

# Desarrollo de un sistema de medición de la permitividad compleja en alimentos para frecuencias de microondas mediante parámetros S

Alejandro Henze  
Departamento de Ingeniería  
Electrónica, UTN-FRBA  
Buenos Aires, Argentina  
ahenze@frba.utn.edu.ar

Carolina Kupzevich  
Departamento de Ingeniería  
Electrónica, UTN-FRBA  
Buenos Aires, Argentina  
ckupce@frba.utn.edu.ar

Rodolfo Mascheroni  
CIDCA, CONICET CCT La Plata  
UNLP, CICPBA  
La Plata, Argentina  
rmasche@ing.unlp.edu.ar

Vanesa Zerpa  
Tecnologías Químicas, CTQ  
UTN-FRBA  
Buenos Aires, Argentina  
vanesaestefaniazerpa@gmail.com

Patricia Della Roca  
Tecnologías Químicas, CTQ  
UTN-FRBA  
Buenos Aires, Argentina  
pdellaroca@frba.utn.edu.ar

Javier Arballo  
CIDCA, CONICET CCT La Plata  
UNLP, CICPBA, La Plata, Argentina  
y CTQ UTN-FRBA  
jraballo@conicet.gov.ar

**Resumen**— La caracterización de las propiedades dieléctricas en alimentos a altas frecuencias es crucial para el desarrollo de técnicas de procesamiento como cocción, pasteurización, deshidratación, entre otros, permitiendo la predicción de sus pérdidas dieléctricas y respuestas térmicas en función de la temperatura, humedad y composición. Este trabajo presenta el desarrollo y construcción de un sistema de medición de la permitividad compleja en frecuencias de microondas basado en el método de la sonda coaxial tipo open-ended para alimentos vinculados con procesos de deshidratación y secado. Estos son irradiados con ondas electromagnéticas y se miden los correspondientes parámetros Scattering utilizando un analizador de redes vectorial. La fabricación de la sonda coaxial, el desarrollo matemático del algoritmo de conversión, la definición de los patrones de referencia utilizados y el procedimiento de calibración y medición también se detallan en este trabajo. Finalmente se muestran los resultados de la permitividad compleja obtenidos en alimentos de alto contenido de agua como frutas y hortalizas, y en líquidos como soluciones de sacarosa para una determinada temperatura. Se observan resultados satisfactorios, validando las mediciones obtenidas hasta 4 GHz con publicaciones existentes y destacando la importancia de las correcciones por temperatura y las condiciones homogéneas que deben poseer las muestras para obtener datos repetibles y precisos.

**Palabras clave**—alimentos, parámetros S, propiedades dieléctricas, microondas, permitividad, sonda coaxial

## I. INTRODUCCIÓN

La permitividad compleja  $\epsilon^*$  describe cómo un material reacciona ante un campo electromagnético aplicado y, a la vez, cómo ese material afecta el comportamiento de las ondas que se propagan a través de él. Se define la permitividad relativa compleja  $\epsilon_r = \epsilon^*/\epsilon_0 = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$  donde  $\epsilon_0$  es la permitividad del vacío. La parte real  $\epsilon_r'$  es la constante dieléctrica e indica el grado de polarización y almacenamiento de energía, mientras que la parte imaginaria  $\epsilon_r''$  es el factor de pérdida dieléctrica y se relaciona con la absorción de energía del material. Sus valores dependen de la estructura y las interacciones moleculares del material que se producen en distintas frecuencias.

La caracterización de las propiedades dieléctricas en alimentos en alta frecuencia a través de la medición de su permitividad ha ganado cada vez más trascendencia, en especial en los campos de investigación y desarrollo de nuevas técnicas de procesamiento, cocción y deshidratación en la industria alimenticia, ya que permite obtener resultados de dicho comportamiento eléctrico a través de correlaciones para la predicción de las pérdidas dieléctricas en alta frecuencia en función de la temperatura, humedad y composición. A partir de dichas ecuaciones predictivas, es posible simular computacionalmente los complejos fenómenos multifísicos que están involucrados en el procesamiento de alimentos con microondas [1,2]. El calentamiento industrial de alimentos con microondas produce un calentamiento rápido y volumétrico debido al calor interno generado a través de la rotación de dipolos y la conductividad iónica [3]. Debido a esto, un importante número de trabajos han sido publicados sobre el tema [1-5].

En la actualidad la mayoría de los métodos utilizados para la medición de  $\epsilon_r$  en alimentos en frecuencias de microondas utilizan un sistema de medición basado en los parámetros Scattering de reflexión y/o transmisión en forma conducida o radiada mediante el uso de un analizador de redes vectorial (VNA) comercial [6]. Además, se debe contar con un software que se comercializa por separado junto con los correspondientes accesorios dependiendo del método a usar (ver Fig. 1).

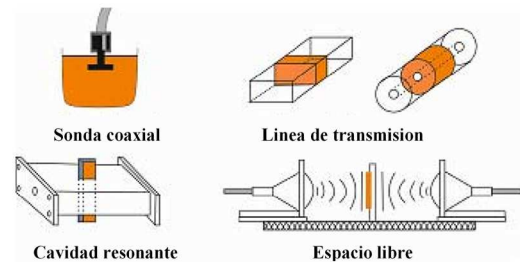


Fig. 1. Ejemplo de métodos y accesorios utilizados en la medición de la permitividad relativa compleja  $\epsilon_r$  en alimentos

Esto último tiene generalmente un costo elevado que resulta difícil poder acceder para muchos centros de

investigación y para la mayoría de las pequeñas y medianas empresas. Por tal motivo en el presente trabajo se desarrolla todo el sistema de medición de la permitividad  $\epsilon_r$  para alimentos de alto contenido de agua tanto en líquidos (soluciones de sacarosa) como en sólidos y semisólidos (frutas y hortalizas). Para ello se optó por utilizar el método de medición con sonda coaxial tipo open-ended para un rango de frecuencias entre 100 MHz y 10 GHz. Este desarrollo incluye el diseño y fabricación de la sonda coaxial, la elaboración del software de control, procesamiento y cálculo computacional para obtener la constante dieléctrica  $\epsilon_r'$  y el factor de pérdida dieléctrica  $\epsilon_r''$  a partir de los parámetros  $S$  medidos por un VNA portátil. Finalmente se validarán los resultados obtenidos.

