

# Cálculos Computacionales para Estudios de Biocompatibilidad Electromagnética

Samuel Á. Jaramillo Flórez<sup>1</sup>, Yoana M. Morales B.<sup>2</sup>, Jennifer K. Montoya R.<sup>3</sup> y Alejandro C. Parra<sup>4</sup>

**Resumen**— En este trabajo se estudian los efectos que produce la radiación electromagnética en los vegetales. Se utilizan delgadas y alargadas plantas de guadua como antenas transmisoras receptoras de señales eléctricas. Se describe el comportamiento de las ondas electromagnéticas dentro de este material y se definen los parámetros más importantes para especificarlo, desde el punto de vista de su respuesta de frecuencia, su conductividad y su índice de refracción. Se presenta un programa computacional para calcular la reflectividad y las pérdidas de transmisión en una estructura de capas múltiples para estimar los valores de la permitividad compleja de un material biológico en frecuencias de microondas, utilizando los resultados de la medida del parámetro de scattering  $S_{21}$ , y se muestra como diagnosticar las propiedades eléctricas de un material biológico. Las curvas permiten predecir el tamaño de la muestra que debería ser utilizada para obtener exactitud y estabilidad en las medidas de  $S_{21}$  y  $S_{11}$ . Además, se propone un método para la caracterización electromagnética de órganos vegetales (plantas) como la Guadua Angustifolia y las familias Solanaceae, Fagaceae y la Crassulaceae. Finalmente, fueron radiadas plantas de frijol común por campos electromagnéticos de baja frecuencia y se estudió la influencia en su crecimiento. Este método se puede extender fácilmente para clasificar frutas y plantas nutritivas de acuerdo a sus propiedades electromagnéticas.

**Palabras Clave**— Biofísica, Bioelectromagnetismo, tejidos biológicos, división celular, permitividad dieléctrica compleja, polarizabilidad eléctrica, polarización eléctrica, procesos metabólicos, reflectividad, pérdidas de transmisión, productividad vegetal, célula vegetal, SAR (*Specific Absorption Rate*).

Este trabajo ha sido apoyado parcialmente por la Universidad del Quindío, Armenia, Colombia, a través del proyecto 358/2007.

<sup>1</sup>Samuel Á. Jaramillo Flórez es docente de planta en el Programa de Ingeniería Electrónica de la Facultad de Ingeniería en la Universidad del Quindío, Cra. 15, Cll. 12N, Edificio de Ingeniería, 3º Piso, Armenia, Colombia. (correo e: [samuangel@uniquindio.edu.co](mailto:samuangel@uniquindio.edu.co)).

<sup>2</sup>Yoana M. Morales B. es estudiante de último año de Biología en el Programa de Biología, Facultad de Ciencias Básicas, Universidad del Quindío, Armenia, Colombia, (correo e: [milenamorales26@gmail.com](mailto:milenamorales26@gmail.com)).

<sup>3</sup>Jennifer K. Montoya R. es Tecnóloga en Electrónica, Institución Universitaria Pascual Bravo, Medellín, Colombia. (correo e: [jeka402@hotmail.com](mailto:jeka402@hotmail.com)).

<sup>4</sup>Alejandro C. Parra es estudiante de Ingeniería Electrónica de la Facultad de Ingeniería, Universidad del Quindío, Armenia, Colombia, (correo e: [alejocanalla@hotmail.com](mailto:alejocanalla@hotmail.com)).

## I. INTRODUCTION

DIARIAMENTE se convive con diferentes tipos de ondas electromagnéticas, pero las utilizadas por las telecomunicaciones y los electrodomésticos son las más comunes que hay en el medio, originadas principalmente por diferentes tipos de tecnologías usadas, entre los cuales se encuentran la radio, teléfonos celulares y microondas. Las frecuencias típicas a las que trabajan estos equipos son del orden de los 100, 1.500 y 2.450 MHz respectivamente [1], [2].

Las plantas silvestres y las cultivadas con fines alimenticios se ven sometidas, al igual que los humanos, a los efectos de este tipo de ondas, que en ocasiones pueden llegar a alterar algunos de los procesos celulares que se llevan a cabo en ellas. Frecuentemente la influencia de los campos electromagnéticos sobre los seres vivos es estudiada teniendo en cuenta los efectos negativos que puedan ocasionar. Recientemente, se han realizado algunos experimentos para observar las variaciones en la productividad de *Phaseolus vulgaris* (fríjol común) encontrándose que frecuencias cercanas a los 900 MHz inducen a un incremento en la tasa de crecimiento de estas plantas [3].

En este trabajo se utilizan plantas de guadua como antenas transmisoras receptoras de señales eléctricas, se describen varias técnicas para hallar los valores de la permitividad eléctrica  $\epsilon$  y de la conductividad eléctrica  $\sigma$  promedio de órganos vegetales (hojas y arilo), específicamente de individuos pertenecientes a las familias botánicas Solanaceae, Crassulaceae y Fagaceae y, a partir de la permitividad compleja, estimar los porcentajes de absorción de energía, la tasa de absorción específica (SAR), que indica la posible variación en el crecimiento de cada planta y la frecuencia apropiada de la onda electromagnética aplicada para tal fin. Además, fueron radiadas plantas de frijol común por campos electromagnéticos de baja frecuencia y se estudió la influencia en su crecimiento

