Doble línea microstrip para extracción de permitividad a temperaturas extremas

Aymar Cublier Martínez[(1)], Alicia Auñón Marugán[(1)], David Ramos Somolinos[(1)], Ruy Sanz González[(1)], Borja Plaza Gallardo[(1)], David Poyatos Martínez[(1)]
acubmar@inta.es, aaunmar@inta.es, dramsom@inta.es, sanzgr@inta.es, plazagb@inta.es, poyatosmd@inta.es
[(1)]Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA), Ctra. de Ajalvir, km. 4, 28850 Torrejón de Ardoz

***Resumen*—Many cryogenic missions for space observation have been launched in the past. In all of them, it was key to insulate the observation devices from thermal and electromagnetic perturbations. A solid understanding of materials and signal propagation is therefore essential to achieve full spectral isolation for cryogenic systems. This work introduces a non-resonant electromagnetic characterization method to extract permittivity and loss in dielectric materials at extreme temperatures. The authors design, simulate and validate a double microstrip transmission line and implement a flexible extraction method to measure permittivity over a wide frequency range, using materials such as CuClad 250, ROGERS 4350B and FR-4. Albeit refinements to the extraction process and comparison with real measurements in a cryogenic setting are possible, the resulting system is shown to be consistent and reliable across all simulations.**

I. Introducción

La adopción de materiales compuestos y tecnologías 3D ha generado avances significativos en la industria aeroespacial. Su óptima relación resistencia-peso ha tenido un gran impacto en el diseño de plataformas aeroespaciales [1]. En el espacio, sin embargo, los gradientes extremos de temperatura plantean nuevos retos para el uso de estos materiales y hacen necesario estudiar su rendimiento [2]. Para ello, es necesario estudiar y diseñar estos nuevos materiales a temperaturas extremas antes de enviarlos al espacio.

La caracterización de la permitividad a temperaturas extremas se realiza generalmente mediante técnicas resonantes. Los métodos resonantes se han utilizado en el pasado con excelentes resultados de precisión [3]. Sin embargo, estos métodos están limitados a frecuencias resonantes únicas de uno o más modos (de orden superior) excitadas dentro del resonador. Además, las dimensiones de la muestra deben adaptarse a la geometría de la cavidad resonante. Estas limitaciones hacen que estos métodos no sean adecuados para caracterizar materiales cuya permitividad compleja varía mucho con la frecuencia.

Las técnicas no resonantes permiten caracterizar materiales en una amplia rango de frecuencias. Las técnicas de líneas de transmisión (TL) basadas en microstrip (MS) o en guías de onda coplanares (CPW) con o sin tierra se han ido desarrollando en los últimos años [4]. Midiendo los parámetros de dispersión de la TL es posible calcular la constante de propagación y obtener así la permitividad y la permeabilidad. Dado que el campo electromagnético se encuentra en parte en el aire y en parte en el dieléctrico entre el conductor y la tierra, estas técnicas son capaces de caracterizar la permitividad relativa efectiva de materiales dieléctricos homogéneos.

En el ámbito del proyecto ATHENA (Advanced Telescope for High ENergy Astrophysics), observatorio abierto de rayos X, y la unidad X-ray Integral Field Unit (X-IFU) [5], el Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial (INTA) es el encargado de caracterizar las propiedades electromagnéticas de los materiales que se utilizarán en el detector criogénico, tanto del aislamiento multicapa como de las estructuras soporte del conjunto detector. Dado que el telescopio estará sometido a temperaturas extremas debido a la cercanía del sol, así como a las temperaturas criogénicas necesarias para su funcionamiento, se hace imprescindible poder describir electromagnéticamente materiales aeroespaciales tanto a altas como a bajas temperaturas. Como continuación de los trabajos previamente presentados [6], en este artículo se utilizan simulaciones electromagnéticas para validar un nuevo método de extracción con mayor precisión tanto en la parte real como en la imaginaria. La metodología presentada en este trabajo es capaz de caracterizar materiales dieléctricos de sustrato homogéneo en un amplio rango de frecuencias (de MHz a GHz). Además, esta técnica no requiere un conocimiento previo de la permitividad del material del sustrato. Sin embargo, es crucial medir los parámetros de dispersión de al menos dos TLs de diferentes longitudes, algo que se puede conseguir a la vez utilizando líneas MS dobles previamente diseñadas.