## II. MEDICIÓN DE LA PERMITIVIDAD CON SONDA COAXIAL TIPO OPEN-ENDED

### A. Principio de Funcionamiento de la sonda coaxial

La sonda tipo open-ended consiste en una línea de transmisión coaxial con impedancia característica  $Z_0$  del tipo semirrígida con su extremo terminado en circuito abierto [7]. Como se muestra en la Fig. 2, la sonda posee un plano de contacto (plano 2) con la muestra a caracterizar (MUT, por su sigla en inglés), ya sea por contacto directo si la muestra es sólida, o por inmersión si se trata de un líquido. Por otro lado, posee un plano eléctrico (plano 1) definido en su conector de entrada donde la sonda se conecta a un VNA el cual mide su coeficiente de reflexión de entrada  $\Gamma_m$  como parámetro  $S_{11}$ . Posteriormente, mediante la calibración del conjunto VNA-sonda (ver Sección III) se calcula el  $\Gamma_M$  de la muestra y, finalmente, mediante un algoritmo de conversión detallado en la Sección II se obtiene el valor complejo de  $\epsilon_r$  de la muestra a caracterizar.

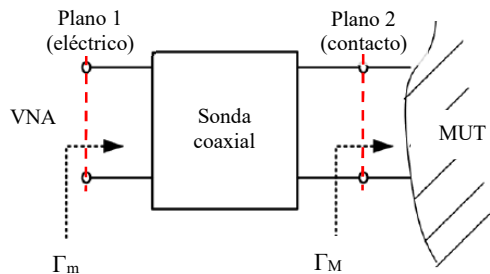


Fig. 2. Plano eléctrico y plano de contacto de la sonda open-ended

Las ventajas de este método son:

- Es apto para cualquier muestra sólida o semisólida, mientras que exista un adecuado contacto superficial. Es ideal en caso de muestras líquidas.
- Luego de la calibración, la repetitividad de la medición es muy buena.
- La medición puede realizarse en un ambiente de temperatura controlada.

Como desventajas más importantes puede mencionarse que solo se puede medir el parámetro de reflexión y además el resultado de la medición se ve fuertemente afectado por la presencia de gaps o burbujas de aire entre la sonda y la muestra [6].

### B. Modelo circuital equivalente

El desarrollo del método parte del circuito eléctrico equivalente de la Fig. 3 que se forma al estar en contacto la sonda con la muestra.

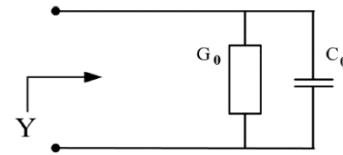


Fig. 3: Circuito equivalente en el plano de contacto de la sonda con el medio bajo ensayo

Si el tamaño de la muestra es lo suficientemente grande para despreciar las deformaciones de los campos eléctrico y magnético de la onda incidente, entonces se la puede considerar como un medio de tamaño infinito y la admitancia de entrada  $Y$  de la sonda se define según [8] como

$$Y = j\omega\epsilon_c C_0 + \epsilon_c^{\frac{5}{2}} G_0 \quad (1)$$

Donde  $C_0$  contempla la capacidad marginal en el dieléctrico del conector y la capacidad debido al campo de dispersión que aparece debido al medio bajo ensayo MUT,  $G_0$  es el coeficiente de pérdidas por radiación en la sonda y  $\omega$  es la frecuencia angular ( $\omega = 2\pi f$ ). Al tratarse de un medio con pérdidas (conductividad  $\sigma \neq 0$ ) se define  $\epsilon_c$  como la permitividad relativa de dicho medio. Por lo tanto, la capacidad y la conductancia son dependientes de  $\epsilon_c$ , la frecuencia  $f$  y las dimensiones de la sonda. Además, la admitancia  $Y$  está relacionada con el parámetro  $S_{11}$  según (2)

$$Y = \left( \frac{1-S_{11}}{1+S_{11}} \right) \frac{1}{Z_0} \quad (2)$$

Si la longitud de onda  $\lambda$  es comparable con las dimensiones de la sonda, esta se comportará como un elemento irradiante (i.e. una antena) como muestra la Fig. 4 con una admitancia de entrada:

$$Y = G_0(\epsilon_c, \omega) + j\omega C_0(\epsilon_c, \omega) \quad (3)$$

Donde  $C_0$  y  $G_0$  son constantes si la sonda irradia en el espacio libre.

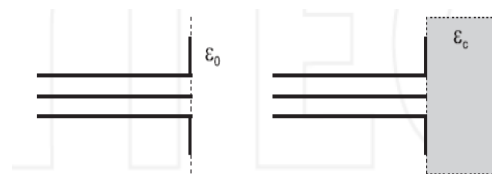


Fig.4. Sonda como elemento irradiante. Derecha: medio con dieléctrico ( $\epsilon_c$ ) Izquierda: medio sin dieléctrico ( $\epsilon_0$ ).

Si se reemplaza el espacio libre que rodea la sonda por un medio con pérdidas, la dependencia de la admitancia de la antena respecto de las propiedades del medio puede ser descrita mediante el teorema de Deschamps [9]

$$Y(\epsilon_c, \omega) = \sqrt{\epsilon_c} Y_0(1, \omega, \sqrt{\epsilon_c}) \quad (4)$$

Esto significa que la admitancia de un medio con permitividad  $\epsilon_c$  a una frecuencia angular  $\omega$  es la misma que la admitancia medida en el espacio libre a una frecuencia  $\sqrt{\epsilon_c}$  mayor y multiplicada por dicha constante.

Se puede demostrar que si se expande la función de Bessel en (4) a una serie de MacLaurin se llega a (1). Esto significa el comportamiento de la sonda en baja frecuencia se puede representar con el circuito equivalente del capacitor por campo marginal de la Fig. 3, mientras que en alta frecuencia se asemeja al comportamiento de un elemento irradiante (Fig. 4).

### III. CALIBRACIÓN DEL SISTEMA DE MEDICIÓN

#### A. Método de calibración I

Para verificar la estabilidad térmica del VNA y la repetibilidad mecánica de los cables y adaptadores en todo el rango de frecuencias a medir, se debe calibrar primeramente el VNA en el plano eléctrico previo a la sonda (plano 1 de la Fig. 2) mediante el método de calibración OSM [10]. Luego para verificar el correcto funcionamiento de la sonda coaxial se realiza una corrección de fase del parámetro  $S_{11}$  medido con la sonda conectada al cable del VNA. Esta corrección se la conoce como embedding de la sonda y se puede realizar internamente en el VNA con el método de Normalización a 1 Puerto [11], o en forma externa con algún programa de procesamiento matemático (MatLab, VNA Tools II). Esto produce una corrección en el módulo y principalmente en la fase del coeficiente de reflexión medido con el objetivo de medir en todas las frecuencias un valor  $S_{11} = 1 + j0$  con la sonda en contacto con el aire.