## II. LA TEORÍA DE LA COMUNICACIÓN APLICADA A LAS PLANTAS COMO ANTENAS

En comunicaciones, una antena es capaz de emitir y recibir ondas de radio. Esta es construida por un conjunto de conductores que, unidos a un generador, permiten la emisión de ondas de radio frecuencia, o que, conectado a una impedancia, sirve para captar las ondas emitidas por una fuente lejana. Para este fin, existen diferentes tipos de antenas a los cuales hay que aplicarle una excitación externa para que

irradie un campo electromagnético. En la naturaleza, los árboles y las plantas constantemente están emitiendo y recibiendo campos electromagnéticos, por lo cual se comportan como antenas, los cuales, si se excitan lo suficiente y de una manera controlada, pueden generar un sistema de comunicación biológico. En su forma más simple, dos árboles o plantas excitados de manera diferente, podrían dar como resultado que uno de ellos se comportaría como transmisor y el otro como receptor. Plantas de guadua delgadas y alargadas se utilizaron como antenas transmisora y receptor de señales de AC. Estas antenas vegetales se pusieron paralelas entre si y su distancia de separación se varió para determinar el alcance máximo. El generador de señales se conectó entre la base de la antena transmisora y la tierra física, y la receptora fue conectada de la misma forma, como se muestra en la Fig. 1(a). Las antenas utilizadas fueron plantas de bambú de 15 cm de largo y 1.10 cm de diámetro. Variando la distancia entre las antenas, para una frecuencia de 50 kHz, se obtuvieron los datos de la Tabla I. Las Figs. 1(b) y 2 muestran otra configuración de antenas biológicas usada.



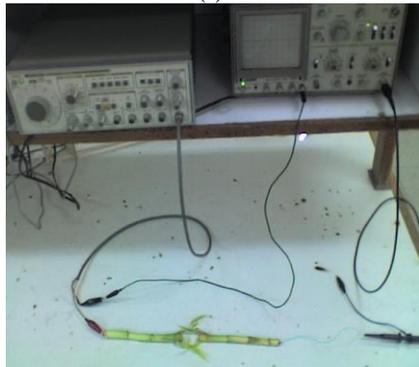
Fig. 2. Antenas biológicas orientadas axialmente.

TABLA I  
VALORES DE POTENCIA RELATIVA EN LA ANTENA RECEPTORA EN FUNCIÓN DE LA DISTANCIA ENTRE LAS ANTENAS TRANSMISORA Y RECEPTORA.

Potencia relativa en la antena receptora ( $10^{-3}$ )	Distancia entre las antenas transmisora y receptora (cm)
1.225	6.00
0.400	7.00
0.306	8.00
0.225	9.00
0.156	10.00
0.100	11.00
0.100	12.00
0.039	13.00
0.025	14.00



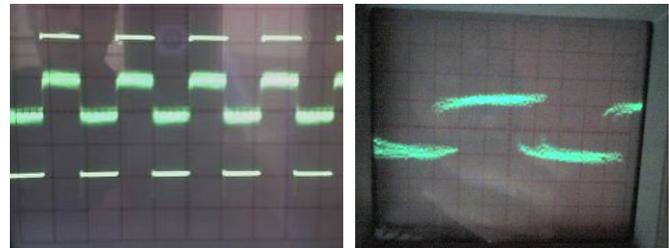
(a)



(b)

Fig. 1. Configuraciones de antenas biológicas: (a) Paralelas (b) Axial.

La Fig. 3 muestra las señales transmitida y recibida en las antenas biológicas utilizadas. En la Fig. 4 se aprecia la relación de la potencia recibida en la antena receptora con la distancia entre las antenas transmisora y receptora. Se comprueba que cumple con la dependencia inversa cuadrática propia de las antenas en radioenlaces, dada por la fórmula de transmisión de Friis  $(P_r/P_t) = G_t G_r (\lambda_0/4\pi r)^2$ , donde  $G_t$  y  $G_r$  son las ganancias de las antenas transmisora y receptora, respectivamente, y  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el espacio libre. Se varió la distancia entre las antenas desde 6.0 cm hasta 14.0 cm y se encontró que la potencia recibida obedece la relación  $(P_r/P_t) = k/r^2$ , donde  $P_r$  y  $P_t$  son las potencias recibida y transmitida, y  $r$  es la distancia de separación entre los extremos más cercanos de las antenas.  $k$  es una constante de proporcionalidad. Para una frecuencia de 1.0 MHz y una distancia de 10.0 cm, la potencia relativa recibida fue de 0.1 mW, y a una distancia de 6.0 cm fue de 0.9 mW a la misma frecuencia.



(a)

(b)

Fig. 3. Señales transmitida y recibida. (a) Configuración en paralelo, (b) Configuración axial.

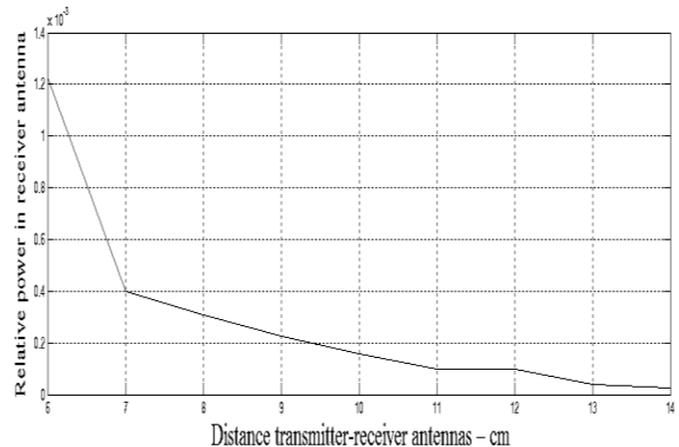


Fig. 4. Potencia relativa en la antena receptora en función de la distancia entre las antenas transmisora-receptora.

### III. LA REFLECTIVIDAD Y LAS PÉRDIDAS DE TRANSMISIÓN EN UNA ESTRUCTURA DE CAPAS MÚLTIPLES

Se considerarán los materiales con las siguientes características: 1) Lineales, isotrópicos, homogéneos y no conductores. 2) No existen cargas libres suministradas desde el exterior y solo aparecerán distribuciones de carga y de corriente de portadores ligados al material. 3) Como resultado de la interacción entre la onda plana incidente y las cargas ligadas al material de la región II, se formará una onda reflejada, dirigida hacia la región I, y una onda transmitida, dirigida hacia el interior de la región II.