El artículo se estructura como sigue. El sistema de medidas se presenta en la Sección II. En primer lugar, se presenta una visión general de la teoría de la línea de transmisión y la extracción de la permitividad. A continuación, se analizan la configuración y el diseño experimentales. Se detalla el sistema de caracterización a temperaturas extremas. En la Sección III, se presenta un modelo de sección transversal utilizado para validar las medidas. Se detalla la calibración de la línea de transmisión y la validación del modelo. Las medidas y los resultados de la simulación se discuten en la Sección IV. Se presenta la validación de la configuración de las mediciones a temperatura ambiente. La conclusión de este trabajo se expone en la Sección V.

II. Sistema de medidas

Esta sección presenta la teoría de líneas de transmisión necesaria para diseñar el proceso de extracción de la permitividad y tangente de pérdidas. Además, se introduce el equipo de medidas y el diseño de la doble línea MS.

A. Extracción de la permitividad mediante los parámetros de dispersión

La relación entre los parámetros de dispersión S y los coeficientes de transmisión (T) y reflexión (Γ) se obtiene a

partir de la teoría de flujo de señal [7]:

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

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \tag{1b}$$

donde

$$K = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}}. \tag{2}$$

El signo de (1b) se escoge de manera que $|\Gamma| \leq 1$, condición necesaria para materiales pasivos.

Para que la ecuación (1b) se verifique, debe existir un único modo electromagnético transverso (TEM) de propagación. Esto no siempre es el caso para líneas de transmisión (LT) planas, puesto que el corte transversal no siempre es homogéneo. Sin embargo, se puede suponer que la mayoría de las líneas de este tipo funcionan en un modo cuasi-TEM en los parámetros efectivos de los materiales, siempre y cuando los modos superiores sean suprimidos y se mantenga un único modo de transmisión. En el caso presente, se mantiene el rango de frecuencias por debajo de las frecuencias de corte de los diferentes modos superiores, tanto magnético transverso (TM) como eléctrico transverso (TE), calculados en [8]. Para los materiales estudiados en este artículo, y teniendo en cuenta las dimensiones de la línea MS, se verifica que todas las frecuencias de corte de los modos superiores están por encima de 8 GHz, la frecuencia máxima estudiada en este trabajo.

Para un solo modo de propagación cuasi-TEM a través de una línea de transmisión (LT), el coeficiente de transmisión T viene dado por

$$T = e^{-\gamma l} \tag{3}$$

donde l es la longitud de la LT y γ es la constante de propagación. El cálculo de la constante de propagación γ es sencillo a partir de la ecuación (3). La periodicidad del factor de fase de la onda que se propaga a través del material hace que la ecuación (3) tenga un número infinito de raíces. Sin embargo, se pueden utilizar diversas técnicas de extracción para resolver esto y encontrar la raíz correcta [9].

La permitividad compleja viene dada por

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_0 \varepsilon_r = \varepsilon_0(\varepsilon_r' - j\varepsilon_r''), \tag{4}$$

donde ε_r es la permitividad relativa del material y ε_0 la permitividad del vacío. La tangente de pérdidas se define como

$$\tan\delta = \frac{\sigma_c}{\omega\varepsilon'} + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \tan\delta_c + \tan\delta_d. \tag{5}$$

Se distinguen las pérdidas debidas a la conductividad eléctrica σ_c de las pérdidas dieléctricas $\tan\delta_d = (\varepsilon''/\varepsilon')$. Suponiendo, además del modo cuasi-TEM único, que el material es homogéneo y no magnético (permeabilidad relativa $\mu_r = 1$), la constante de propagación se escribe de la siguiente forma:

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu_0(\sigma_c + j\omega\varepsilon)} \approx j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon} = j\frac{\omega}{c}, \tag{6}$$

donde c es la velocidad de la luz dentro del material y μ_0 es la permeabilidad del vacío [10]. Aquí, se asume una conductividad eléctrica $\sigma_c \approx 0$ para materiales dieléctricos de bajas pérdidas.