#### B. Método de calibración II

Este método de calibración se basa en un modelo que incorpora cuatro patrones de referencia conocidos, corrigiendo así los tres errores sistemáticos de la sonda en el plano de contacto del MUT (plano 2 de la Fig. 2). El cuarto patrón es utilizado para hallar la conductancia normalizada  $G_n$  del modelo del circuito equivalente de la Fig. 3.

Partiendo de (2) en el plano de contacto de la sonda para un determinado MUT se sabe que:

$$Y_M = \frac{1 - \Gamma_M}{1 + \Gamma_M} \quad (5)$$

Donde  $Y_M$  es la admitancia del MUT normalizada en el plano de contacto y  $\Gamma_M$  es su coeficiente de reflexión. Del modelo de tres términos de error de un VNA a un puerto [10]

$$\Gamma_M = \frac{\Gamma_m - e_{00}}{\Gamma_m e_{11} - \Delta_e} \quad (6)$$

Donde  $e_{00}$ ,  $e_{11}$  y  $\Delta_e$  son los tres errores sistemáticos de la sonda coaxial. Reemplazando (5) en (6) y operando.

$$e_{00}(1 + Y_M) + e_{11}\Gamma_m(1 - Y_M) + \Delta_e(Y_M - 1) = Y_M\Gamma_m + \Gamma_m \quad (7)$$

Despejando  $Y_M$  de la expresión (7)

$$Y_M = \frac{\Gamma_m e_{11} - \Delta_e - \Gamma_m + e_{00}}{\Gamma_m e_{11} - \Delta_e + \Gamma_m - e_{00}} \quad (8)$$

Partiendo de (7) se plantea un set de tres ecuaciones con tres incógnitas ( $e_{00}$ ,  $e_{11}$  y  $\Delta_e$ ) considerando tres admitancias  $Y_i$  conocidas  $\{Y_1, Y_2, Y_3\}$  y sus respectivos coeficientes de reflexión medidos  $\{\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3\}$  por el VNA (distintos de  $Y_M$  y  $\Gamma_m$  respectivamente)

$$\begin{cases} e_{00}(1 + Y_1) + e_{11}\Gamma_1(1 - Y_1) + \Delta_e(Y_1 - 1) = Y_1\Gamma_1 + \Gamma_1 \\ e_{00}(1 + Y_2) + e_{11}\Gamma_2(1 - Y_2) + \Delta_e(Y_2 - 1) = Y_2\Gamma_2 + \Gamma_2 \\ e_{00}(1 + Y_3) + e_{11}\Gamma_3(1 - Y_3) + \Delta_e(Y_3 - 1) = Y_3\Gamma_3 + \Gamma_3 \end{cases}$$

A partir de estas expresiones se puede operar matemáticamente para obtener  $e_{00}$ ,  $e_{11}$  y  $\Delta_e$  en función de  $\{Y_1, Y_2, Y_3, \Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3\}$ . Luego, reemplazando  $e_{00}$ ,  $e_{11}$  y  $\Delta_e$  en (8) se llega a que:

$$Y_M = -\frac{Y_2 Y_3 \Delta_{m1} \Delta_{32} + Y_1 Y_3 \Delta_{m2} \Delta_{13} + Y_1 Y_2 \Delta_{m3} \Delta_{21}}{Y_1 \Delta_{m1} \Delta_{32} + Y_2 \Delta_{m2} \Delta_{13} + Y_3 \Delta_{m3} \Delta_{21}} \quad (9)$$

Donde  $\Delta_{ij} = \Gamma_i - \Gamma_j$

Se puede demostrar a partir de (9) que se cumple la siguiente relación:

$$\frac{(Y_M - Y_1)(Y_3 - Y_2)}{(Y_M - Y_2)(Y_1 - Y_3)} = \frac{(\Gamma_m - \Gamma_1)(\Gamma_3 - \Gamma_2)}{(\Gamma_m - \Gamma_2)(\Gamma_1 - \Gamma_3)} = \frac{\Delta_{m1} \Delta_{32}}{\Delta_{m2} \Delta_{13}} \quad (10)$$

En base a (10) se puede aplicar transformaciones lineales a las admitancias sin alterar la igualdad. Con esto se observa que no son cruciales los valores absolutos de los coeficientes de reflexión medidos, sino la diferencia entre ellos.

#### 1) Modelo de Admitancia completo

Como se mencionó anteriormente, se puede aplicar una transformación lineal a las admitancias sin alterar la igualdad en (10). Por tal motivo aplicando la siguiente transformación lineal a las admitancias:

$$Y'_M(\omega, \epsilon_M) = \left(\frac{1}{j\omega c_0 z_0}\right) Y_M(\omega, \epsilon_M) - \left(\frac{c_f}{c_0}\right) \quad (11)$$

Reemplazando (1) en (11):

$$Y'_M = \epsilon_M + G_n \epsilon_M^{\frac{5}{2}} \quad (12)$$

Donde  $\epsilon_M$  es la permitividad relativa compleja del MUT y la conductancia normalizada se define como  $G_n = \frac{G_0}{j\omega c_0}$

Dado que al aplicar la transformación lineal no se altera la igualdad (10) es válido decir que:

$$\frac{(Y'_M - Y'_1)(Y'_3 - Y'_2)}{(Y'_M - Y'_2)(Y'_1 - Y'_3)} = \frac{\Delta_{m1} \Delta_{32}}{\Delta_{m2} \Delta_{13}} \quad (13)$$

Reemplazando (12) en (13) y operando:

$$\epsilon_M + G_n \epsilon_M^{\frac{5}{2}} + \frac{Y'_2 Y'_3 \Delta_{m1} \Delta_{32} + Y'_1 Y'_3 \Delta_{m2} \Delta_{13} + Y'_1 Y'_2 \Delta_{m3} \Delta_{21}}{Y'_1 \Delta_{m1} \Delta_{32} + Y'_2 \Delta_{m2} \Delta_{13} + Y'_3 \Delta_{m3} \Delta_{21}} = 0 \quad (14)$$

Siendo (14) una ecuación polinómica de 5to orden de  $\epsilon_M^{\frac{1}{2}}$  cuyos coeficientes están en función de  $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$  y de  $G_n$ . En este caso  $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$  son las permitividades relativas de las referencias empleadas como patrón, por lo que son conocidos con exactitud para cada frecuencia en la que se desee medir.  $\Gamma_1, \Gamma_2$  y  $\Gamma_3$  con el VNA.