#### A. Incidencia Normal

Existe una onda reflejada y otra transmitida con amplitudes de campo eléctrico  $E_{or}$  y  $E_{ot}$ , respectivamente, siendo  $E_{oi}$  la amplitud del campo eléctrico incidente. La solución del sistema de ecuaciones formado por las condiciones de frontera en la superficie permite relacionar las amplitudes de las ondas generadas con la de la onda incidente. Estas relaciones suelen expresarse comúnmente de la siguiente forma[4]:

$$E_{or} = \rho E_{oi} \quad (1)$$

$$E_{ot} = \tau E_{oi} \quad (2)$$

donde los símbolos  $\rho$  y  $\tau$  representan los llamados *coeficientes de reflexión y transmisión* en la superficie, los cuales se definen, respectivamente, como la relación de amplitudes entre la onda reflejada y la onda incidente, por un lado, y entre las ondas transmitida e incidente, por el otro. El uso de estos coeficientes permite expresar las siguientes relaciones

$$1 + \rho = \tau \quad (3)$$

$$1 - \rho = \tau \frac{\eta_2}{\eta_1} \quad (4)$$

donde los símbolos  $\eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}$  y  $\eta_2 = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}}$  son, respectivamente, la impedancia intrínseca de los materiales dieléctricos I y II. Resolviendo este sistema, se obtienen las expresiones genéricas para los coeficientes  $\rho$  y  $\tau$ :

$$\rho = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (5)$$

$$\tau = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (6)$$

En el caso de materiales no magnéticos, es más frecuente expresar los coeficientes de reflexión y transmisión en función de los llamadas *índices de refracción* de los materiales I y II. En general, se define el índice de refracción de un material como la relación entre las velocidades de propagación de la luz en el espacio libre y en el material en cuestión, es decir

$$n \equiv \frac{c}{v} = \frac{k}{k_0} = \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (7)$$

donde  $k$  y  $k_0$  representan, respectivamente, las constantes de propagación de la luz en el material y en el espacio libre, siendo  $k \equiv \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ ,  $\omega$  es la frecuencia angular de la onda electromagnética y  $\mu$  y  $\epsilon$  son la permeabilidad magnética y la permitividad eléctrica del material, respectivamente. Si el material es no magnético,  $\mu_r = 1$ , lo que es bastante frecuente, se cumple que

$$n = \sqrt{\epsilon_r} \quad (8)$$

lo que permite expresar la impedancia intrínseca del material de la forma

$$\eta = \frac{\eta_0}{n} \quad (9)$$

donde  $\eta_0 \equiv \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \Omega$  es la impedancia

intrínseca del espacio libre. Según esta última relación, las expresiones (5) y (6) de los coeficientes de reflexión y transmisión para materiales dieléctricos no magnéticos se reducen a

$$\rho = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \quad (10)$$

$$\tau = \frac{2n_1}{n_1 + n_2} \quad (11)$$

donde  $n_1$  y  $n_2$  son, respectivamente, los índices de refracción en las regiones I y II. En la superficie de separación se cumple el balance de flujos de potencia que se presenta frecuentemente de la siguiente forma

$$R + T = 1 \quad (12)$$

donde  $R$  y  $T$  representan la *reflectividad* y la *transmitividad* en la superficie, las cuales se definen, respectivamente, como las fracciones de potencia reflejada y transmitida y se obtienen a partir de la relación entre los flujos de potencia en la dirección normal asociados a las ondas reflejada e incidente, por un lado, y entre los correspondientes a las ondas transmitida e incidente, por el otro. En caso de incidencia normal,

$$R = |\rho|^2 \quad (13)$$

$$T = |\tau|^2 \frac{\eta_1}{\eta_2} \quad (14)$$

y el balance de potencia se cumple si se verifica la relación

$$|\rho|^2 + |\tau|^2 \frac{\eta_1}{\eta_2} = 1 \quad (15)$$

y, además, siendo  $R$  y  $T$  cantidades positivas, se debe cumplir

$$0 \leq R \leq 1 \quad (16)$$

$$0 \leq T \leq 1 \quad (17)$$

Cuando existe adaptación de impedancias (es decir,  $\eta_2 = \eta_1$ , se obtiene  $\rho = 0$  y  $\tau = 1$ , por lo que no habrá reflexión en la superficie y toda la potencia incidente será transmitida a la región II. La situación opuesta, en la que toda la potencia incidente se refleja y no se transmite potencia a la región II, es justamente la obtenida en el caso de la incidencia sobre materiales conductores perfectos. En este caso, la reflexión producida en la superficie da lugar a la formación de una onda estacionaria en el dieléctrico de la región I.

La *relación de onda estacionaria S*, la cual se define como la relación entre los valores máximo y mínimo que toma el módulo del campo en el medio I, puede calcularse con la siguiente expresión:

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (18)$$

### B. Incidencia Oblicua

Se debe cumplir que

$$\theta_i = \theta_r \quad (19)$$

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (20)$$

donde  $\theta_i$ ,  $\theta_r$  y  $\theta_t$  son, respectivamente, los ángulos de incidencia, de reflexión y de transmisión y  $n_1$  y  $n_2$  representan los índices de refracción de los dieléctricos que constituyen las regiones I y II, respectivamente, los cuales se definen mediante la ecuación (7).