Elevando al cuadrado la ecuación (4), y por definición de ε_r en (5), se puede deducir el valor complejo de la permitividad $\varepsilon_r = -\gamma^2/(\omega^2\mu_0\varepsilon_0)$. Las partes real e imaginaria de ε_r quedan como

$$\varepsilon_r' = -\frac{\mathrm{Re}\{\gamma^2\}}{\omega^2\mu_0\varepsilon_0} \tag{7a}$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{\mathrm{Im}\{\gamma^2\} - \omega\mu_0\sigma_c}{\omega^2\mu_0\varepsilon_0} \approx \frac{\mathrm{Im}\{\gamma^2\}}{\omega^2\mu_0\varepsilon_0}. \tag{7b}$$

B. *Diseño de sistema*

Las líneas microstrip han sido previamente diseñadas, fabricadas, y medidas en el Área de Radiofrecuencia del INTA. Se estudian tres materiales de sustrato diferentes para un único diseño de MS: FR-4, ROGERS 4350B (RO4350B) y CuClad 250. Los parámetros de diseño y las dimensiones de las líneas microstrips se presentan en la Fig. 1 y la Tabla I.

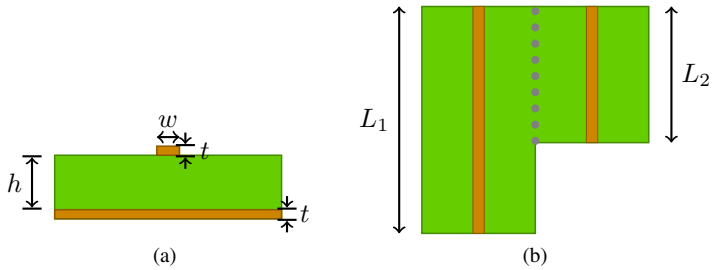


Fig. 1. Dimensiones de la doble línea microstrip. En la Fig. (a) (no está a escala), se representa una sección frontal de una única línea MS. La línea MS definitiva usada para las medidas se representa en vista superior en la Fig. (b) (a escala).

Las dimensiones se determinaron en función del tamaño de la cámara climática donde se realizaron las medidas en [6], y de la necesidad de que el método WCM evitara desfases de 0° o 180°. Para garantizar esto, se eligieron las longitudes L_1 y L_2 para mantener los desfases de al menos 20° por encima de 0° y 20° por debajo de 180° [11]. Para ello, la longitud de línea $L := L_1 - L_2$ se escogió como un múltiplo impar de $\lambda/4$, donde λ es la longitud de onda del material a la frecuencia central utilizada en [6]. El ancho de cada MS se establece en la mitad de la longitud de la línea más larga, lo que garantiza una separación suficiente para evitar efectos de acoplamiento.

Substrato	w	h	t	L_1	L_2
Cuclad 250	2.50 mm	0.85 mm	35 µm	50.0 mm	30.0 mm
RO4350B	1.05 mm	0.51 mm	35 µm	50.0 mm	30.0 mm
FR-4	2.84 mm	1.55 mm	35 µm	50.0 mm	30.0 mm

Tabla I
PARÁMETROS DE DISEÑO DE LA LÍNEA MICROSTRIP PRESENTADA EN FIG. 1.

La medida de la doble línea MS, tanto a temperatura ambiente como en todo el rango de temperaturas, se realiza mediante un Analizador de Redes Vectoriales Rohde & Schwarz (R&S) ZVA 50 en el rango de frecuencia de 50 MHz a 8 GHz. Se utilizan conectores de montaje en borde SMA RS Pro Straight de 50 Ω. Primero, se aplica una calibración *Through-Open-Short-Match* (TOSM) para llevar el plano de referencia de las medidas a los extremos de los cables que conectan el VNA al *feedthrough* de la cámara [6, Fig. 4]. Para ello, se utiliza el kit de calibración S3601 y cables HUBER+SUHNER SUCOFLEX 102 de 2.92 mm.

Se tiene previsto realizar las medidas en la cámara climática de atmósfera inerte "Little Magallanes" del área de

Ensayos Medioambientales del INTA [12]. Esta cámara tiene un rango de temperaturas que varía entre -180 °C y 175 °C, con un máximo de gradiente de temperatura de 30 °C por minuto. No obstante, las pruebas aquí presentadas se realizan a temperatura ambiente, teniendo en cuenta el *feedthrough* entre la cámara climática y el exterior.