Para calcular  $G_n$  se reemplaza en (14)  $\epsilon_M$  y  $\Gamma_m$  por  $\epsilon_4$  y  $\Gamma_4$  en base a un cuarto patrón conocido, llegando a:

$$\epsilon_4 + G_n \epsilon_4^{\frac{5}{2}} + \frac{Y'_2 Y'_3 \Delta_{41} \Delta_{32} + Y'_1 Y'_3 \Delta_{42} \Delta_{13} + Y'_1 Y'_2 \Delta_{43} \Delta_{21}}{Y'_1 \Delta_{41} \Delta_{32} + Y'_2 \Delta_{42} \Delta_{13} + Y'_3 \Delta_{43} \Delta_{21}} = 0 \quad (15)$$

Resolviendo numéricamente (15) se obtiene  $G_n$  y, como se conocen todos los coeficientes de (9), se puede obtener el valor complejo de  $\epsilon_M$  resolviendo (14).

## 2) Utilización del corto circuito como patrón

El hecho de utilizar un cortocircuito (short) como uno de los patrones tiene dos ventajas fundamentales: Por un lado, se comporta como una muy buena referencia en alta frecuencia, y por otra parte simplifica notablemente el modelo matemático. Si se considera  $Y_1$  la admitancia del cortocircuito, entonces  $Y_1 \rightarrow \infty$  y (14) se reduce a

$$\epsilon_M + G_n \epsilon_M^5 + \left[ \frac{\Delta_{m2}\Delta_{13}}{\Delta_{m1}\Delta_{32}} Y_3' + \frac{\Delta_{m3}\Delta_{21}}{\Delta_{m1}\Delta_{32}} Y_2' \right] = 0 \quad (16)$$

Reemplazando en (16)  $\epsilon_M$  y  $\Gamma_m$  por  $\epsilon_4$  y  $\Gamma_4$  de un cuarto patrón, se puede despejar de manera más sencilla  $G_n$ :

$$G_n = - \frac{\Delta_{41}\Delta_{32}\epsilon_4 + \Delta_{42}\Delta_{13}\epsilon_3 + \Delta_{43}\Delta_{21}\epsilon_2}{\Delta_{41}\Delta_{32}\epsilon_4^2 + \Delta_{42}\Delta_{13}\epsilon_3^2 + \Delta_{43}\Delta_{21}\epsilon_2^2} \quad (17)$$

Luego, conociendo  $G_n$  se resuelve la ecuación polinómica de 5to orden de (16) para calcular el valor de  $\epsilon_M$ .

## 3) Modelo de Admitancia simplificado

Para materiales de bajas pérdidas se puede considerar  $G_n = 0$  y, usando el patrón de cortocircuito con  $Y_1 \rightarrow \infty$ , entonces (16) se simplifica a :

$$\epsilon_M = - \frac{\Delta_{m2}\Delta_{13}}{\Delta_{m1}\Delta_{32}} \epsilon_3 - \frac{\Delta_{m3}\Delta_{21}}{\Delta_{m1}\Delta_{32}} \epsilon_2 \quad (18)$$

Donde (18) provee una solución rápida y computacionalmente eficiente para calcular el valor de  $\epsilon_M$ , ya que no se necesita conocer los componentes del circuito equivalente de la Fig. 2, y solamente se usan los valores de los coeficientes de reflexión medidos. Por lo tanto, (18) se puede emplear como valor inicial (semilla) para el cálculo numérico del  $\epsilon_M$  del modelo de admitancia completo.

## IV. DESARROLLO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE MEDICIÓN

### A. Construcción de la sonda coaxial

Se fabrica en base a un cable de impedancia característica de 50 ohm y un cabezal plano. Dependiendo de su tamaño este tipo de sonda se puede utilizar según [12] en un amplio rango de frecuencias como muestra la tabla I:

TABLA I. RANGO DE FRECUENCIAS SEGÚN CONECTOR UTILIZADO

Conector	Diámetro conductor externo (mm)	Frecuencia mínima (GHz)	Frecuencia máxima (GHz)
Dezifix B	22	0,03	2
GR 900	14	0,05	3
N	7	0,1	6
SMA (3.5 mm)	3,5	0,2	18
2.4 mm	2,4	0,5	50

Como en este trabajo se realizaron pruebas hasta 10 GHz se emplea un conector tipo SMA con un tramo coaxial semirrígido y el cabezal plano es de 20 mm de diámetro en su extremo. Este cabezal forma el plano de medición de la sonda con el material MUT y además sirve para que no se deforme el campo electromagnético en el plano de medición [12] (ver Fig. 5).

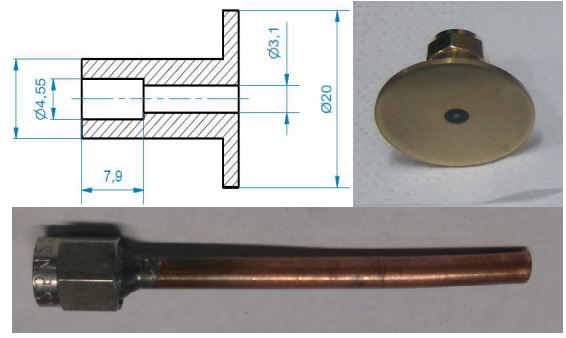


Fig. 5. Izquierda arriba: Corte lateral y dimensiones del cabezal plano exterior (en mm). Derecha arriba: Ensamble del cabezal. Abajo: Cable semirrígido UT-141 utilizado.

### B. Definición y desarrollo de los patrones de referencia

En el proceso de calibración se necesitan dos tipos de patrones de referencia:

- Patrones eléctricos (circuito abierto y cortocircuito).
- Patrones químicos líquidos como agua destilada y 2-propanol.

En el caso de los líquidos patrones, es necesario conocer cómo se comporta su permitividad compleja en función de las frecuencias de interés y de la temperatura de calibración. Según la naturaleza del líquido existen múltiples modelos que permiten calcular sus permitividades (Single-Debye, Double-Debye, Davidson-Cole, etc.) [13].

#### 1) Patrón de circuito abierto:

En este caso la sonda mide la permitividad del aire a cierta temperatura, presión atmosférica y humedad. De [14] se sabe que para frecuencias de microondas la permitividad del aire varía según la tabla II.

