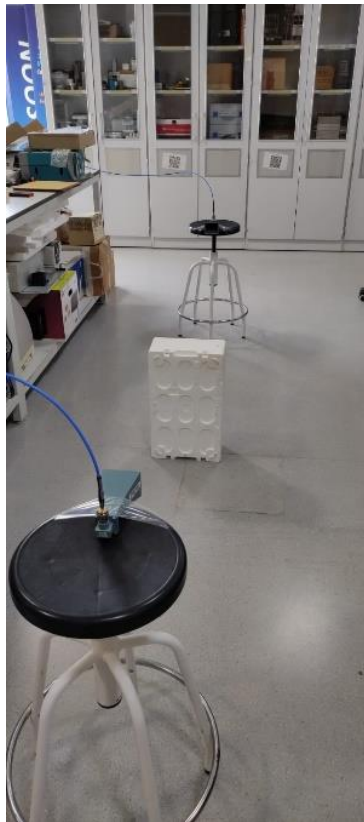


Figura 6.1: Fotografía del Set up y toma de medidas del through

A continuación en las figuras 6.2 a la 6.3 se observa los 4 parámetros S obtenidos en las medidas sin muestra, es decir existe un rayo directo entre las antenas y no se coloca muestra alguna. Estas figuras 6.2 y 6.3 representan el módulo de los parámetros S obtenidos (sin enventanar) y su fase respectivamente, tovas en función de su frecuencia en el rango de

estudio (8 a 13 GHz). Las mismas medidas se han realizado para las líneas de 1 y 2 cm, el reflect o corto y para los materiales bajo estudio.

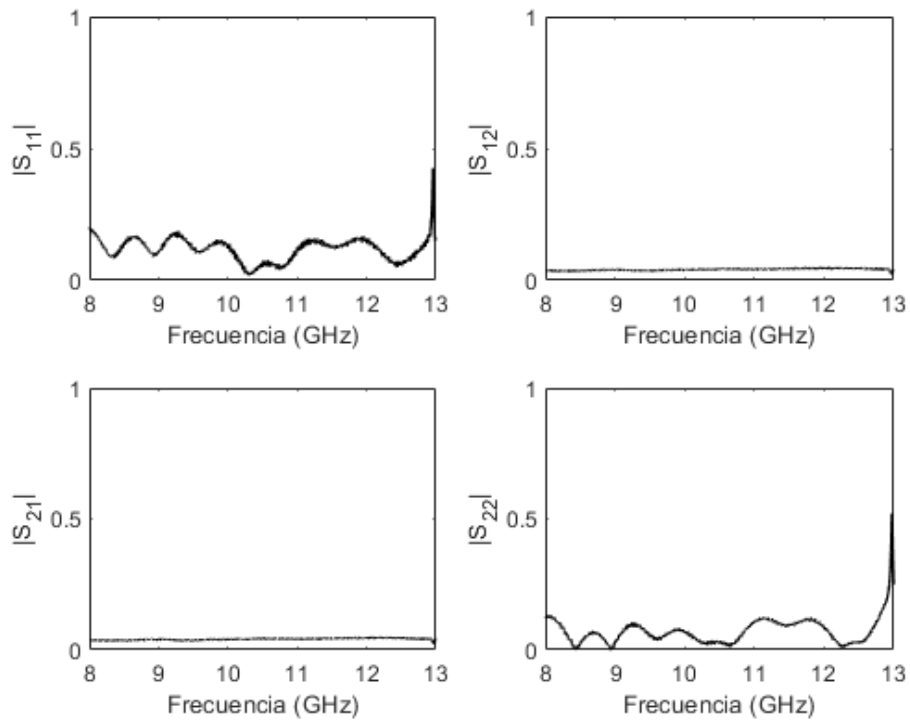


Figura 6.2: Módulo de los parámetros S de through

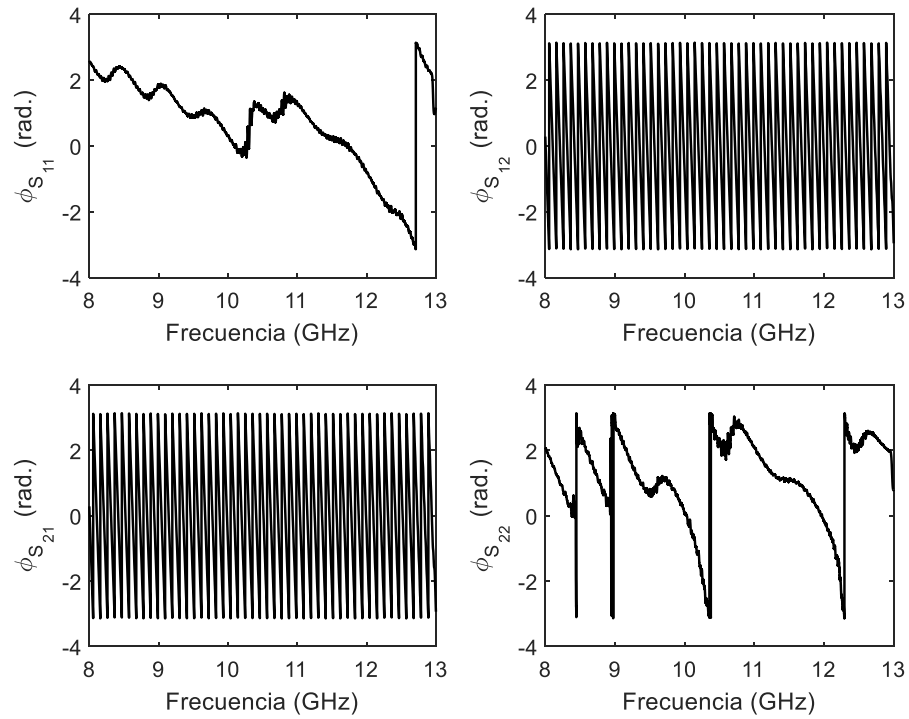


Figura 6.3: Fase de los parámetros S de through

Como se pueden ver en la figura 6.2 se muestra que las medidas tiene una buena adaptación bajo módulo de S_{11} y S_{22} y el nivel de transmisión nos lo da los valores de S_{12} igual a S_{21} .

6.2 Time-Gating

6.2.1 Con VNA

Se pudo obtener las gráficas y procesarlas mediante el propio VNA. A continuación se visualizan la gráfica (Figura 6.4) obtenidas del enventanado de las señales para los parámetros S directamente desde VNA con un tamaño de ventana de 1ns en la posición de interés y utilizando la ventana Hamming:

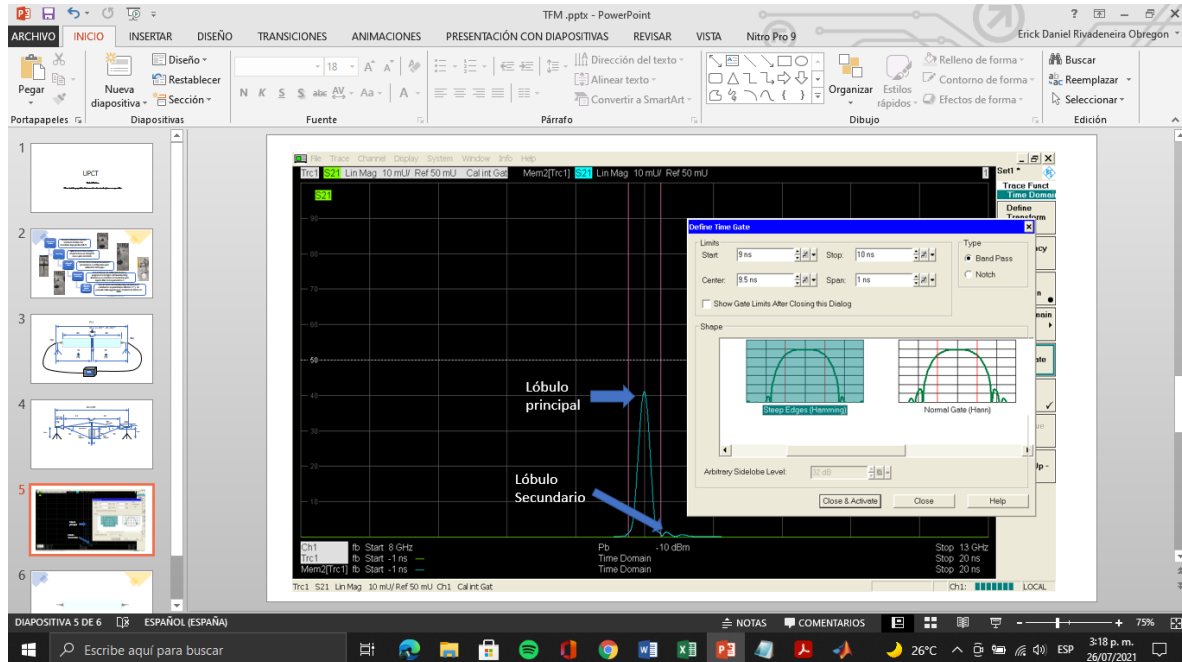


Figura 6.4: Enventanado Hamming de 9 a 10 ns (tamaño de la ventana 1ns) del parámetro de dispersión S21, aislando de esta manera el lóbulo principal o de interés en ese intervalo de tiempo.

Como se puede ver en la figura 6.4, procedemos a enventanar el lóbulo principal de la señal de interés y de esta manera eliminamos el lóbulo secundario el cual representa el rayo reflejado y el resto de las reflexiones indeseadas.

6.2.2 Técnica Con Matlab

En este apartado explicaremos brevemente y visualizaremos los resultados del método desarrollado en Matlab para la técnica de Time-Gating, con y sin un postprocesado utilizando la transformada de Hilbert.