III. Simulación y validación

Para validar el proceso de extracción, se simula un modelo de sección transversal para cada substrato estudiado. Las simulaciones de la línea MS se realizan con ANSYS Electronics Desktop 2023 R1, mediante el método de elementos finitos. Se utilizan condiciones de contorno de tipo "Radiation" mientras que las excitaciones se realizan con puertos de tipo "*wave port*" y normalizados a 50 Ω. El rango de frecuencia considerado es de 50 MHz a 8 GHz. Cada simulación tiene dos conectores a cada extremo como se muestra en la Fig. 2. Todos los algoritmos de extracción se desarrollaron en MATLAB R2012b.

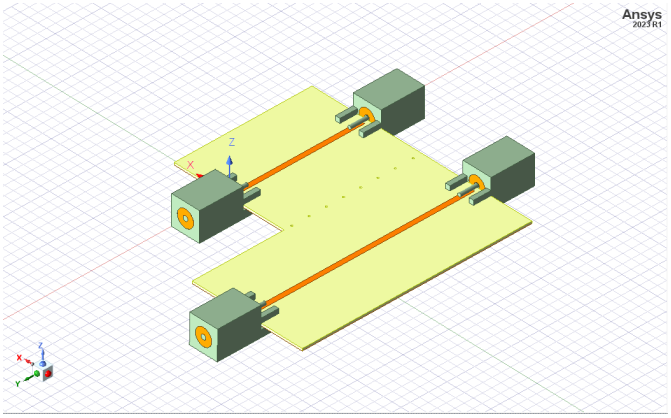


Fig. 2. Simulación de una doble línea microstrip con conectores SMA de montaje de borde recto RS Pro 50 Ω en ANSYS HFSS 2023 R1.

Existen varios métodos para obtener la permitividad del substrato ε_r a partir de la permitividad efectiva $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ [13], [14]. El método escogido utiliza una función de w/h que relaciona ε_r y $\varepsilon_{r,\text{eff}}$. Dadas las condiciones $0 \leq w/h < \infty$ y $\frac{1+\varepsilon_r}{2} \leq \varepsilon_{r,\text{eff}} \leq \varepsilon_r < \infty$ para una línea MS estándar [13], se define una función $F(\varepsilon_r, w/h)$ tal que

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot F\left(\varepsilon_r, \frac{w}{h}\right). \tag{8}$$

La clase de funciones irracionales verifica estas condiciones, y con una precisión de ±2 por ciento para $\varepsilon_{r,\text{eff}}$, se calcula que

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}. \tag{9}$$

A. *De-embebido de los cables y resta de líneas*

El método de de-embebido de los parámetros S no usa métodos de calibración, sino que emplea la representación de matriz en cascada [15] (WCM) para eliminar los efectos de los cables y del *feedthrough*. En la configuración de doble MS, se obtienen las matrices T de los cables, del *feedthrough*, y de ambas MS por separado. Después, se eliminan los efectos de los cables y del *feedthrough* a ambas MS multiplicando a la izquierda y a la derecha por la matriz inversa de cada uno de los cables y del *feedthrough*. Los parámetros T de la línea MS resultante de longitud L se obtienen multiplicando la matriz T de la línea larga por la matriz T inversa de la línea corta. Finalmente, se recuperan los parámetros S de la línea MS resultante.

Se calibra en la punta de los cables que se conectan al *feedthrough* de la cámara climática. En este caso, es necesario medir los parámetros S de los cables del interior de la cámara climática además del *feedthrough* para calcular la línea de transmisión MS equivalente (resta de las dos líneas). De otro modo, la resta directa de los parámetros S con calibración en punta de *feedthrough* da un resultado erróneo, pues en la representación WCM las matrices T no conmutan entre ellas, y las contribuciones de los cables del interior de la cámara no se anulan. Hay, por lo tanto, que medir los cables y el *feedthrough* y quitarlos previamente a la resta de las líneas.

B. *Extracción de la permitividad*

Los parámetros S obtenidos tras el de-embebido se utilizan para calcular la constante de propagación en (3), y extraer directamente la parte real de la permitividad efectiva a partir de la ecuación (7a). Posteriormente, la permitividad del sustrato se deduce de la permitividad efectiva mediante la ecuación (9). Los resultados se presentan en la Fig. 3.