Las expresiones generales que relacionan las amplitudes de los campos eléctricos incidente, reflejado y transmitido se conocen como las *ecuaciones de Fresnel*. Para una onda incidente polarizada linealmente perpendicular al plano de incidencia, las expresiones que relacionan las amplitudes de las ondas reflejada y transmitida con la onda incidente son

$$E_{0r\perp} = \frac{(\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t)}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} E_{0i\perp} \quad (21)$$

$$E_{0t\perp} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} E_{0i\perp} \quad (22)$$

Para una onda incidente polarizada linealmente paralela al plano de incidencia, las expresiones que relacionan las amplitudes de las ondas reflejada y transmitida con la onda incidente son

$$E_{0r\parallel} = \frac{(\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i)}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} E_{0i\parallel} \quad (23)$$

$$E_{0t\parallel} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} E_{0i\parallel} \quad (24)$$

Las relaciones (21), (22), (23) y (24) expresan matemáticamente las denominadas *leyes de Fresnel de la reflexión y la refracción*, las cuales permiten determinar la distribución de campo que resulta de la incidencia de una onda

plana sobre un material dieléctrico con un ángulo cualquiera. Las *fórmulas de Fresnel* para los coeficientes de reflexión y transmisión son los siguientes

$$\rho_{\perp} = \frac{(\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t)}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (25)$$

$$\tau_{\perp} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (26)$$

$$\rho_{\parallel} = \frac{(\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i)}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (27)$$

$$\tau_{\parallel} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (28)$$

donde los ángulos de incidencia y de reflexión,  $\theta_i$  y  $\theta_r$ , están relacionados entre sí por la tercera ley de Snell dada por la (19). El cálculo de los coeficientes  $\rho$  y  $\tau$  se puede simplificar si se emplean las siguientes relaciones adicionales:

$$1 + \rho_{\perp} = \tau_{\perp} \quad (29)$$

$$1 - \rho_{\parallel} = \tau_{\parallel} \frac{\eta_1}{\eta_2} \quad (30)$$

Los coeficientes de reflexión y de transmisión pueden expresarse en función de los índices de refracción:

$$\rho_{\perp} = \frac{n_1 \cos \theta_i - n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} \quad (31)$$

$$\tau_{\perp} = \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} \quad (32)$$

$$\rho_{\parallel} = \frac{n_1 \cos \theta_t - n_2 \cos \theta_i}{n_1 \cos \theta_t + n_2 \cos \theta_i} \quad (33)$$

$$\tau_{\parallel} = \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_1 \cos \theta_t + n_2 \cos \theta_i} \quad (34)$$

y la reflectividad y transmitividad se pueden escribir así:

$$R = |\rho|^2 \quad (35)$$

$$T = |\tau|^2 \frac{\eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i} \quad (36)$$

Se puede comprobar que para ambas polarizaciones se cumplen las siguientes condiciones:

$$0 \leq R \leq 1 \quad (37)$$

$$0 \leq T \leq 1 \quad (38)$$

$$y \quad R+T=1 \quad (39)$$

$$|\rho|^2 + |\tau|^2 \frac{\eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i} = 1 \quad (40)$$

El ángulo de reflexión nula también es conocido como *ángulo de Brewster*. Dados dos medios dieléctricos, existe siempre un ángulo de incidencia  $\theta_{iB}$  para el cual las ondas

polarizadas linealmente con el vector  $\vec{E}$  paralelo al plano de incidencia no se reflejan en la superficie de separación o, lo que es lo mismo, para el que toda la potencia de la onda incidente se transmite íntegramente al segundo medio:

$$\text{sen} \theta_{iB} = \frac{1}{\sqrt{1 + (n_1/n_2)^2}} \quad (41)$$

o también

$$\theta_{iB} = \text{tg}^{-1} \frac{n_2}{n_1} \quad (42)$$

Una onda plana con el campo eléctrico polarizado linealmente en la dirección perpendicular al plano de incidencia siempre sufrirá una reflexión no nula al pasar de un material no magnético a otro de índice de refracción distinto. En el caso general, cuando una onda plana incida sobre la superficie de separación entre dos materiales dieléctricos no magnéticos con un ángulo igual al ángulo de Brewster, sea cual sea su estado de polarización, la onda reflejada será, como máximo, una onda polarizada linealmente. Si la onda incidente presenta únicamente la componente del campo eléctrico paralela al plano de incidencia, no habrá onda reflejada alguna. En este último caso, la potencia que incide sobre la superficie se transmitirá en su totalidad al segundo material. El *ángulo crítico de la superficie* viene dado por la expresión

$$\theta_{iC} = \text{sen}^{-1} \frac{n_2}{n_1} \quad (43)$$

y es el ángulo de incidencia para el cual toda la potencia que incide sobre la superficie de separación entre los dos materiales dieléctricos, transportada por la onda incidente, es reflejada hacia el medio de la región I, sin que se transmita potencia alguna a la región II, fenómeno que se conoce como *reflexión total interna* en materiales dieléctricos.

#### IV. INCIDENCIA NORMAL EN UNA ESTRUCTURA DE CAPAS MÚLTIPLES

Existe un gran número de dispositivos prácticos que utilizan las propiedades de la incidencia de ondas planas sobre materiales dieléctricos. En algunas de estas aplicaciones, como los recubrimientos antirreflectantes, los filtros interferenciales o los DFB (*distributed feedback lasers*), intervienen

estructuras denominadas *multicapas dieléctricas*. Una capa múltiple o multicapa dieléctrica es un conjunto de láminas dieléctricas paralelas, dispuestas sucesivamente. Se generan ondas reflejadas y ondas transmitidas en cada una de las distintas discontinuidades que encuentre a su paso la onda incidente. En una multicapa compuesta de tres materiales dieléctricos diferentes y dos superficies de separación, tras la incidencia de una onda plana en la primera de ellas aparecerán una onda reflejada hacia el material que forma la región I y una onda transmitida hacia la región II. Al incidir esta última sobre la segunda superficie se generan una onda transmitida hacia la región III y una onda reflejada. Esta segunda onda reflejada, a su vez, incidirá en la primera superficie, dando lugar a nuevos fenómenos de reflexión y de transmisión, y así sucesivamente. Este fenómeno de reflexiones múltiples se repite indefinidamente. Dentro de cada región se puede aplicar el principio de superposición a todas las ondas que viajan en la misma dirección, obteniendo finalmente una situación en la que se tiene una onda progresiva y una onda regresiva en cada región, excepto en la última. Las condiciones de frontera que deben cumplir las componentes tangenciales del campo total en las superficies permiten relacionar las distintas amplitudes entre sí. La *impedancia de onda Z* es la relación entre el campo eléctrico y la intensidad del campo magnético. El *coeficiente de reflexión generalizado  $\Gamma$*  se calcula dividiendo el campo eléctrico reflejado (onda regresiva) por el campo incidente (onda progresiva). Estos parámetros de los materiales dieléctricos se relacionan mediante las ecuaciones