6.2.3 Thru (Aire) sin la transformada de Hilbert

A continuación se visualiza las gráficas obtenidas por las medidas de los parámetros S de Thru con su preprocesado y procesado de la señal:

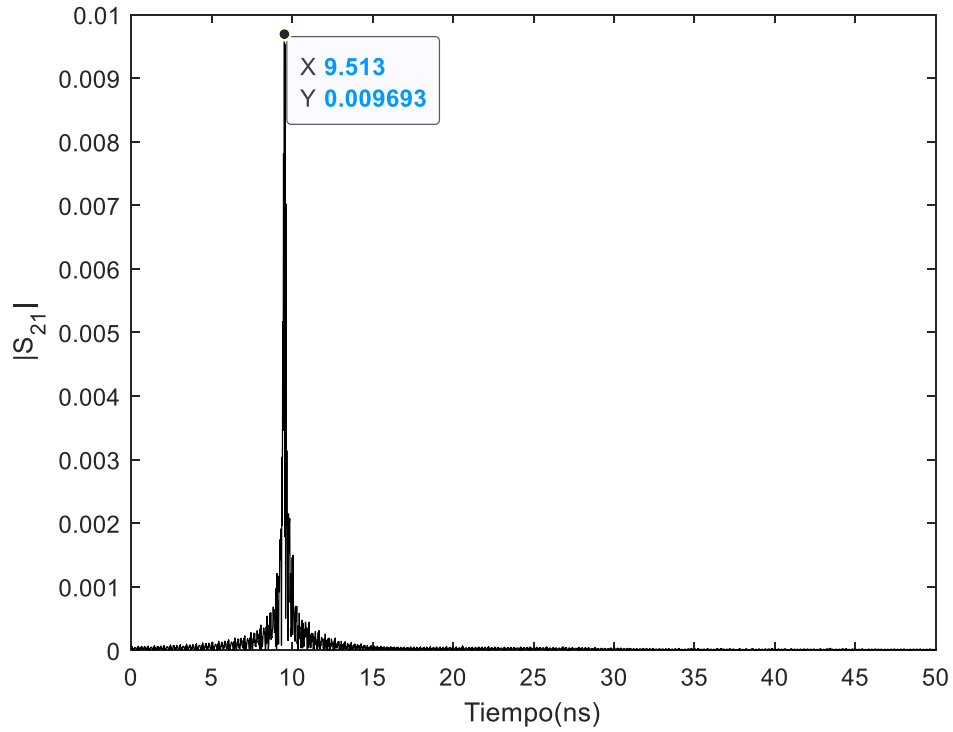


Figura 6.5: Módulo de parámetro S_{21} en el dominio del tiempo

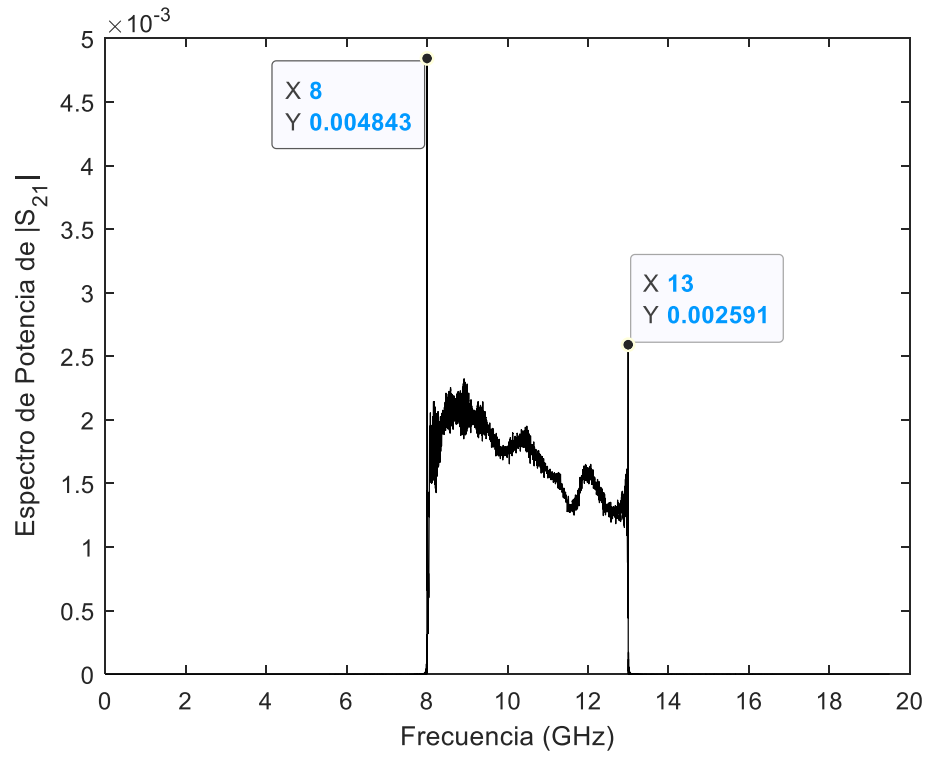


Figura 6.6: Espectro de potencia de la señal S_{21} vs frecuencia en GHz

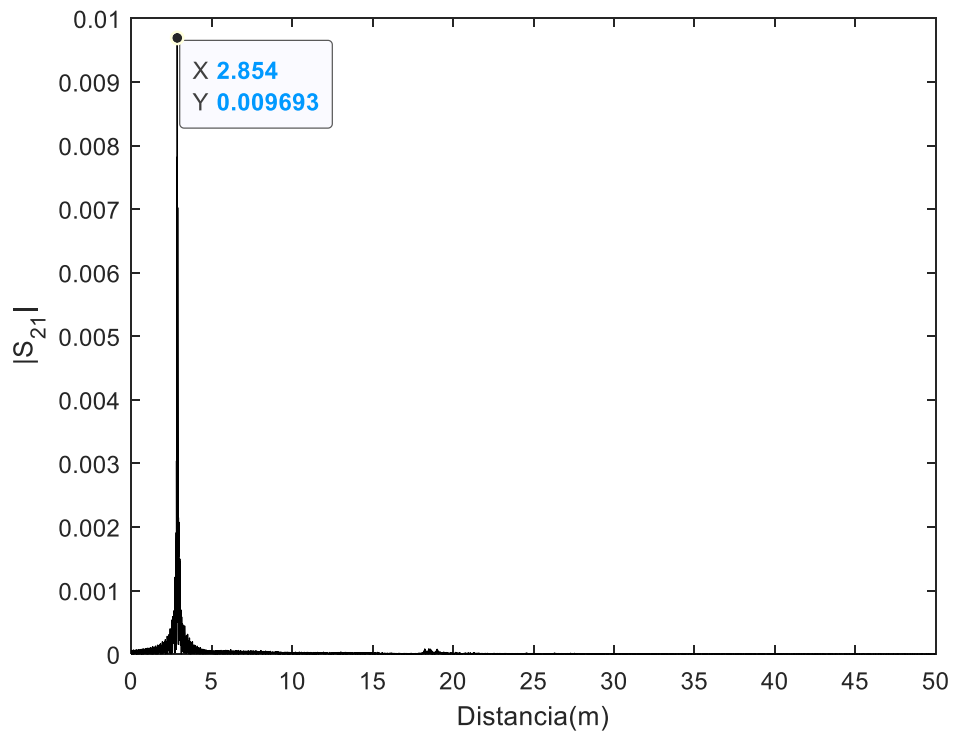


Figura 6.7: Módulo del parámetro S_{21} vs su distancia en metros

A continuación se pueden observar los resultados del enventanado de la señal S_{21} en los periodos de tiempo de 9 a 10 ns y utilizando una ventana Hamming:

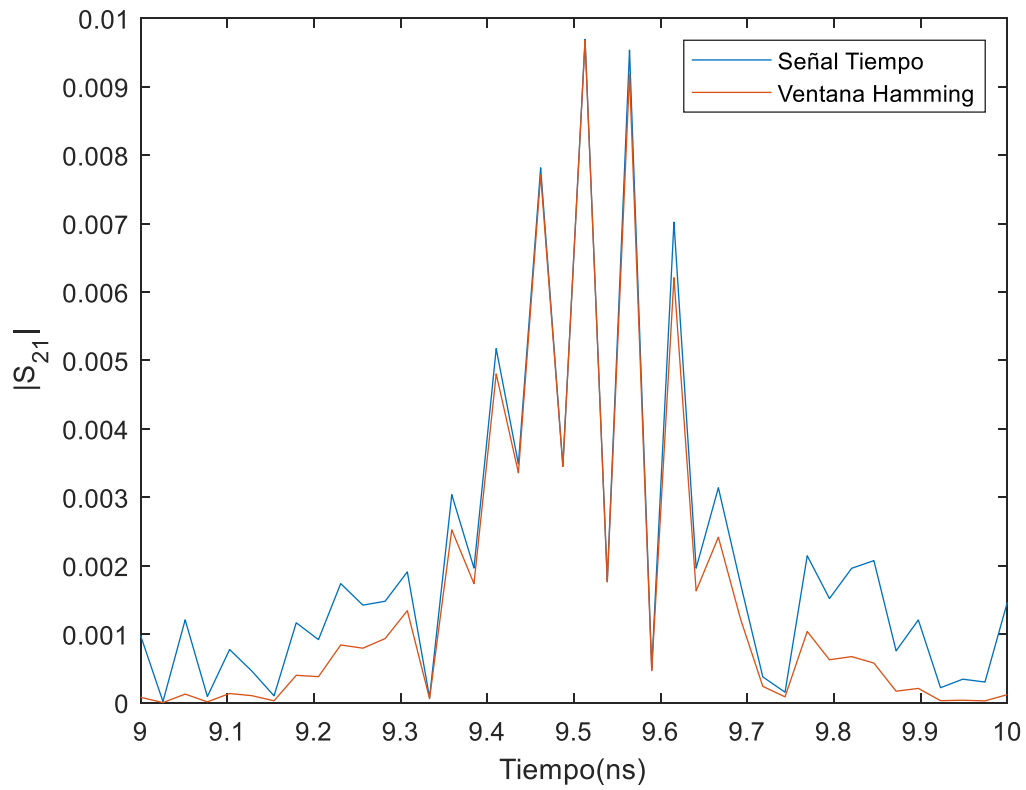


Figura 6.8: Módulo de la señal S_{21} enventanada vs el Módulo de S_{21} sin enventanar, en el dominio del tiempo