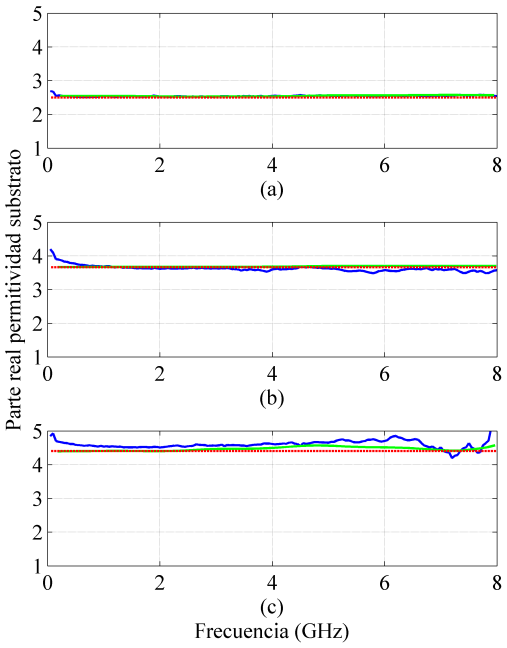


Fig. 3. Parte real de la permitividad del substrato. En azul, los datos extraídos de las medidas. En verde, los datos extraídos de las simulaciones. La línea roja indica el valor teórico. Se estudian los siguientes materiales, de arriba a abajo: CuClad 250 (a), ROGERS 4350B (b) y FR-4 (c).

Resulta útil comparar la calidad de la estimación de ε_r en el rango de frecuencia (50 MHz – 8 GHz) con los valores teóricos y de diseño. Para ello, utilizamos el error absoluto medio porcentual (MAPE) para medir la desviación. Un resumen de estos valores se encuentra en la Tabla II.

C. *Extracción de la tangente de pérdidas dieléctricas*

Para extraer la tangente de pérdidas dieléctricas, se extrae primero la parte imaginaria de la permitividad del sustrato

Substrato	ε_r teórico	MAPE medidas	MAPE simulaciones
CuClad 250	2.5	1.25 %	1.96 %
RO4350B	3.66	2.00 %	0.66 %
FR-4	4.4	5.07 %	1.52 %

Tabla II
MAPE DE LA PERMITIVIDAD CALCULADA DEL SUBSTRATO EN EL RANGO DE FRECUENCIA 50 MHz – 8 GHz

mediante la ecuación (7b). Los valores están en el mismo orden de magnitud que los valores teóricos.

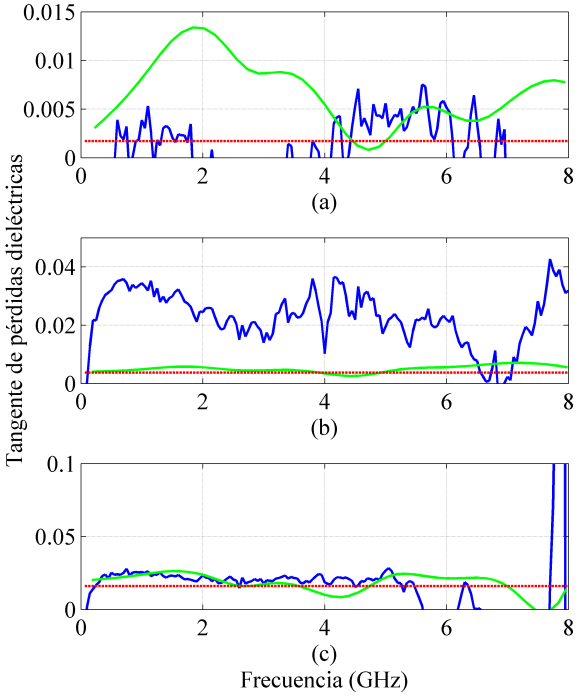


Fig. 4. Tangente de pérdidas dieléctricas del substrato. En azul, los datos extraídos de las medidas. En verde, los datos extraídos de las simulaciones. La línea roja indica el valor teórico. Se estudian los siguientes materiales, de arriba a abajo: CuClad 250 (a), ROGERS 4350B (b) y FR-4 (c).

IV. DISCUSIÓN

Se limita la frecuencia superior medida para evitar la aparición de modos transversales indeseados y conservar un modo cuasi-TEM. Sin embargo, la aproximación cuasi-TEM pierde validez antes de las frecuencias de corte de los modos transversales superiores [16]. Las frecuencias de corte dependen del material estudiado y de las dimensiones de la línea MS, por lo que este fenómeno se observa a diferentes frecuencias dependiendo del material. En el caso del Cuclad 250 y del RO4350B, esta pérdida de la asunción cuasi-TEM tiene lugar alrededor de los 10 GHz. Se puede observar en la Fig. 3 cómo en el caso del FR-4 la precisión de la extracción de ε_r disminuye notablemente alrededor de los 8 GHz debido a la ambigüedad de extracción de fase cuando se pierde la asunción cuasi-TEM mencionada en II. *A*.