TABLA II. VALORES DE PERMITIVIDAD DEL AIRE VARIANDO LA PRESION, TEMPERATURA Y HUMEDAD

Presión (mb)	$\delta\epsilon$ ( $10^{-6}$ )	Temp. (°C)	$\delta\epsilon$ ( $10^{-6}$ )	HR (%)	$\delta\epsilon$ ( $10^{-6}$ )
1000	-7	18	-7	30	-40
1010	-2	19	-4	40	-20
1013,2	0	20	0	50	0
1020	4	21	4	60	20
1030	9	22	8	70	40

Donde  $\epsilon_r = 1,000637 + \delta\epsilon$ , y la condición de referencia es:

$$\text{Presión} = 1013,2 \text{ mb} \quad \text{Temp.} = 20 \text{ °C} \quad \text{HR} = 50 \%$$

Si las condiciones ambientales se encuentran dentro de los valores arriba mencionados se puede adoptar un valor de  $\epsilon_r = 1,0006$  con un error  $< 0,01\%$ .

#### 2) Patrón de cortocircuito:

Se construyó como cortocircuito coaxial una lámina de cobre de 0,05 mm de espesor en forma de disco con un diámetro de 20 mm. Durante la calibración se puede sostener manualmente el disco contra el cabezal de la sonda. Sin embargo, para frecuencias por encima de 1 GHz el contacto con los conductores de la sonda es muy crítico debido a que

no quedan totalmente coplanares entre sí. Para solucionar este problema se construyó una pieza de soporte por encastre de la sonda con un tornillo en su centro para un contacto óptimo con el cortocircuito (ver Fig. 6).



Fig. 6. Dispositivo de encastre de la sonda con el cortocircuito.

### 3) Patrón de Agua destilada:

El agua destilada es uno de los líquidos mejor estudiados y se usa el modelo Single-Debye para modelizar su comportamiento dieléctrico en todo el espectro de frecuencias [13,15]:

$$\epsilon_r = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + \frac{f^2}{f_r^2}} = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + \omega^2 \tau^2} - j \frac{(\epsilon_s - \epsilon_\infty) \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (19)$$

Donde  $\epsilon_s$  es la permitividad estática,  $\tau$  es el tiempo de relajación y  $\epsilon_\infty$  es la permitividad límite de alta frecuencia.

En la Fig. 7 se observa que frente a un campo electromagnético de alta frecuencia el agua presenta una relajación iónica (región I) y dipolar (región II). Por encima de 1 THz (región III) ocurrirán resonancias atómicas y electrónicas [6].

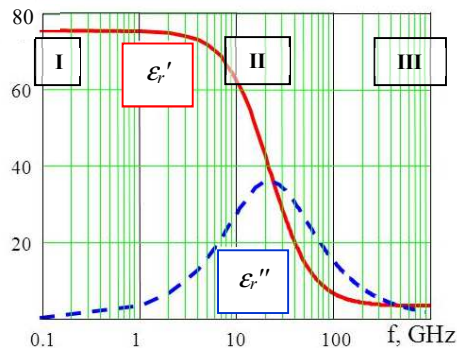


Fig. 7. Modelo de Debye del agua a temperatura constante hasta 1 THz. Valores de  $\epsilon_r'$  (rojo sólido) y  $\epsilon_r''$  (azul rayado)

Como en este trabajo el agua destilada es utilizada hasta 10 GHz (regiones I y II) su permitividad está bien modelizada. Sin embargo, en ciertas frecuencias es necesario realizar una corrección por temperatura. Para ello, de [13] para un rango de variación entre 18 y 25 °C se obtienen las siguientes curvas:

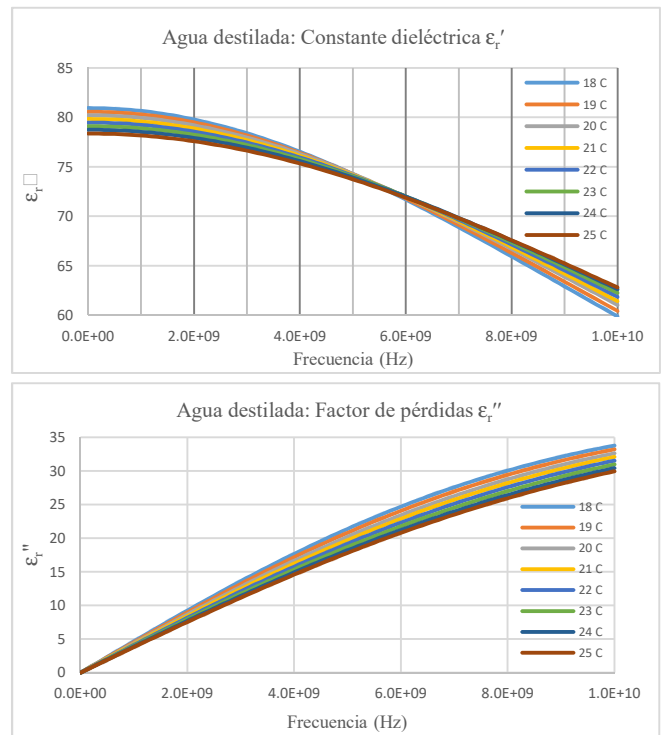


Fig. 8. Valores de  $\epsilon_r'$  (arriba) y  $\epsilon_r''$  (abajo) del agua destilada hasta 10 GHz

La tabla III muestra los valores del modelo de Debye del agua destilada para una frecuencia de 2,45 GHz y entre 18 y 25 °C ya que en este rango de temperaturas han sido reportados distintos alimentos osmodeshidratados secados con microondas [16].

TABLA III. VALORES DEL MODELO SINGLE-DEBYE DEL AGUA DESTILADA PARA F = 2,45 GHz ENTRE 18 Y 25 °C

Temp. (°C)	$\epsilon_\infty$	$\epsilon_s$	$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$
18	5,76	80,93	79,2	11,2
19	5,68	80,56	78,9	11,7
20	5,60	80,20	78,7	12,1
21	5,52	79,83	78,4	12,5
22	5,44	79,47	78,1	13,0
23	5,36	79,10	77,8	13,4
24	5,28	78,74	77,5	13,8
25	5,20	78,38	77,2	14,2

De la tabla anterior se observa que la permitividad del agua destilada a temperatura ambiente varía su parte real e imaginaria unos 0,4 % y 3% respectivamente por cada grado de variación. Por lo tanto, durante la calibración se debe conocer su temperatura real.