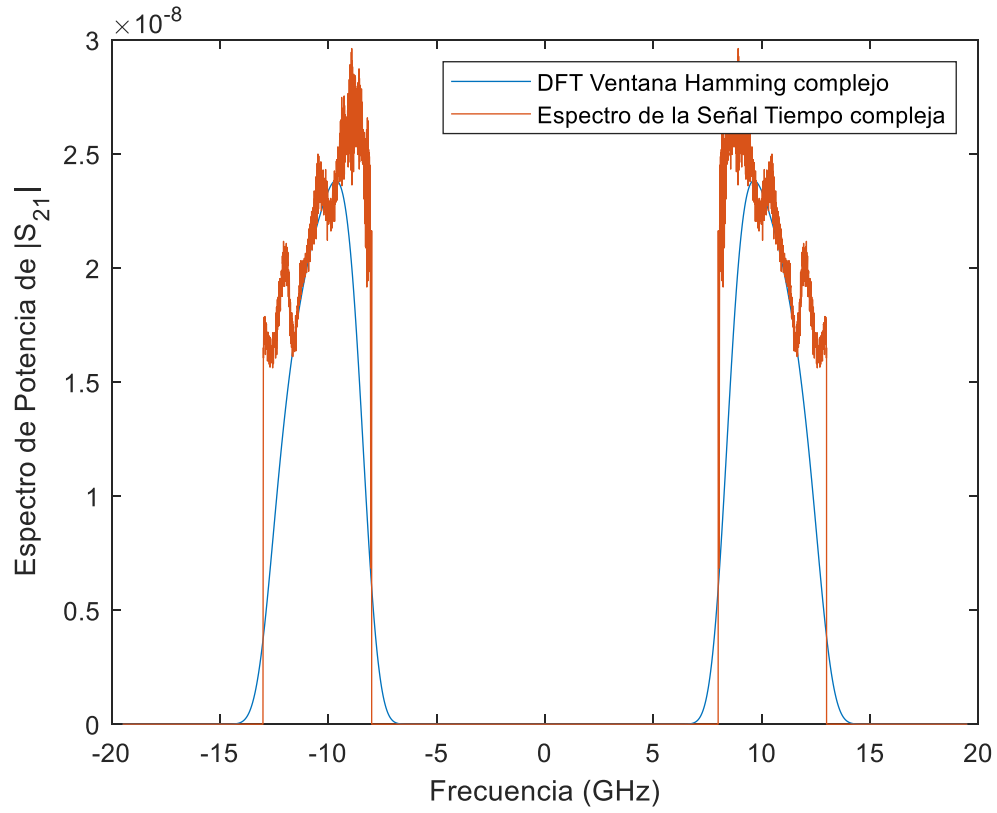


Figura 6.9: Espectro de la señal S_{21} enventanado vs Espectro de la señal S_{21} sin enventanar y centrado en cero

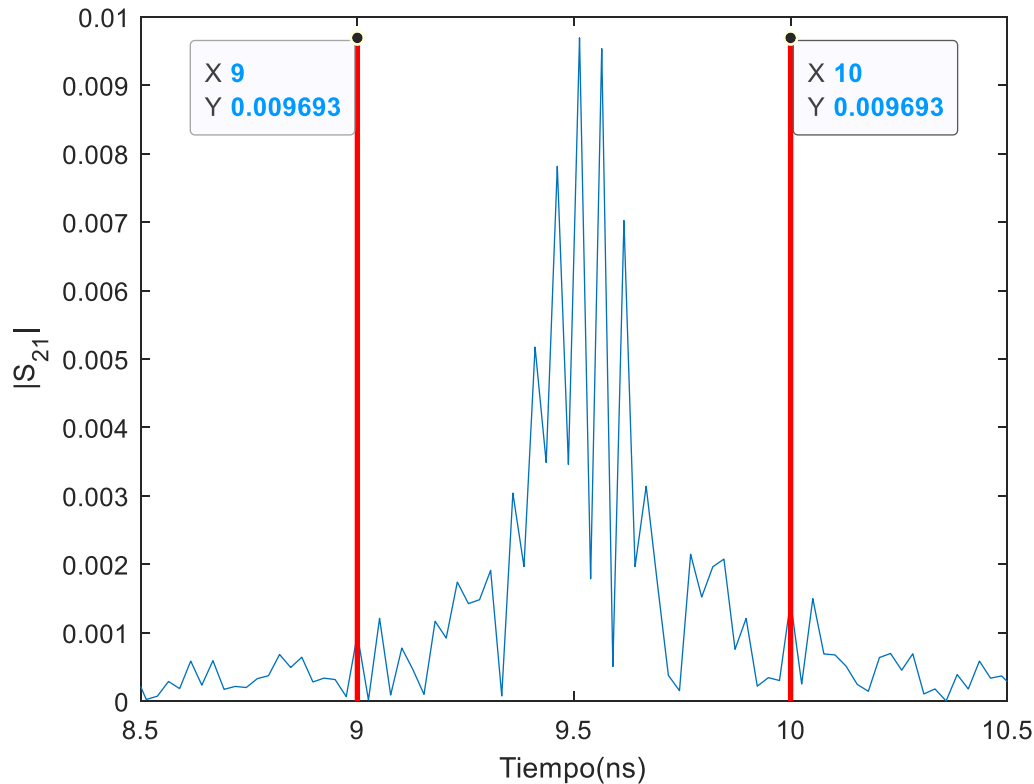


Figura 6.10: Límites del enventanado en la señal de interés

Como se puede ver en la figura 6.5, el pico principal a enventanar de la señal S_{21} previamente preprocesada se encuentra exactamente a 9.513 ns.

En la figura 6.6 representamos la señal resultante de la trasformada de Fourier de la señal S_{21} preprocesada (Figura6.5) o su espectro de potencia en el intervalo de las frecuencias de operación (8 a13 GHz).

En la figura 6.8 se observa el módulo de la señal S_{21} enventanada (línea roja) y la comparamos con el módulo de S_{21} sin enventanar en el dominio del tiempo, se puede ser como la ventana Hamming aplicada a dicha señal, actúa únicamente en los rango de tiempo a enventanar (1ns de tamaño de la ventana) atenuando los lóbulos secundario de la señal de interés, dentro de los limites creados por la técnica de Time-Gating previamente implementada.

En la figura 6.9 se representa el espectro complejo de la señal enventanada (line azul), es decir su transformada de Fourier comparada con el espectro de la señal S_{21} preprocesada (línea roja) ambas dentro del rango de frecuencias de operación (8 a13 GHz).

Finalmente en la figura 6.10 se puede observar la señal S_{21} preprocesada y el rango o límites en nanosegundos de la señal de interés (lóbulo principal) a la cual procederemos a aplicar la tecncia de time-gating y posteriormente el enventanamamiento mediante una ventana Hamming de 1ns.

6.3 Calibración y su comparación

A continuación se muestra en la tabla 6 las distintas calibraciones empleadas:

Tabla 6. Calibraciones implementadas

	Thru	Line 1cm	Line 2cm	Reflect/Short
TRL	✓	✓	————	✓
TL1TL2	✓	✓	✓	————
TRL1L2	✓	✓	✓	✓

A continuación procederemos a indicar los resultados de las comparaciones de las distintas calibraciones obtenidos por una parte, del enventanado realizado directamente con el VNA y por otra parte hechos mediante la programación realizada en Matlab. En todos los casos se implementó una ventana Hamming con rango de 9 a 10 ns.