$$Z = \eta \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (44)$$

$$\Gamma = \frac{Z - \eta}{Z + \eta} \quad (45)$$

Si en la región III se tiene una onda plana uniforme, la impedancia de onda coincide con la impedancia intrínseca del material

$$Z = \eta_3 \quad (46)$$

y el coeficiente de reflexión del material II es

$$\Gamma_{II} = \frac{Z - \eta_2}{Z + \eta_2} = \frac{\eta_3 - \eta_2}{\eta_3 + \eta_2} = \rho_{23} \quad (47)$$

#### V. RECUBRIMIENTOS ANTIRREFLECTANTES

Una aplicación típica de los sistemas de multicapa dieléctricas se encuentra en la fabricación de recubrimientos antirreflectantes para superficies ópticas. Una capa antirreflectante presenta un coeficiente de reflexión nulo para la incidencia de ondas planas a una cierta frecuencia. El caso más sencillo es un sistema de tres capas en el que la capa intermedia (la capa II) se introduce a modo de recubrimiento para evitar la reflexión que se produciría si las capas I y III estuvieran en contacto directo, como se muestra en la Fig. 5. En este caso, existen dos situaciones distintas para las que se

cumple la condición de reflexión nula,  $\Gamma_I = 0$ . En la primera, la condición de reflexión nula se obtiene cuando se verifica

$$\eta_3 = \eta_1 \text{ y } d = m \frac{\lambda_2}{2} \quad (48)$$

con  $m$  entero. En un sistema típico,  $\eta_3$  representa el material sobre el que se aplica el recubrimiento, mientras que  $\eta_1$  será, generalmente, el aire o un gas, o bien una solución líquida, por lo que tendrán valores distintos. En la segunda situación de reflexión nula, se verifica, simultáneamente

$$\eta_2 = \sqrt{\eta_1 \eta_3} \text{ y } d = (2m+1) \frac{\lambda_2}{4} \quad (49)$$

donde  $m$  puede ser un número entero cualquiera, lo que permite que pueda ser aplicada como recubrimiento antirreflejante. Se deduce que un recubrimiento es totalmente antirreflejante únicamente para una determinada longitud de onda. Si se trabaja con ondas no monocromáticas, es necesario emplear recubrimientos de más de una capa. Un procedimiento empleado normalmente consiste en añadir al conjunto de capas de grosor  $\lambda/2$  para la longitud de onda óptima. Cada una de estas capas aumenta el orden de la función  $\Gamma(\lambda)$  y hace que el nulo sea más pronunciado en la longitud de onda de interés. Así se consigue una respuesta más plana mientras mayor sea el número de capas introducidas [5].

## VI. SIMULACIÓN COMPUTACIONAL DE ESTRUCTURAS BIOLÓGICAS DE CAPAS MÚLTIPLES

### A. Introducción de los datos en el archivo "datos0.m"

Se realiza un tratamiento vectorial en el análisis de la propagación de las ondas electromagnéticas a través de las capas que componen la estructura absorbente. El programa ofrece las opciones de calcular la reflectividad y las pérdidas de transmisión para los siguientes casos:

1. Absorbente multicapa en el aire
2. Absorbente multicapa apoyando su última capa en un material conductor

Se debe tener disponible una matriz  $datos(nx3)$  compuesta por  $n$  filas y tres columnas, siendo: la primera columna, el espesor de las capas, empezando desde la última, en mm; la segunda columna, permitividad eléctrica relativa de las capas y la tercera columna, la tangente de pérdidas (o la conductividad eléctrica de las capas, en S/m). Esta matriz debe escribirse o pegarse en el archivo  $datos0.m$  del directorio Matlab con el formato:  $datos=[nx3]$ . En este mismo archivo, adicionalmente, deben especificarse:

- $n$  = número de capas dieléctricas en el absorbente
- $np2$  = número de capas calculadas ( $n+2$ ) (1 y  $np2$  son aire en el caso 1. y la capa 1 es el material conductor en el caso 2.)
- $yn$  = impedancia de una capa
- $xj$  = coordenada x de una interface ( $xj(1)=0$  para el reverso del absorbente)
- $th$  = ángulo de incidencia en grados

- $p$  = polarización, 1=>paralela, 2=>.perpendicular
- $frq1$  = Frecuencia mínima, en GHz
- $frq2$  = Frecuencia máxima, en GHz
- $frq3$  = Incremento de frecuencia, en GHz
- $fc$  = Frecuencia central de diseño, en GHz

También es necesario especificar si después de la última capa existe:

Aire ==> $ulcap=0$  ó

Material conductor==> $ulcap=1$ .

Si después de la última capa hay un material conductor escribir su espesor  $dmc$ , en metros, si se desea el dato para calcular la profundidad de penetración. Si no, se debe escribir  $dmc=0$ . A continuación, debe especificarse si los datos disponibles contienen:

La conductividad eléctrica

==>(cond=1) ==>datos=[ $d$ (espesor de capas)  $er$ (permit. elect. relativ.)  $sigma$ (conductividad)] ó

La tangente de pérdidas

==> (cond=0) ==>datos=[ $d$ (espesor de capas)  $er$ (permit. elect. relativ.)  $tand$ (tang. de pérd.)]