V. CONCLUSIÓN

En este artículo se estudian las técnicas de extracción de permitividad y tangente de pérdidas dieléctricas utilizando líneas estándar de transmisión de microstrip de diferentes longitudes. Estos métodos permiten extraer propiedades dieléctricas de parámetros de dispersión, tanto simulados como medidos. Se propone un procedimiento flexible y robusto que aprovecha técnicas de extracción existentes y proporciona resultados precisos y estables en el rango de frecuencias estudiado. Si bien los resultados presentados se obtuvieron a temperatura ambiente y mediante simulaciones, la metodología estudiada se adapta fácilmente a cambios de temperatura, incluso a temperaturas criogénicas. Los trabajos futuros incluyen la medida de parámetros S a bajas temperaturas en la cámara climática del Área de Ensayos Ambientales del INTA "Little Magallanes" y el desarrollo de un modelo más complejo de la variación de la permitividad en función de la temperatura.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) bajo el proyecto FICS (PID2020-115325GB-C31).

REFERENCIAS

[1] A. A. Baker and M. L. Scott, *Composite materials for aircraft structures*. AIAA, 2016.
[2] K. Wu, R. Su, and X. Wang, "Space charge behavior in polymeric materials under temperature gradient," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 36, no. 2, pp. 37–49, 2020.
[3] M. Jacob, J. Mazierska, K. Leong, and J. Krupka, "Microwave properties of low-loss polymers at cryogenic temperatures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 2, pp. 474–480, 2002.
[4] U. C. Hasar and C. R. Westgate, "A broadband and stable method for unique complex permittivity determination of low-loss materials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 2, pp. 471–477, 2009.
[5] D. Barret, V. Albouys, J.-W. d. Herder, L. Piro, M. Cappi, J. Huovelin, R. Kelley, J. M. Mas-Hesse, S. Paltani, G. Rauw *et al.*, "The athena x-ray integral field unit: a consolidated design for the system requirement review of the preliminary definition phase," *Experimental Astronomy*, vol. 55, no. 2, pp. 373–426, 2023.
[6] B. Plaza Gallardo, A. Auñón Marugán, P. Zamorano Fernández, D. Ramos Somolinos, and D. Poyatos Martínez, "Diseño de un sistema de caracterización electromagnética para materiales a baja y alta temperatura," in *XXXIX Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, 2024.
[7] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, pp. 377–382, 1970.
[8] P. Seiler, B. Klein, and D. Plettemeier, "Analytical and experimental investigation of substrate permittivity and loss up to 67 GHz," in *The 20th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC2014)*, 2014, pp. 123–128.
[9] O. Luukkonen, S. I. Maslovski, and S. A. Tretyakov, "A stepwise nicolson–ross–weir-based material parameter extraction method," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1295–1298, 2011.
[10] E. C. Jordan, *Electromagnetic waves and radiating systems*. Prentice-Hall, 1958.
[11] N. M. Ridler, "Choosing line lengths for calibrating waveguide vector network analysers at millimetre and sub-millimetre wavelengths." *National Physical Laboratory*, 2009.
[12] INTA, "Ensayos ambientales climáticos," https://shorturl.at/k1tjw, accedido: 27-03-2025.
[13] M. V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits," *The Bell System Technical Journal*, vol. 48, no. 5, pp. 1421–1444, 1969.
[14] P. Seiler and D. Plettemeier, "A method for substrate permittivity and dielectric loss characterization up to subterahertz frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 4, pp. 1640–1651, 2019.
[15] U. C. Hasar, H. Ozturk, H. Korkmaz, V. Nayyeri, and O. M. Ramahi, "De-embedding method for a sensing area characterization of planar microstrip sensors without evaluating error networks," *Scientific Reports*, vol. 14, no. 1, p. 10062, 2024.
[16] A. Rao, E. Bogatin, M. Piket-May, and M. Hadi, "A new perspective on quasi-tem behavior in microstrip transmission lines," in *2023 IEEE 32nd Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*, 2023, pp. 1–3.