6.3.1 Enventanado del VNA

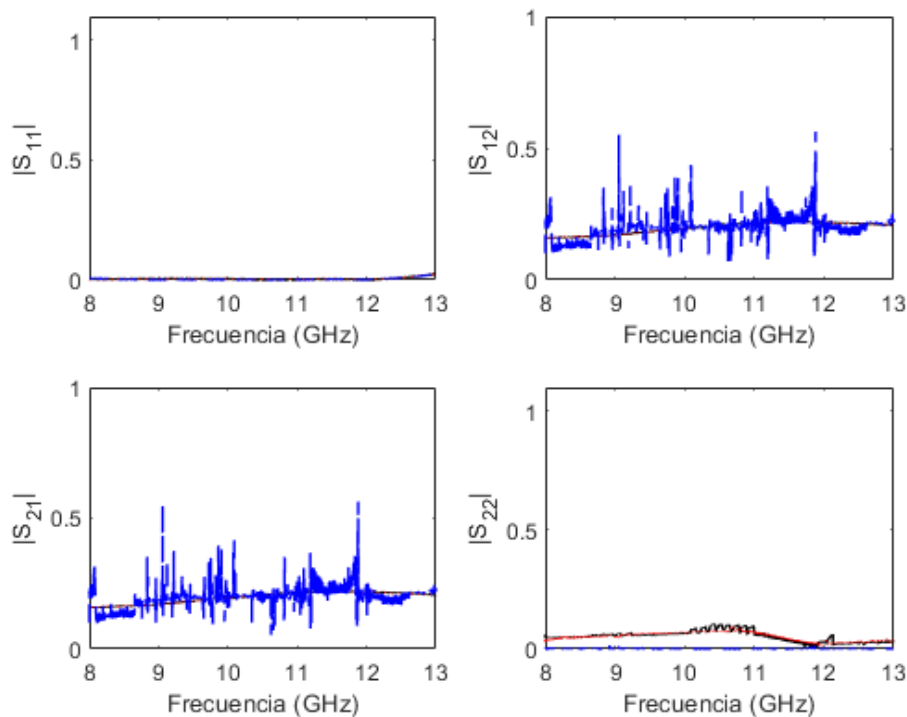


Figura 6.11: Módulo de los parámetros S del dispositivo 1

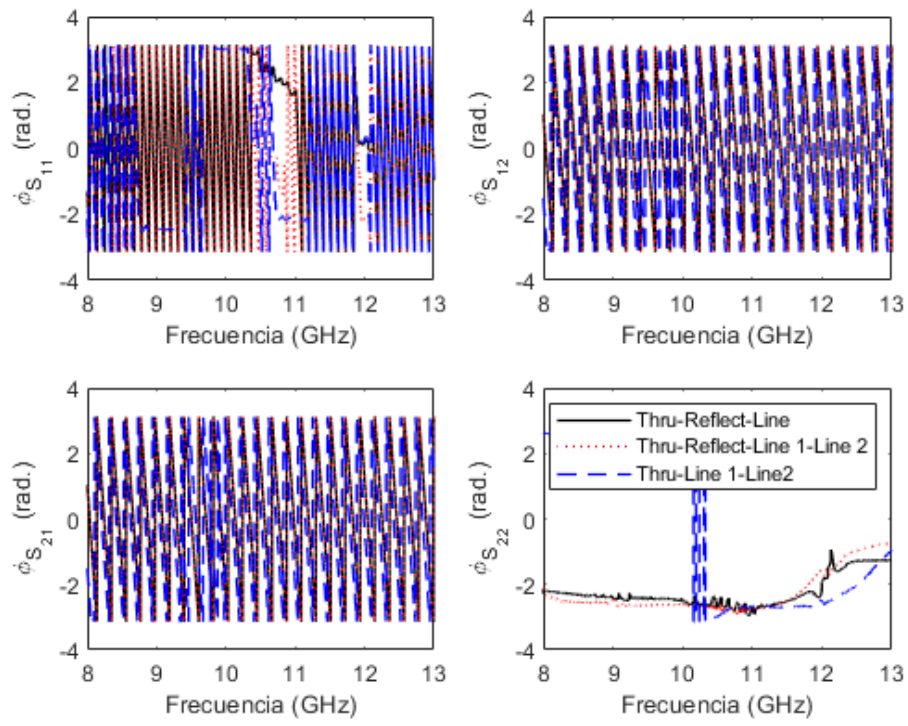


Figura 6.12: Fase de los parámetros S del dispositivo 1

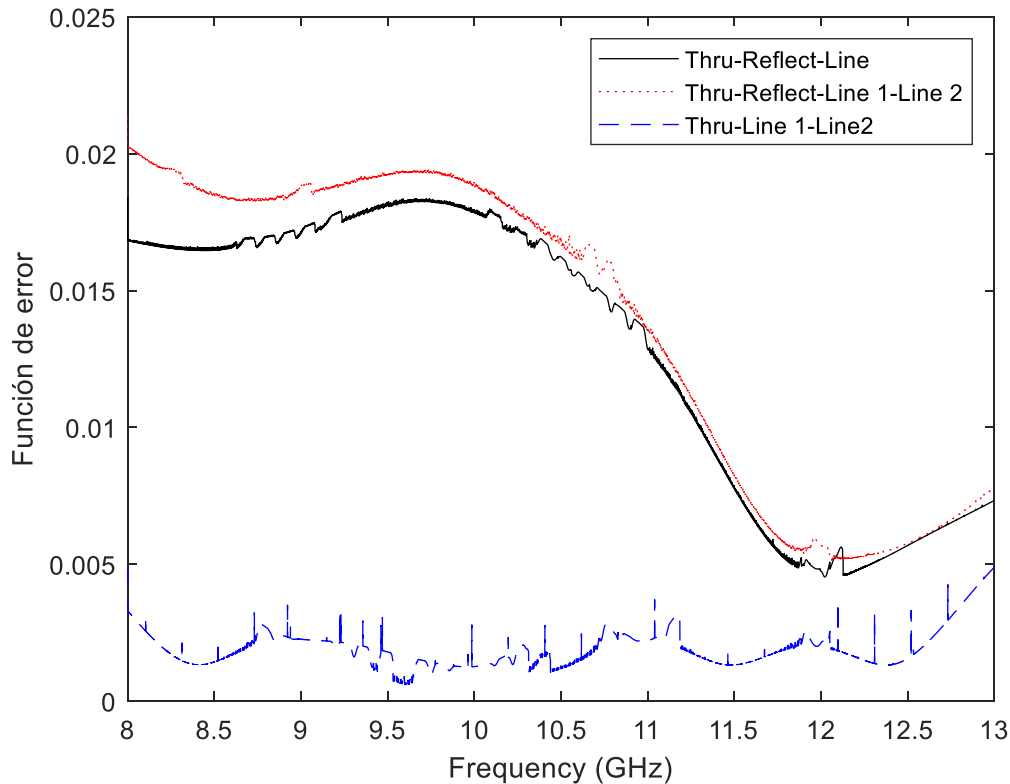


Figura 6.13: Comparación de los diferentes estándares de calibración utilizados.

En las figuras 6.11 y 6.12 se muestran los parámetros de dispersión del dispositivo 1 de la figura 2.2 para 3 calibraciones distintas. La que mejor adaptación presentó fue la calibración TL1TL2. Ello puede deberse al no correcto funcionamiento del corto (ver figura 6.14), bien sea por su reducido tamaño (placa metálica de 30x30cm) bien a su posicionamiento manual.

Como se puede ver en la Figura 6.13 la calibración más prometedora y con mejores resultados fue la calibración TL1TL2, debido a que su error total resultante fue el más bajo en comparación con los otros estándares de calibración (TRL y TRL1L2). Su error se calculó mediante la ecuación (38) del estudio (Lozano-Guerrero, Clemente-Fernández, Monzó-Cabrera, Pedreño-Molina, & Díaz-Morcillo, 2010). Las fluctuaciones y pequeñas inestabilidades que se dan en los resultados de las gráficas obtenidas con el cálculo del error total mencionado son debidas en gran parte por errores en las medidas y método de Reflect (Short) y el posicionamiento de las antenas.

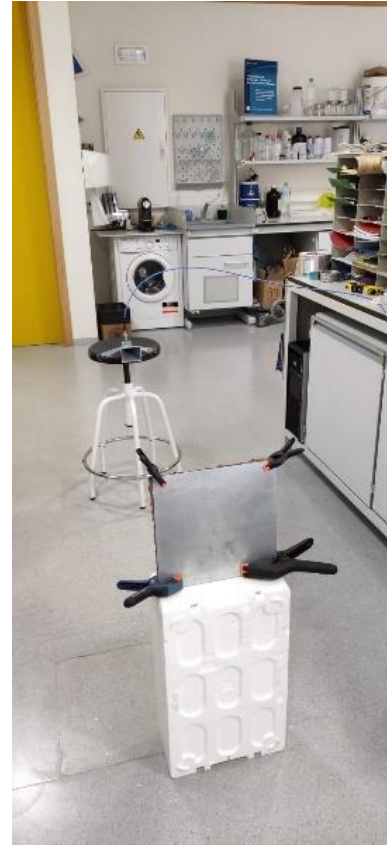


Figura 6.14: Fotografías de las medidas realizadas para el Reflect mediante una placa de metal colocada entre las 2 antenas.

6.3.2 Enventanado sin Hilbert

Una vez enventanado la señal procesada en tiempo como se muestra en la figura 6.15 y 6.16 se procedió hacer una comparación de los diferentes estándares de calibración trabajados, como se muestran en los resultados obtenidos de las siguientes figuras:

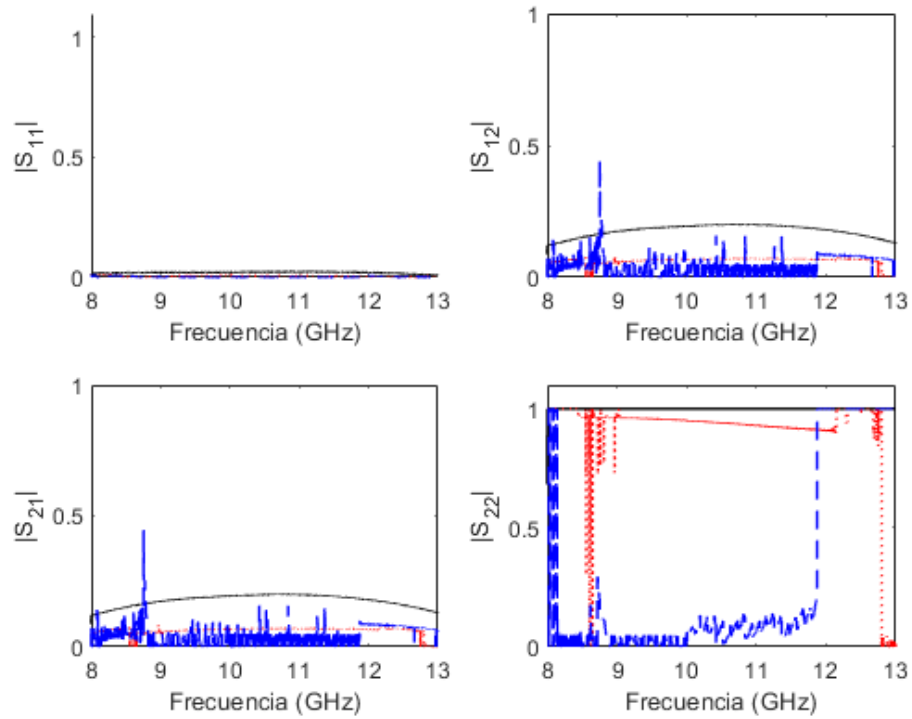


Figura 6.15: Módulo de los parámetros S del dispositivo 1

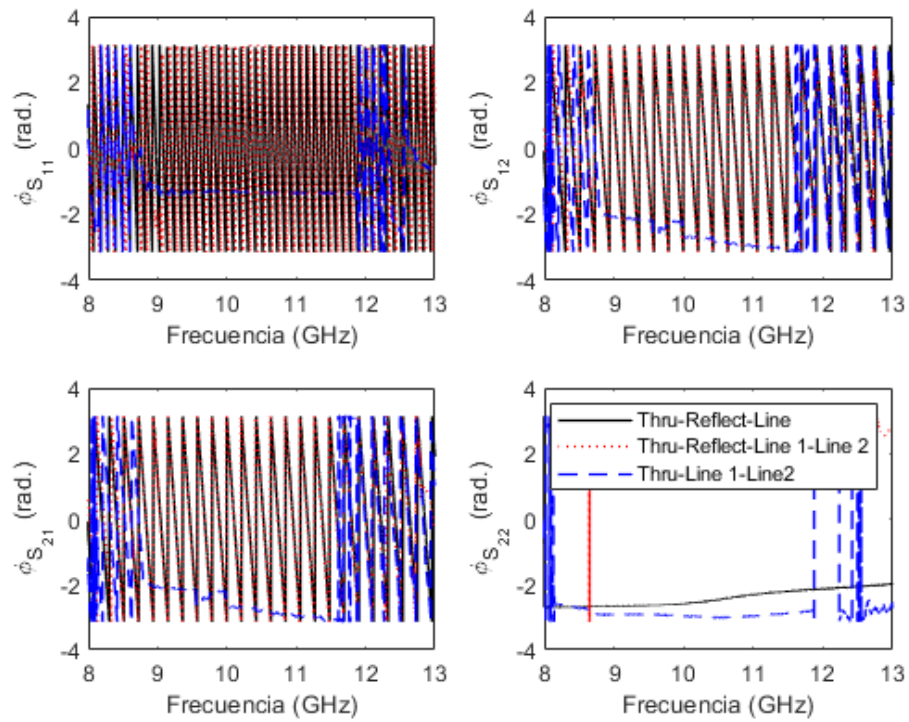


Figura 6.16: Fase de los parámetros S del dispositivo 1

Tenemos un comportamiento similar en la figura 6.15 y 6.16 para el caso de TL1TL2. En el caso del parámetro S_{22} las calibraciones TRL y TRL1L2 se comportan peor a causa de la inclusión del corto.

6.4 Obtención de la permitividad con NRW

En este apartado procedemos a exponer los resultados obtenidos de la calibración TL1TL2 aplicada y finalmente de los resultados obtenidos mediante la técnica de NRW en los 3 materiales de estudio.

Los resultados obtenidos a continuación fueron inventandolos y procesados previamente por el VNA. El valor correcto de n se obtuvo de forma manual.

6.4.1 Aire

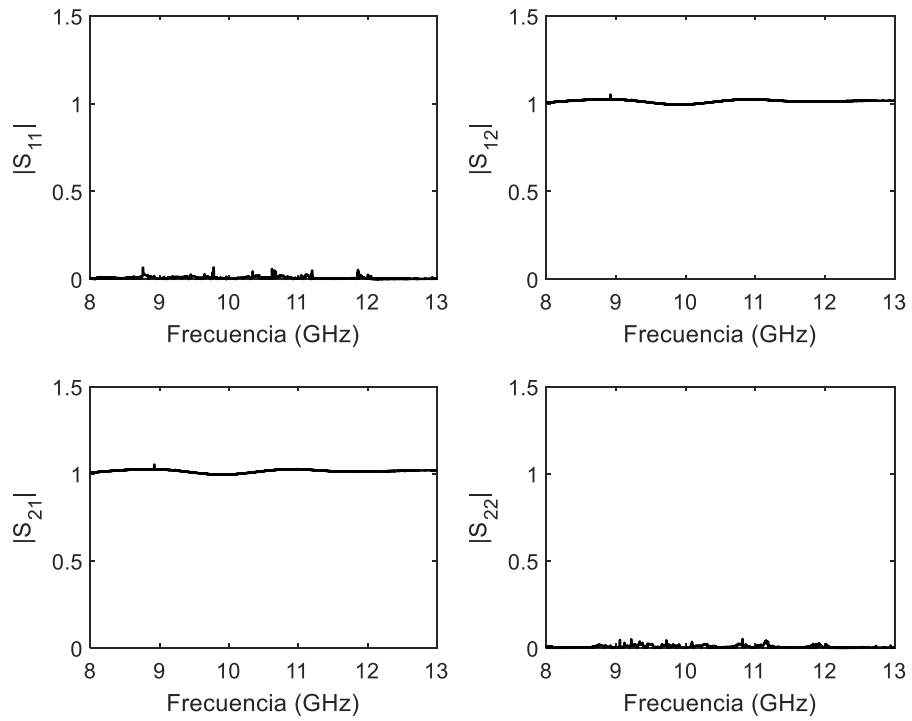


Figura 6.17: Módulo de los parámetros de dispersión S para una muestra de 2 cm de Aire

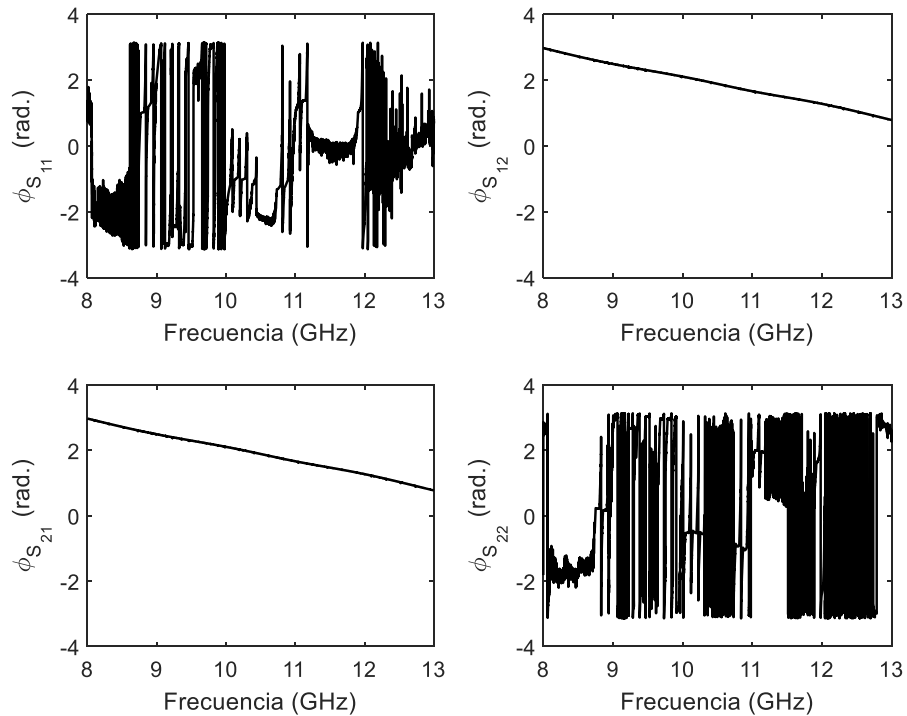


Figura 6.18: Fase de los parámetros de dispersión S para una muestra de 2 cm de Aire

Se puede observar en las figuras 6.17 y 6.18 que dichos parámetros de dispersión corresponden con los de una línea de transmisión $S_{aire} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{bmatrix}$ verificando el correcto funcionamiento de la técnica implementada en el presente Trabajo Fin de Master.

La permitividad y permeabilidad obtenidas se muestran en las figuras 6.19 y 6.20 respectivamente. Como se puede apreciar los valores de permitividad y permeabilidad relativa rondan la unidad. Las variaciones que se aprecian son debidas a los efectos de un posicionamiento no correcto y a un enventanamiento no perfecto. En la figura 6.21 se muestra el coeficiente de reflexión y sus valores están próximos a cero como era de esperar.