Si los datos disponibles contienen la conductividad eléctrica de cada una de las capas, deberá escribirse la conductividad eléctrica del material conductor a la frecuencia  $fc$ ,  $smc$ , en S/m, pudiéndose tomar como referencia:

$smc(cobre)=5.8e7$ ;  $smc(aluminio)=35.2e7$ ;  $smc(plata)=3e7$ ;  $smc(oro)=4.26e7$ .

Debe escribirse, además, la permitividad eléctrica relativa del material conductor a la frecuencia  $fc$ ,  $ermc$  (por defecto,  $ermc=1$ ) y la tangente de pérdidas del material conductor a la frecuencia  $fc$ ,  $tanc$ .

### B. Utilización del Programa

Una vez tecleado los valores en el programa  $datos0.m$ , debe darse la instrucción *Guardar*. Seguidamente, se procede a ejecutar el programa  $absorb.m$  en la ventana de comandos de Matlab. Para inicializar los valores y datos nuevos a utilizar, es recomendable teclear *clear all* antes de correr *absorb*, y esto último puede hacerse mediante el comando *Run M-file* extraído de *Archivo* en la ventana de comandos de Matlab, o simplemente escribiendo la palabra *absorb* en esta misma ventana. En los resultados que pueden leerse en la ventana de comandos son, además de los datos escritos previamente en  $datos0.m$ : Una matriz  $nx3$  que contiene en la primera columna, la frecuencia  $freqg$ , en GHz; en la segunda columna, la reflectividad,  $refa$ , en dB; y en la tercera columna, las pérdidas de transmisión  $-tlab$ , en dB. También se visualizan estos resultados en la *figure 1*.

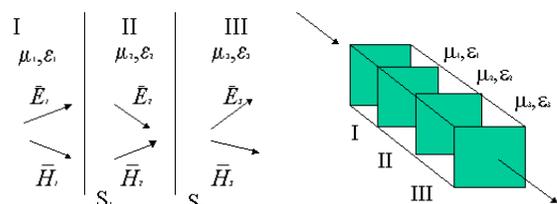


Fig. 5. Fronteras en una estructura multicapas compuesta de tres materiales

### C. Ejemplo

En el archivo *datos0.m*:

```
datos=[d(espesor de capas) er(permit. elect. relativ.)
sigma(conductividad)]
datos=[
0.044 2.554 5.24e5
0.054 2.53 3.42e5
0.069 2.506 2.15e5
0.089 2.478 1.28e5
0.0118 2.447 .726e5
0.163 2.412 .381e5
0.236 2.372 .181e5
0.366 2.325 .0758e5
0.62 2.26 .0263e5
1.213 2.19 689.12
3.041 2.09 109.59
13.217 1.936 5.8
738.85 1.5 1.85e-3
];
```

En la ventana de Comandos:

DISEÑO DE ABSORBENTES CON ESTRUCTURAS  
MULTICAPA PARA APANTALLAMIENTO  
ELECTROMAGNÉTICO DE RECINTOS

Número de capas n

n = 13

Número que indica la polarización p

p = 1

Polarización Paralela

Ángulo de incidencia th, en grados

th = 0

Frecuencia mínima frq1, en GHz

frq1 = 0.0100

Frecuencia máxima frq2, en GHz

frq2 = 8

Incremento de frecuencia frq3, en GHz

frq3 = 0.3500

Frecuencia central de diseño fc, en GHz

fc = 1

ulcap = 0

Después de la última capa hay aire

cond = 1

Datos de conductividad eléctrica

Datos

d(mm)	er	sigma(S/m)	tand
1.0e+006 *			
0.0000	0.0000	0.5240	3.6897
0.0000	0.0000	0.3420	2.4310
0.0000	0.0000	0.2150	1.5429
0.0000	0.0000	0.1280	0.9289
0.0000	0.0000	0.0726	0.5336
0.0000	0.0000	0.0381	0.2841
0.0000	0.0000	0.0181	0.1372
0.0000	0.0000	0.0076	0.0586
0.0000	0.0000	0.0026	0.0209
0.0000	0.0000	0.0007	0.0057
0.0000	0.0000	0.0001	0.0009
0.0000	0.0000	0.0000	0.0001

```
0.0007 0.0000 0.0000 0.0000
Tangente de pérdidas de las capas 1-->n a la frecuencia fc
tand1 =
1.0e+006 *
Columns 1 through 7
3.6897 2.4310 1.5429 0.9289 0.5336 0.2841
0.1372
Columns 8 through 13
0.0586 0.0209 0.0057 0.0009 0.0001 0.0000
```

Los resultados obtenidos de reflectividad y de pérdidas de transmisión pueden verse en las curvas de la Fig. 6.

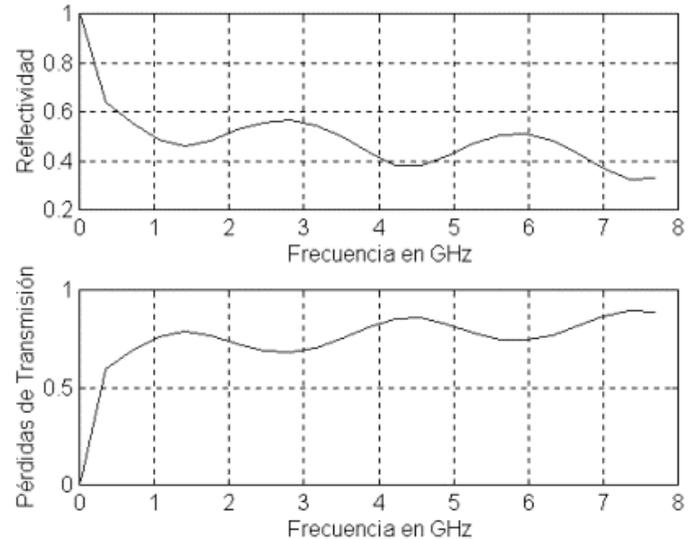


Fig. 6. Reflectividad y pérdidas de transmisión para estructura biológica compuesta de 13 capas múltiples del ejemplo.