### 4) Patrón de 2-Propanol:

Comúnmente llamado alcohol isopropílico. Es otro tipo de líquido cuyo comportamiento dieléctrico en alta frecuencia se calcula con el modelo Doble-Debye [12,17] ya que posee dos frecuencias de relajación

$$\epsilon_r = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_h}{1 + \frac{f^2}{f_{r1}^2}} + \frac{\epsilon_h - \epsilon_\infty}{1 + \frac{f^2}{f_{r2}^2}} \quad (20)$$

Donde  $\epsilon_s$  es la permitividad estática,  $f_{r1}$  y  $f_{r2}$  son las frecuencias de relajación,  $\epsilon_h$  es la permitividad hipotética



límite en alta frecuencia de  $f_{r1}$  y  $\epsilon_{\infty}$  es la permitividad límite de alta frecuencia de  $f_{r2}$ .

En el caso de tener una pureza de 99,7 % las curvas de permitividad se muestran en la Fig. 9 para un rango de variación entre 18 y 25 °C

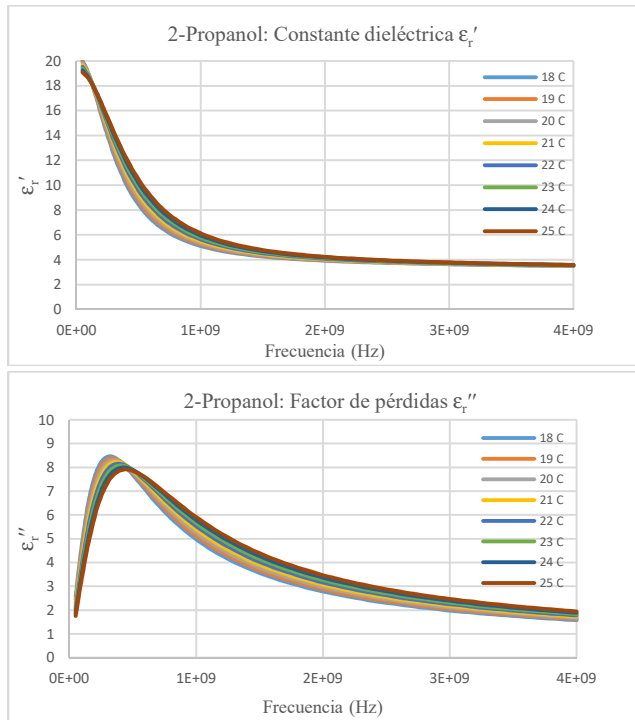


Fig.9. Valores de  $\epsilon_r'$  (arriba) y  $\epsilon_r''$  (abajo) para 2-propanol al 99,7% de pureza hasta 4 GHz

La tabla IV muestra los valores del modelo Doble-Debye del 2-Propanol para una frecuencia de 2,45 GHz y entre 18 y 25 °C.

TABLA IV. VALORES DEL MODELO DOBLE-DEBYE DEL 2-PROPANOL PARA F = 2,45 GHz ENTRE 18 Y 25 °C

Temp. (°C)	$\epsilon_{\infty}$	$\epsilon_s$	$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$
18	3,05	20,42	3,76	2,35
19	3,05	20,27	3,79	2,43
20	3,06	20,11	3,81	2,50
21	3,06	19,95	3,84	2,59
22	3,06	19,79	3,87	2,67
23	3,06	19,63	3,90	2,75
24	3,07	19,46	3,94	2,84
25	3,06	19,30	3,98	2,93

De la tabla anterior se observa que la permitividad del 2-propanol a temperatura ambiente varía su parte real e imaginaria unos 0,03 % y 0,08 % respectivamente por cada grado de variación. Por lo tanto, no es necesario para esta frecuencia corregir los valores por temperatura.

### C. Desarrollo del software de control y procesamiento de datos

Se desarrolló un programa de control del VNA, toma de datos y procesamiento matemático incluyendo corrección por temperatura basado en distintos scripts de MatLab. Los resultados obtenidos se guardan en un archivo Touchstone

tipo s1p. Al ser un sistema de medición portátil, se utilizó una notebook y una conexión LAN al equipo VNA Fieldfox N9917A (ver Fig. 10).



Fig. 10. Sistema de medición: VNA y software de control y procesamiento de datos

### D. Pasos de Calibración y Medición

Cuando se realiza el montaje mecánico se debe efectuar los siguientes pasos:

a) Calibrar el conjunto VNA-Cable en el plano del conector SMA en todo el rango de frecuencias de interés con el método OSM en base al Método de Calibración I descrito en la Sección III A.

b) Conectar la sonda coaxial y calibrar el VNA con el método de Normalización a 1 Puerto [11] con circuito abierto utilizando como referencia el aire.

c) Repetir el punto anterior hasta lograr una deriva térmica adecuada en los valores obtenidos en todo el rango de frecuencias.

Una vez que se verifica la estabilidad térmica y repetibilidad mecánica del sistema de medición, seguir los siguientes pasos de calibración en base al Método de Calibración II descrito en la Sección III. B:

d) Iniciar el software de control, ingresar la temperatura ambiente y ejecutar la rutina de calibración.

e) Medir el cortocircuito short (ver Fig. 11) ( $\epsilon_1$ ).

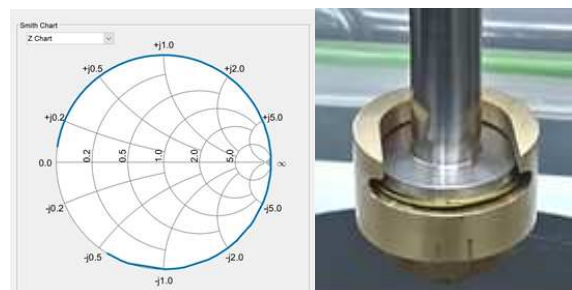


Fig. 11. Izquierda: Resultado del valor de  $\Gamma_m$  a obtener con el cortocircuito. Derecha: Montaje de la sonda con el cortocircuito.

f) Medir el circuito abierto open ( $\epsilon_2$ ).

g) Medir el agua destilada (ver Fig. 12) ( $\epsilon_3$ ).

h) Medir el alcohol isopropílico de alta pureza ( $\epsilon_4$ ) (solamente para el modelo de admitancia completo).

i) Medir el MUT o líquido a ensayar a la temperatura deseada. ( $\epsilon_M$ ).

j) Ingresar los valores de referencia y medidos en ecuación de la conductancia normalizada (si corresponde).



Fig. 12. Medición del agua destilada

Finalmente el programa mostrará los valores de permitividad relativa compleja  $\epsilon_r'$  y  $\epsilon_r''$  calculado en todas las frecuencias de interés.