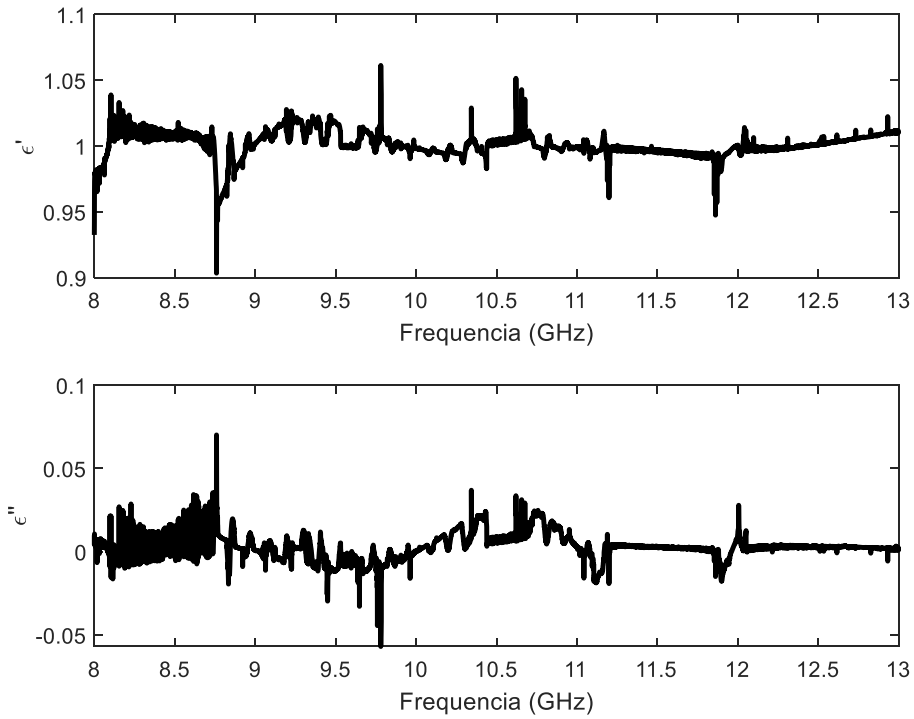


Figura 6.19: Permitividad eléctrica compleja del Aire (ϵ' parte real y ϵ'' parte imaginaria)

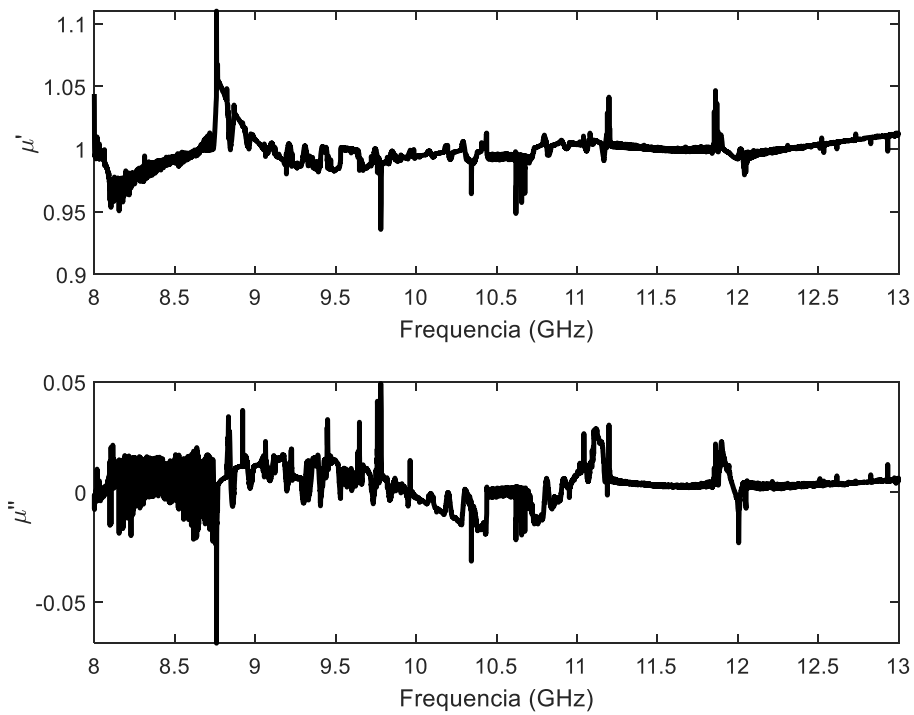


Figura 6.20: Permeabilidad magnética del Aire (μ' parte real y μ'' parte imaginaria)

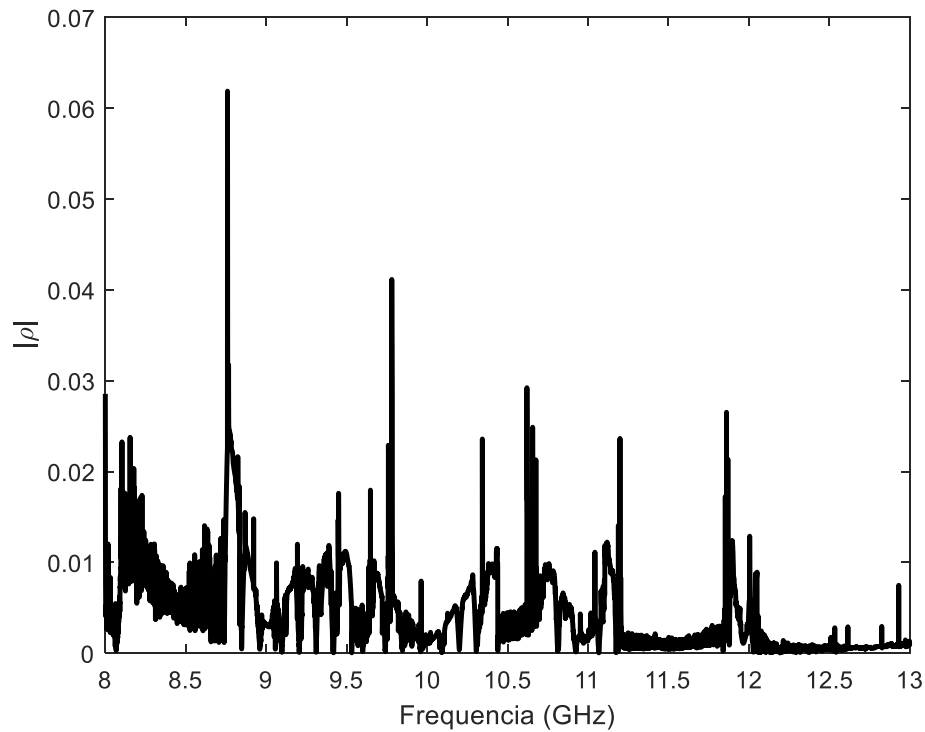


Figura 6.21: Coeficiente de reflexión del Aire

6.4.2 Teflón

Debido a que la muestra es muy pequeña los resultados que se obtienen son una ponderación entre los valores del aire y del Teflon. El teflón vale 2.1 la parte real de la permitividad eléctrica y las pérdidas es decir la parte imaginaria (ϵ''), alrededor de 0.004. Como vemos en la figura 6.22 no se alcanza el valor de 2.1 y tenemos valores entre 1 y 2. De aquí la importancia del tamaño de la muestra. En la figura 6.23 podemos ver que se trata de un material no magnético.

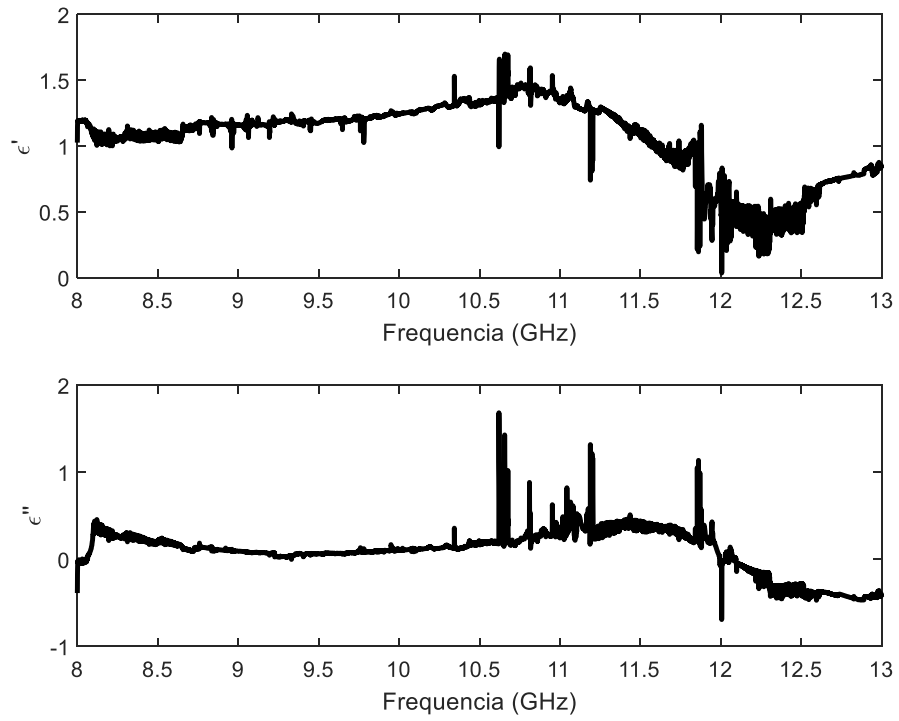


Figura 6.22: Permitividad eléctrica compleja de la muestra de dimensiones reducidas del Teflón (ϵ' parte real y ϵ'' parte imaginaria)

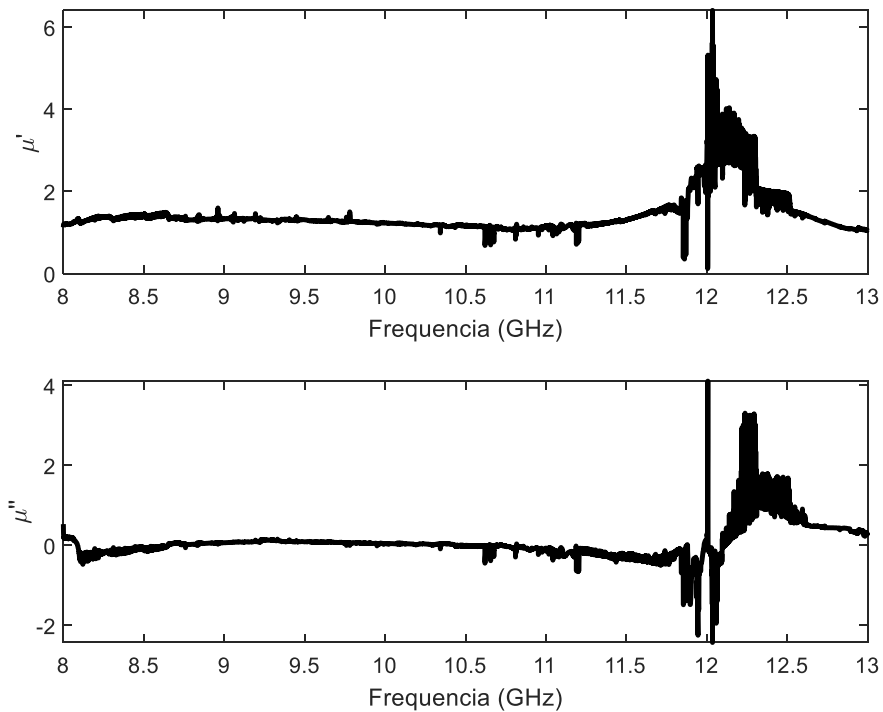


Figura 6.23: Permeabilidad magnética compleja de la muestra de dimensiones reducidas del Teflón (μ' parte real y μ'' parte imaginaria)

6.4.3 Goodfellow

Para el material de goodfellow se enventanó parte del segundo lóbulo y debido a ese enventanado se puede observar en las gráficas siguientes que la parte real de la permitividad eléctrica varía mucho o tiene muchas fluctuaciones. Además, los resultados están limitado de nuevo por la sección de la muestra 300x300 mm².