## VII. DIAGNÓSTICO DE LAS CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE MATERIALES BIOLÓGICOS

### A. Aspectos Teóricos

Puesto que en una guía de onda rectangular es el modo  $TE_{10}$  el que se propaga con mínima atenuación dentro del ancho de banda de la guía, y es la amplitud de dicho modo la que se mide para determinar los parámetros de *scattering*  $S$ , es de esperar que el coeficiente de transmisión  $S_{21}$  permita hacer un análisis de amplitudes y potencias en la propagación del modo fundamental en la guía y en el material introducido dentro de ella [6].

La constante de propagación en el material,  $\gamma_m$ , está dada por la constante de atenuación  $\alpha_m$  y de fase  $\beta_m$ , según la (50):

$$\gamma_m = \alpha_m + j\beta_m = (k_c^2 - \omega^2 \mu \epsilon)^{1/2} \quad (50)$$

siendo  $k_c = 2\pi/\lambda_c$  y  $\lambda_c = 2a$ , donde  $\lambda_c$  es la longitud de corte de la guía,  $a$  es el ancho de su base,  $\omega$  es la frecuencia angular de trabajo, y  $\epsilon$  y  $\mu$  la permitividad dieléctrica y permeabilidad magnética del material, respectivamente. Considerando que  $k_o = \omega(\mu_o \epsilon_o)^{1/2}$ , siendo  $\epsilon_o$  y  $\mu_o$  la permitividad y permeabilidad

en el espacio libre,  $\gamma_m$  puede escribirse en función de la permitividad y permeabilidad relativas:

$$\gamma_m = ((\pi/a)^2 - k_o^2 \mu_r \epsilon_r)^{1/2} \quad (51)$$

$$\epsilon_r = \epsilon' / \epsilon_o = (\epsilon' - j\epsilon'') / \epsilon_o = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (52)$$

En la ecuación (52),  $\epsilon_r'$  y  $\epsilon_r''$  son las componentes real e imaginaria, respectivamente, de la permitividad eléctrica relativa compleja del material,  $\epsilon_r$ . Si este no tiene propiedades magnéticas, entonces  $\mu_r = 1$ , y la ecuación (51) se convierte en:

$$\gamma_m = ((\pi/a)^2 - k_o^2 (\epsilon_r' - j\epsilon_r'' / \epsilon_o \omega))^{1/2} \quad (53)$$

donde  $\epsilon_r'' = \sigma_m / \epsilon_o \omega$ , siendo  $\sigma_m$  la conductividad eléctrica del material introducido dentro de la guía de onda. Al medir el coeficiente de transmisión  $S_{21}$ , se está evaluando el efecto del material dentro de la guía, lo que puede escribirse de la siguiente forma:

$$S_{21} = |S_{21}| \exp(-j\phi_{21}) = \frac{4\sqrt{\epsilon_r}}{1 + \epsilon_r + 2\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \exp(-\gamma_m l_m) \quad (54)$$

$$|S_{21}| = \left| \frac{4\sqrt{\epsilon_r}}{1 + \epsilon_r + 2\sqrt{\epsilon_r}} \right| \cdot \exp(-\alpha_m l_m) = MS_{21} \cdot \exp(-\alpha_m l_m) \quad (55)$$

$$\phi_{21} - \beta_m \cdot l_m + \phi = 2\pi n, n=0,1,2, \dots \quad (56)$$

$$\beta_m = 2\pi / \lambda_m \quad (57)$$

siendo  $l_m$  y  $\lambda_m$  la longitud del material y la longitud de onda en la muestra, respectivamente.  $|S_{21}|$  y  $\phi_{21}$  son la magnitud y la fase del coeficiente de transmisión, y  $\phi$  la fase introducida por la permitividad compleja en el coeficiente  $MS_{21}$ , el cual surge al aplicar las fórmulas de Fresnel y las condiciones de frontera a las dos superficies de la muestra separadas una distancia  $l_m$ . La (55) puede escribirse:

$$\alpha_m = \text{Re}\{\gamma_m\} = -\text{Ln}\left(\frac{|S_{21}|}{MS_{21}}\right) / l_m \quad (58)$$

y la (56) así:

$$\beta_m = \text{Im}\{\gamma_m\} = (\phi_{21} + \phi - 2\pi n) / l_m, n=0,1,2, \dots \quad (59)$$

Las ecuaciones (53), (58) y (59) permiten calcular  $\epsilon_r'$  y  $\sigma_m$  a partir de medidas experimentales de  $S_{21}$ . De las ecuaciones (57) y (59), con  $n=0$ , se llega a:

$$\phi_{21} = 2\pi(l_m / \lambda_m) - \phi \quad (60)$$

Para evitar las resonancias dimensionales que invalidan los valores medidos de  $S_{11}$  y de  $S_{21}$ , [2.1], se deberá asegurar que  $\phi_{21} < \pi$ , lo que según la (60) significa que

$$l_m / \lambda_m < 1/2 + \phi / 2\pi \quad (61)$$

Para dieléctricos sin pérdidas ( $\phi=0$ ), la condición impuesta por la (61) exige que se deban utilizar pequeñas muestras cuando el valor de  $\epsilon$  sea elevado, que además de ser una ventaja de este método para ciertas aplicaciones, sirve a su vez esta misma ecuación para estimar el tamaño adecuado del material a medir.