#### V. MEDICIONES DE PERMITIVIDAD EN ALIMENTOS

Para evitar errores de medición debido a efectos de borde del campo EM en la sonda y por reflexiones de la onda dentro del medio a ensayar debido al efecto skin, el tamaño mínimo de la muestra de alimento deberá tener un diámetro del doble del cabezal de la sonda (40 mm) y un espesor de 20 mm como muestra la Fig. 13.

Las mediciones mostradas se realizaron a una temperatura ambiente de 20 °C entre 100 MHz y 4 GHz para distintas frutas o verduras utilizadas en procesos de deshidratación, así como también en soluciones de sacarosa de distintas concentraciones.

##### A. Resultados obtenidos en frutas y verduras

Los valores de permitividad obtenidos se muestran en las Fig. 14, 15 y 16. Los resultados obtenidos fueron satisfactorios y se pudo validar en algunos casos como manzana “red delicious” y papa con valores de distintas publicaciones como [18,19].

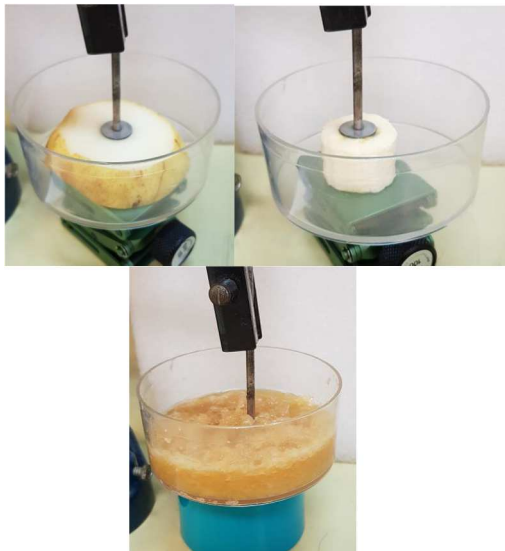


Fig. 13. Medición de permitividad en: (arriba izq.): Papa, (arriba der.): Banana, (abajo): Manzana “red delicious” (puré)

Los mejores resultados obtenidos fueron los medidos en muestras en forma semi-líquida o rallada sin la formación de fases o grumos (mezcla homogénea). En caso de medir en

rodajas o cubos, los valores de  $\epsilon_r'$  y  $\epsilon_r''$  muestran cierta dispersión entre las distintas muestras. Estas diferencias pueden ser debidas principalmente, a la variación del contenido de agua y azúcares según la medición se realice más cerca de la pulpa o de la superficie, y además a las variaciones intrínsecas del producto (grado de madurez y la procedencia de la muestra) que afectan sus propiedades dieléctricas. La mayor dispersión se obtuvo en los valores de  $\epsilon_r'$ .

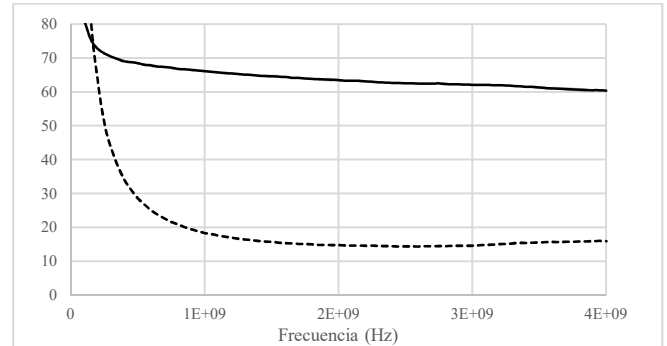


Fig. 14. Parte real  $\epsilon_r'$  (liso) e imaginaria  $\epsilon_r''$  (punteado) en papa – corte transversal

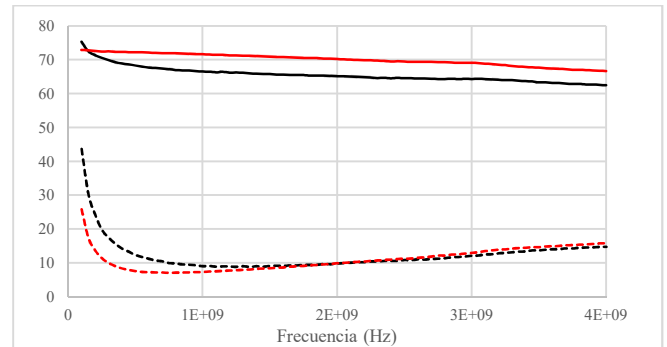


Fig. 15. Parte real  $\epsilon_r'$  (liso) e imaginaria  $\epsilon_r''$  (punteado) en manzana “red delicious” – rojo: corte transversal, negro: puré

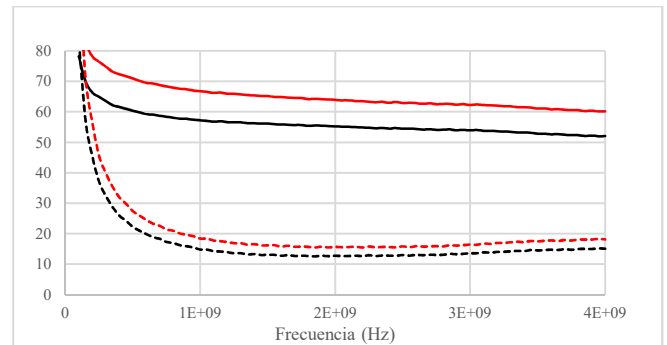


Fig. 16. Parte real  $\epsilon_r'$  (liso) e imaginaria  $\epsilon_r''$  (punteado) en banana – rojo: corte lateral, negro: corte transversal

##### B. Resultados obtenidos en soluciones de sacarosa

Se midió la permitividad en soluciones de sacarosa (Fig. 17), considerando concentraciones entre 0 % y 60 % creadas con el método gravimétrico [20]. La medición se realizó a una temperatura ambiente de 20 °C entre 100 MHz y 4 GHz.

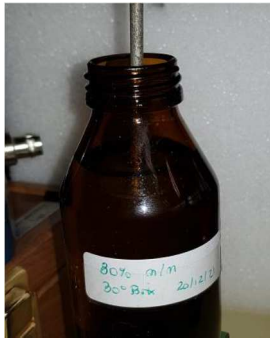


Fig. 17. Medición de permitividad en solución de sacarosa al 30 %

En este caso se obtuvieron resultados como muestra la Fig. 18 con una excelente repetibilidad debido a que la sonda queda sumergida dentro de la muestra durante la medición, siendo un medio mucho más homogéneo.