En la figura 6.24 vemos como la constante dieléctrica oscila entre 10 y 20. Las pérdidas son mucho más elevadas que en los materiales anteriores debido a la inclusión de partículas conductivas (carbón).

Para la permeabilidad en la figura 6.25 debido al deficiente enventanamiento del lóbulo secundario los valores exceden la unidad en algunas frecuencias cuando se trata de un material no magnético.

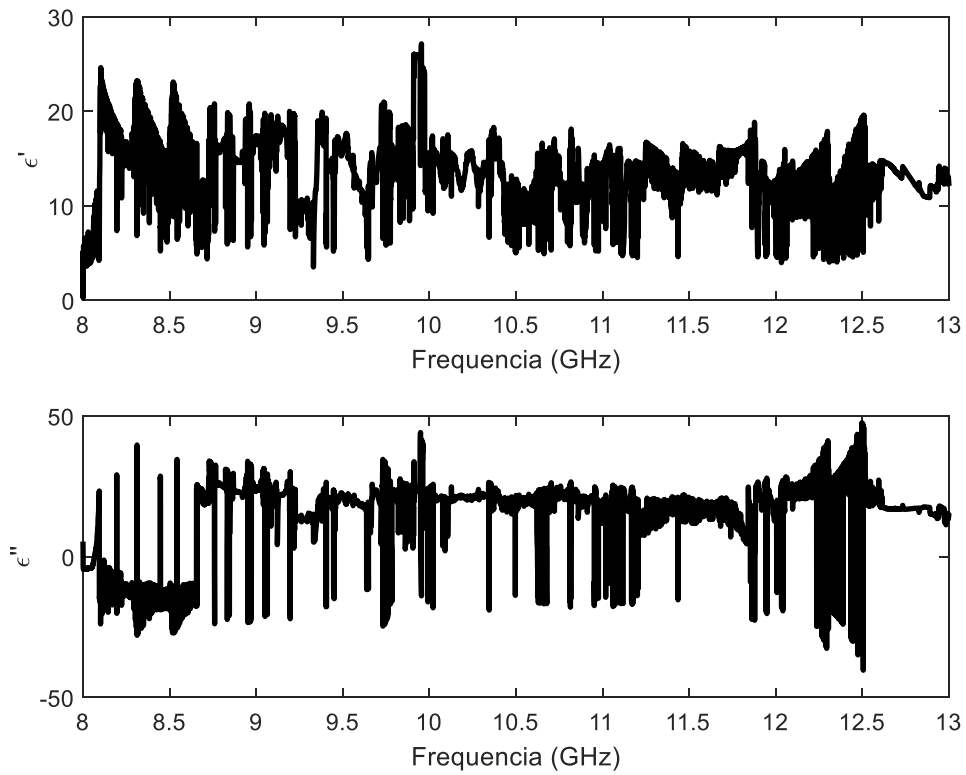


Figura 6.24: Permittividad eléctrica compleja del Goodfellow (ϵ' parte real y ϵ'' parte imaginaria)

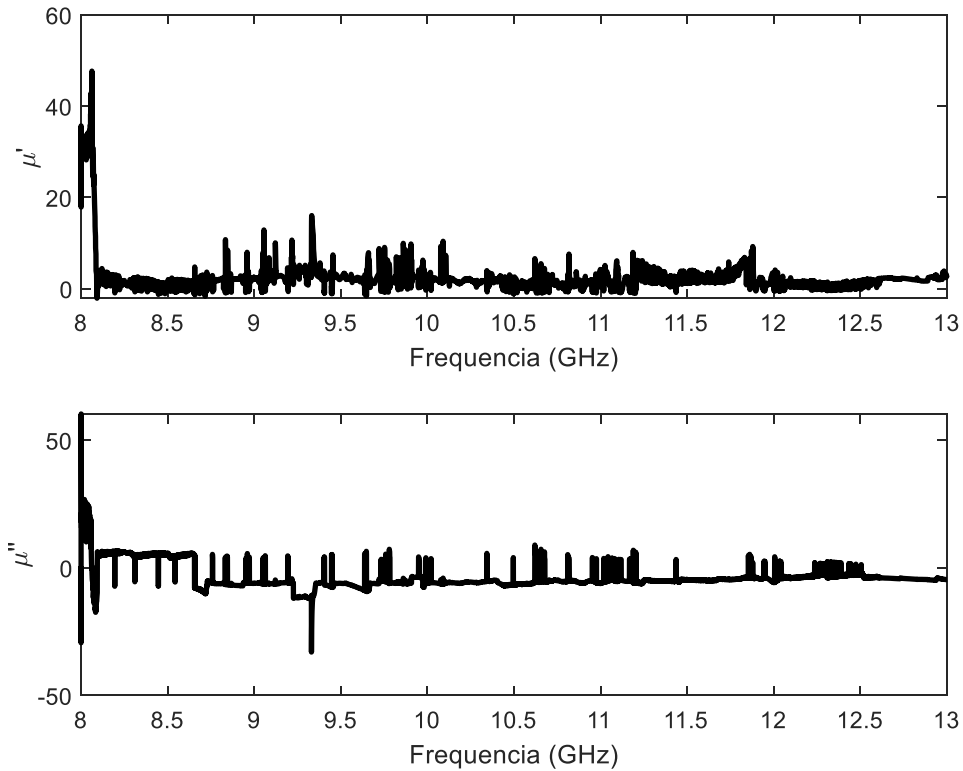


Figura 6.25: Permeabilidad magnética del Goodfellow (μ' parte real y μ'' parte imaginaria)

Se verificó que el algoritmo de NRW presenta ambigüedad cuando el espesor de la muestra es mayor que la mitad de la longitud de onda de dicha muestra, y también cuando la longitud de la muestra es múltiplo de la mitad de la longitud de onda del material. El tamaño óptimo de la muestra será aquel que cumpla que el espesor d sea igual a un cuarto de la longitud de onda de dicha muestra.

7 Conclusiones y líneas futuras

7.1 Conclusiones

Se ha realizado de manera satisfactoria la implementación del método de NRW en espacio libre a pesar de las distintas limitaciones existentes; reducido tamaño de las muestras y al posicionamiento manual del escenario.

El eventando fue necesario para el proceso de calibración, debido a que al aplicar la técnica de Time-Gating ya mencionada en capítulos anteriores y eventanar dicha señal de interés con una ventana Hamming, pudimos eliminar gran parte del ruido y de las reflexiones provenientes del suelo, los objetos cercanos al set up, del propio ambiente y equipo. De esta manera optimizamos el proceso de calibración eliminando esas interferencias en la señal, previniendo así la degradación de la señal, mejorando el proceso de obtención de los parámetros S de las transiciones coaxial-guía-aire y finalmente obteniendo los valores de ϵ y μ asociados al MUT a traves de las correspondientes medidas también eventanadas.

Se pudo observar en las gráficas de la calibración que el tipo de calibración TL1TL2 nos ofreció un mejor resultado, mucho más aproximado al valor deseado para la obtención de la permitividad eléctrica y permeabilidad magnética de los distintos materiales de estudio. Las otras dos calibraciones (TRL y TRL1L2) presentaron peores resultados debido a la presencia del corto ya que la placa metálica disponible presentaba unas dimensiones reducidas. Se aconseja que para estudios futuros el tamaño de la placa sea lo mayor posible.

Se observó que al disminuir el tamaño de la ventana, en nuestro caso alrededor de 0.5 ns, se pierde parte de la energía electromagnética de la señal contenida ya sea en el pico de interés o en el lóbulo más prominente (amplitud más elevada). Se concluyó que el tamaño más óptimo para nuestro estudio y como se pudo ver en los resultados obtenidos, fue de 1ns.

Para la obtención de los parámetros de Scattering, la calibración y la información necesaria para su post-procesado de las distintas señales fue necesario aislar el rayo directo contenidos generalmente y mayoritariamente en los parámetros S_{21} y S_{12} , ya que representa la energía transmitida directamente de una antena a la otra y la mayor parte de la energía electromagnética que atravesará el material bajo prueba para su posterior obtención y cálculo de sus propiedades dieléctricas mediante la técnica de NRW.

El tamaño de la muestra debe ser lo mayor posible para evitar la difracción en los bordes de la muestra del material bajo prueba o del porta muestras. De esta manera evitamos una mayor interferencia y fluctuaciones inesperadas en la señal a tratar.

Para el eventando de las señales de interés, la ventana tiene que estar siempre en el mismo rango de tiempo. De esta manera garantizamos que el pico de interés y la MUT están en el mismo rango de tiempo y distancia deseados.

Se ha desarrollado de manera satisfactoria, tanto el procesamiento de la señal, inventariado de las señales de interés, aplicación y verificación de los métodos de estudiados en el estudio del arte, las calibraciones y obtención de los parámetros de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética de los distintos materiales bajo prueba, de una forma manual.

7.2 Líneas futuras

El valor correcto de n se podría seleccionar mediante la comparación de retardo de grupo, como se describe en la técnica de Nicolson-Ross-Weir. Se ajusta el retardo del grupo medido alrededor de un punto específico mediante un polinomio de mínimos cuadrados.

Para futuras pruebas y estudios se debería automatizar el proceso con posicionamiento electrónico, realizar diferentes pruebas dentro de una cámara anecoica para ver como difiere o mejora comparándolo con los resultados obtenidos y probar con nuevas técnicas de calibración como lo es el GRL por ejemplo. El tamaño de las muestras ha de ser lo mayor posible.

El GRL (Gated Reflect Line) requiere dos estándares de espacio libre y una calibración realizada al final de los cables conectados a las antenas.

Las técnicas TRL y TRM requieren tres estándares de calibración. El GRL requiere dos estándares de espacio libre y una calibración realizada al final de los cables conectados a las antenas.

Aplicando el mismo proceso para determinar los seis coeficientes de error asociados a la dirección inversa, se pueden determinar los doce coeficientes de error. A continuación, se muestran los pasos necesarios para determinar los coeficientes de calibración utilizando la técnica propuesta. El proceso aprovecha los analizadores de red modernos que permiten cargar y procesar los coeficientes de calibración y las medidas tomadas. (Philip G. Bartley & Begley, 2012)

- a) Cargue un conjunto perfecto de coeficientes de calibración al analizador de red. Un conjunto perfecto de coeficientes de calibración tiene todas las coincidencias y aislamientos establecidos en cero y todos los términos de seguimiento establecidos en uno.
- b) Mida y descargue las medidas del parámetro S del dispositivo vacío y el dispositivo de la placa de metal.
- c) Obtenga estimaciones de la directividad directa e inversa colocando las puertas en dominio del tiempo como se describió anteriormente y viendo las medidas en el dominio de la frecuencia.
- d) Modifique la calibración perfecta para contener la direccionalidad directa e inversa.
- e) Cargue la medida de la placa de metal. Con la corrección aplicada, coloque las puertas alrededor de la respuesta de la placa de metal en la dirección de avance. El dominio de la frecuencia determina el seguimiento de la reflexión directa. Repita el proceso

en la dirección inversa para obtener una estimación del término de seguimiento de reflexión inversa.

- f) Modificar la calibración para incluir los términos de reflexión directa e inversa.
- g) La medición corregida de la placa de metal se puede utilizar para calcular la coincidencia de la fuente en la dirección de avance y retroceso calculando la diferencia entre la medición corregida de la placa y el valor esperado de $-1 + j0$.
- h) La coincidencia de carga, en ambas direcciones, se puede determinar cargando y corrigiendo la medida del dispositivo vacío. Esto se determina directamente midiendo el coeficiente de reflexión, ya que las medidas de reflexión están calibradas.
- i) Modifique la calibración para incluir la coincidencia de carga hacia adelante y hacia atrás.
- j) Determine los términos de seguimiento de la transmisión hacia adelante y hacia atrás directamente midiendo S_{21} y S_{12} . Modifique la calibración para incluir estos términos.
- k) Los términos de aislamiento de transmisión ahora se pueden determinar cargando las medidas de la placa de metal. Los términos de aislamiento directo e inverso son los S_{21} y S_{12} corregidos, respectivamente.
- l) Agregue estos términos a la calibración. (Philip G. Bartley & Begley, 2012)

Bibliografía

- Agilent Technologies. (5 de Septiembre de 2018). *Agilent Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials*. Obtenido de http://academy.cba.mit.edu/classes/input_devices/meas.pdf
- Ahlbom, A., M., F., Hamnerius, Y., & Hillert, L. (2012). Radiofrequency electromagnetic fields and risk of disease and ill health – Research during the last ten years. *Forte*.
- Baker-Jarvis, J., Vanzura, E., & Kissick, W. (1990). Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method. *IEEE*, 1096-1103. doi:10.1109/22.57336
- Balanis, C. (2005). *Antenna Theory Analysis and Design* (Vol. 4). New Jersey: Wiley, John & Sons. Obtenido de http://www.eletrica.ufpr.br/armando/index_arquivos/Balanis_Antenna_Theory_%20Analysis%20and%20Design.pdf
- Bekefi, G., & Barrett, A. (1977). Electromagnetic Vibrations, Waves, and Radiation. *MIT Press*, 398-449.
- Botsco, R., & McMaster, R. (1986). *Nondestructive Testing Handbook* (Vol. 4). ASNT.
- Clarke, R. N., Gregory, A. P., Cannell, D., Patrick, M., Wylie, S., Youngs, I., & Hill, G. (2003). *A guide to the characterisation of dielectric materials at RF and microwave frequencies*. Londres: NPL.
- D.C.Tayal. (2019). *Electricity and Magnetism* (Vol. 4). Himalaya Publishers.
- Debye, P. (1929). Polar Molecules. *Chemical Catalog Co., Inc.*, 172.
- Ebnesajjad, S. (2017). *Expanded PTFE Applications Handbook Technology, Manufacturing and Applications*. Elsevier.
- Flann Microwave. (18 de 03 de 2021). *STANDARD GAIN HORNS SERIES 240*. Obtenido de <https://flann.com/products/antennas/standard-gain-horns-series-240/>
- Frickey, D. (1994). Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42, 205 - 211.
- Ghodgaonkar, D., Varadan, V., & Varadan, V. (1989). A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 38, 789 - 793. doi:10.1109/19.32194
- H., B. A., Legrand, C., & Chapoton, A. (1997). Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 45(1), 52-57.
- Hiebel, M. (2007). *Fundamentals of Vector Network Analysis*. Rohde & Schwarz.

- Hippel, A. V. (1995). *Dielectric Materials and Applications*. Boston: Artech House.
- Keysight and NSI. (11 de Marzo de 2004). *Near-field vs Far-field*. Obtenido de https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/NSI-near-far.pdf
- Keysight Technologies. (2 de Agosto de 2014). *Keysight 85071E Materials Measurement Software*. Obtenido de keysight: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-01155/technical-overviews/5988-9472.pdf>
- Liu, Y. (2014). *A Novel, Free-Space Broadband Dielectric Measurement Technique (Tesis de Doctorado en filosofía)*. Instituto de Tecnología de Waterford, Tecnología de Ingeniería, Waterford. Obtenido de <https://repository.wit.ie/2957/1/final%20thesis%20submitted.pdf>
- Lozano-Guerrero, A. J., Clemente-Fernández, F. J., Monzó-Cabrera, J., Pedreño-Molina, J. L., & Díaz-Morcillo, A. (2010). Precise Evaluation of Coaxial to Waveguide Transitions by Means of Inverse Techniques. *IEEE*, 58, 229 - 235. doi:10.1109 / TMTT.2009.2036408
- Lui, Y. (2009). *Different definitions of antenna far field boundary*. Waterford.
- NARDA. (6 de Abril de 2017). *Waveguide Horn Antennas*. Obtenido de Narda microwaves-east: https://nardamiteq.com/docs/WAVEGUIDEHORNANTENNAS_STANDARD_GAIN_HORNS_2.60_TO_40_GHZ.PDF
- NIST. (2005). *Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building*. National Institute of Standards and Technology, Department of Commerce, Washington. Obtenido de <https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/Legacy/TN/nbstechnicalnote1536.pdf>
- Philip G. Bartley, J., & Begley, S. B. (2012). A New Free-Space Calibration Technique for Materials Measurement. *IEEE* . doi:10.1109/I2MTC.2012.6229351
- Pozar, D. M. (2005). *Microwave Engineering*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.
- Ramírez-Arroyo, A., Alex-Amor, A., García-García, C., Palomares-Caballero, A., Padilla, P., & J., V.-V. (2020). Time-Gating Technique for Recreating Complex Scenarios in 5G Systems. *IEEE*, 183583 - 183,595 mil. doi:10.1109/ACCESS.2020.3028750
- Rhode & Schwartz. (2020). *R&S®ZVA Vector Network Analyzers*. Obtenido de R&S®ZVA Vector Network Analyzer - Product Brochure: https://www.rohde-schwarz.com/es/producto/zva-pagina-de-inicio-producto_63493-9660.html
- Rohde & Schwarz. (2021). *Rohde & Schwarz ZV-Z32 Calibration Kits* . Obtenido de Test Equipment Connection: https://www.testequipmentconnection.com/39073/Rohde_Schwarz_ZV-Z32.php
- Voss, W. G. (1974). Industrial Microwave Applications. (4. E. Conference, Ed.) *IEEE*. doi:10.1109/EUMA.1974.332003
- Wunsch, J. (2014). *Polystyrene - Synthesis, Production and Applications (en inglés)*. iSmithers Rapra Publishing. New York: Nova.

- Y., W., N., S. X., T., H., & W., W. (July de 2020). Characterization of Dielectric Materials at WR-15 Band (50–75 GHz) Using VNA-Based Technique. *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, 69(7), 4930-4938. Obtenido de <https://ieeexplore.ieee.org/document/8907463>
- Zhang, H., Tan, S. Y., & Tan, H. S. (2008). An Improved Method for Microwave Nondestructive Dielectric Measurement of Layered Media. *Progress In Electromagnetics Research B*, 145-161.
- Zhou, J., Liu, X., Li, T., Zhou,, L., Zheng, Y., & Zhu, Z. (25 de Marzo de 2019). Temperature dependent optical and dielectric properties of liquid water studied by terahertz time-domain spectroscopy. *AIP Advances*. Obtenido de <https://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.5082841>