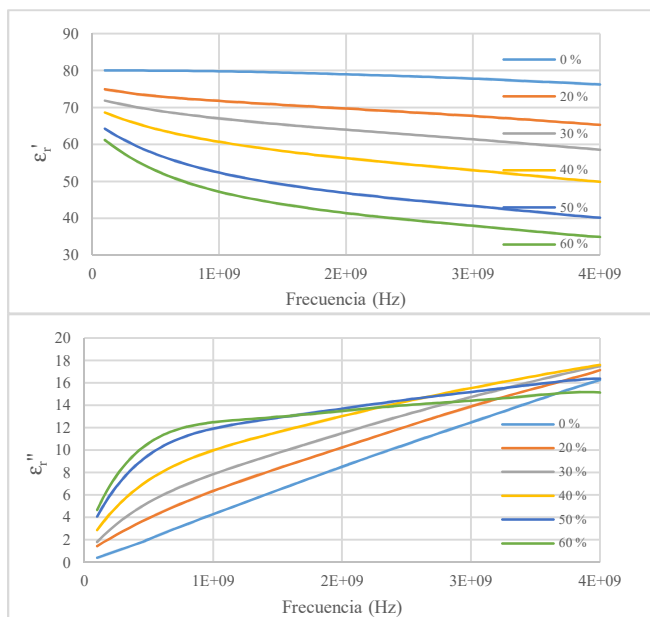


Fig. 18. Soluciones de sacarosa medidas con distintas concentraciones: Parte real  $\epsilon_r'$  (arriba) e imaginaria  $\epsilon_r''$  (abajo)

De la Fig. 18 se observa que la parte real  $\epsilon_r'$  disminuye gradualmente con la concentración hasta el punto de saturación (aproximadamente 60%). Mientras que la variación de la parte imaginaria  $\epsilon_r''$  es mayormente afectada por el cambio de la frecuencia de relajación en cada caso. Por otra parte, se pudo comprobar que las curvas obtenidas son muy dependientes de la temperatura de las muestras, por lo que se debió mantener a la misma temperatura todos los líquidos para evitar errores por derivas térmicas.

## VI. CONCLUSIONES

En el presente trabajo muestra el desarrollo de un sistema de medición de la permitividad relativa compleja mediante parámetros Scattering medidos con un VNA en base al método de la sonda open-ended. La fabricación de la sonda y la elaboración del software de control y cálculo permite independizarse de los costosos programas comerciales, los cuales están acotados al uso de ciertas referencias y algunos de ellos no poseen corrección de la calibración por temperatura. Los resultados obtenidos de la medición de

soluciones de referencia de sacarosa permitieron validar el sistema de medición entre 100 MHz y 4 GHz. Luego se pudo comprobar resultados satisfactorios frente a otras publicaciones en la medición de diversas frutas y verduras que son tratadas en diversos procesos de secado y deshidratación con microondas en frecuencias de 915 MHz y 2450 MHz.

## REFERENCIAS

- [1] M.I.H Khan, Z. Welsh, Y. Gu, M.A. Karim, B. Bhandari, "Modeling of simultaneous heat and mass transfer considering the spatial distribution of air velocity during intermittent microwave convective drying", *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 153, 119668. 2020
- [2] J.R. Arballo, S.M. Goni, R.H. Mascheroni, "Modeling of fluid dynamics and water vapor transport in microwave ovens". *Food and bioproducts processing*, 119, 75-87. 2020.
- [3] J.R. Arballo, L.A. Campañone, "Application of microwave processing in the food industry". In *Emerging Thermal Processes in the Food Industry* (pp. 165-226). Woodhead Publishing. 2023
- [4] D. Dag, R. K. Singh, F. Kong, "Effect of surrounding medium on radio frequency (RF) heating uniformity of corn flour". *Journal of Food Engineering*, 307, 110645.2021
- [5] H. Li, J. Wang, S. Wang, B. Ling, "Performance evaluation of the double screw conveyor in radio frequency systems: Heating uniformity and quality of granular foods". *Innovative Food Science & Emerging Technologies*, 77, 102990.2022
- [6] "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials", Agilent 5989-2589EN Application Note, 2006
- [7] R. Zajiček, L. Oppl and J. VRBA, "Broadband Measurement of Complex Permittivity Using Reflection Method and Coaxial Probes," *Radio Engineering*, Vol. 17, No. 1, April 2008, pp. 14-19.
- [8] N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", 1<sup>st</sup> Edition, 1951.
- [9] G. Deschamps, "Impedance properties of complementary multiterminal planar structures", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-7, pp. 371-378, 1959
- [10] AN 1287-3 "Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements", Agilent 5965-7709E Application Note, 2002
- [11] A. Henze, N. Tempone, "Incomplete 2-Port Vector Network Analyzer Calibration Methods", ARGENCON 2014, DOI: 10.1109/ARGENCON.2014.6868593, 2014
- [12] A. Gregory, "Dielectric Metrology with Coaxial Sensors", Article in *Measurement Science and Technology*, 2015
- [13] A.P. Gregory, R.N. Clarke, "Tables of the Complex Permittivity of Dielectric Reference Liquids at Frequencies up to 5GHz", NPL, 2006.
- [14] J. Medley, "The Dielectric Constant of Air (as Function of Atmospheric Pressure, Temperature and Relative Humidity)", RF & Microwave Standards Division, NPL, UK 1991.
- [15] U. Kaatze, "Complex permittivity of Water as a Function of Frequency and Temperature", *Journal of Chemical and Engineering Data*, Vol. 34, No. 4, 1989
- [16] J.R. Arballo, L.A. Campañone, R.H. Mascheroni, "Modelado matemático del proceso de deshidratación osmótica combinado con la aplicación de microondas como etapa final", II Congreso de Matemática Aplicada, Computacional e Industrial (MACI), pp. 483-494, 2009.
- [17] M. Onimisi, J. Ikyumbur, "Dielectric study of pure 1-propanol and 2-propanol using Debye Relaxation Method", *American Chemical Science Journal* DOI: 10.9734/ACSJ/2016/21662, 2015
- [18] S. Wang1; J. Tang, "Dielectric Properties of Fruits and Insect Pests as related to Radio Frequency and Microwave Treatments", *Biosystems Engineering*, 85 (2), pp. 201–212, 2003
- [19] M.S. Venkatesh; G.S.V. Raghavan, "An Overview of Microwave Processing and Dielectric Properties of Agri-food Materials", *Biosystems Engineering* 88 (1), pp.1–18, 2004
- [20] J.D. Cooper, "Gravimetric Method. In *Soil Water Measurement*", Wiley: Hoboken, NJ, USA, pp. 26–42, 2016