### B. Cálculo de los Parámetros

Las ecuaciones (58) y (59) pueden escribirse:

$$\text{Re}\{((\pi/a)^2 - k_o^2 (\epsilon_r' - j\epsilon_r''))^{1/2}\} = -\text{Ln}\left(\frac{|S_{21}|}{MS_{21}}\right) / l_m \quad (62)$$

$$\text{Im}\{((\pi/a)^2 - k_o^2 (\epsilon_r' - j\epsilon_r''))^{1/2}\} = (\phi_{21} - \phi - 2\pi n) / l_m \quad (63)$$

que conforman dos ecuaciones con dos incógnitas,  $\epsilon_r'$  y  $\epsilon_r''$ . Se ha elaborado un programa computacional que calcula los términos de la izquierda de las ecuaciones (13) y (14), y los valores de  $MS_{21}$  y  $\phi$ , generando una matriz de permitividades complejas, con dimensión  $N \times N$ , formada por elementos que son la combinación de  $N$  valores de  $\epsilon_r'$  con  $N$  valores de  $\epsilon_r''$ . El elemento que cumpla simultáneamente la (62) y la (63) es el resultado buscado. Puesto que las ecuaciones (62) y (63) suministran los valores de  $\alpha_m$  y  $\beta_m$  respectivamente, puede reproducirse un valor de  $S_{21}$ , teórico, siguiendo la (54), y comparar con los valores de  $|S_{21}|$  y  $\phi_{21}$ , medidos experimentalmente. Variando el grado de aproximación a dicho valor experimental, se obtiene un conjunto de elementos de la matriz de permitividades que originan un conjunto de pares de  $|S_{21}|$ ,  $\phi_{21}$ , con valores cercanos a los obtenidos experimentalmente. Estos valores pueden graficarse para formar un *mapping* de diagnóstico, en donde se incluyan simultáneamente los valores de  $|S_{21}|$  vs  $\phi_{21}$  con  $\epsilon_r'$  y  $\epsilon_r''$  como parámetros. Con estas curvas se pueden encontrar la permitividad compleja de un material, o, lo que es equivalente, su permitividad real relativa y su conductividad eléctrica. Tomando como datos la longitud de la muestra y un valor límite máximo de permitividad que se quiera seleccionar, y sin restringir los valores de  $S_{21}$  a uno en particular, el programa de simulación proporciona un conjunto completo de pares de valores posibles de  $|S_{21}|$  y  $\phi_{21}$  para un amplio rango de valores posibles de  $\epsilon_r'$  y  $\epsilon_r''$ , facilitando un diagnóstico rápido de las propiedades eléctricas de la muestra.  $|S_{21}|$  y  $\phi_{21}$  obtenidos experimentalmente determinan, en la Fig. 7, valores específicos de  $\epsilon_r'$  y  $\epsilon_r''$ . Como ejemplo, para una medida experimental de  $|S_{21}| = 0,7$  y  $\phi_{21} = -15^\circ$ , pueden leerse los valores de  $\epsilon_r' = 3,3$  and  $\epsilon_r'' = 4,0$ .

### C. Comparación con Resultados Experimentales

En la Tabla II. se muestran los valores dados por [7] y los obtenidos por simulación, que también pueden determinarse alternativamente mediante las Figs. 8. y 9. utilizando los valores de  $|S_{21}|$  y  $|S_{11}|$ .

## VIII. METODOLOGÍA PARA LA CARACTERIZACIÓN DE ÓRGANOS VEGETALES

### A. Aspectos Teóricos

En la mayoría de los casos, los circuitos de corriente alterna (AC) incluyen una resistencia  $R$  y reactancias capacitiva  $X_c$  e inductiva  $X_L$ .

TABLA II  
VALORES PARA  $Al_2O_3$ , QUARTZ AND PTFE A UNA FRECUENCIA DE 9,375 GHz Y EN UNA GUÍA DE ONDA WR90, CON  $l_m = 0,05a$

MATERIAL	$ S_{11} $	$\phi_{11}$	$\epsilon_r$	$ S_{21} $	$\phi_{21}$
$Al_2O_3$ [3]	0.698	225.0°	9.65	0.707	-44.3°
$Al_2O_3$	0.631	225.0°	9.70	0.735	-39.0°
Quartz[3]	0.335	250.5°	3.74	0.939	-19.6°
Quartz	0.391	244.0°	3.70	0.909	-23.0°
PTFE[3]	0.115	263.3°	2.04	0.993	-6.6°
PTFE	0.275	255.6°	2.04	0.969	-16.0°

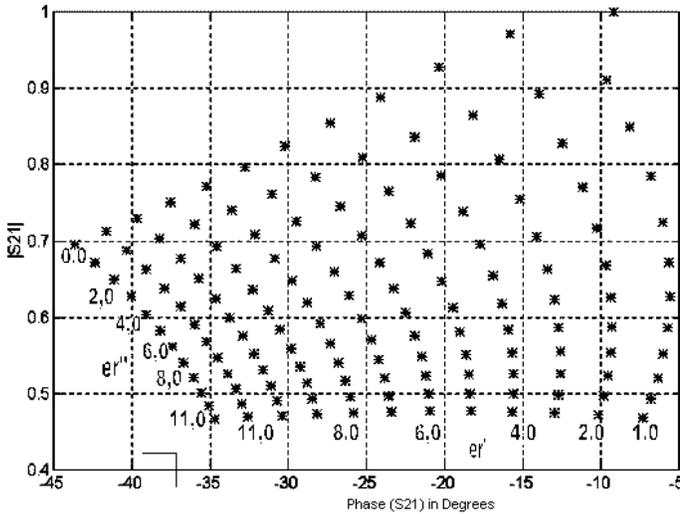


Fig. 7. Diagnóstico de los valores de  $\epsilon_r'$  y  $\epsilon_r''$  de una muestra a partir de  $|S_{21}|$  y  $\phi_{21}$  obtenidos experimentalmente.  $f=9,375$  GHz y en una guía de onda WR90, con  $l_m=0,05a$ .

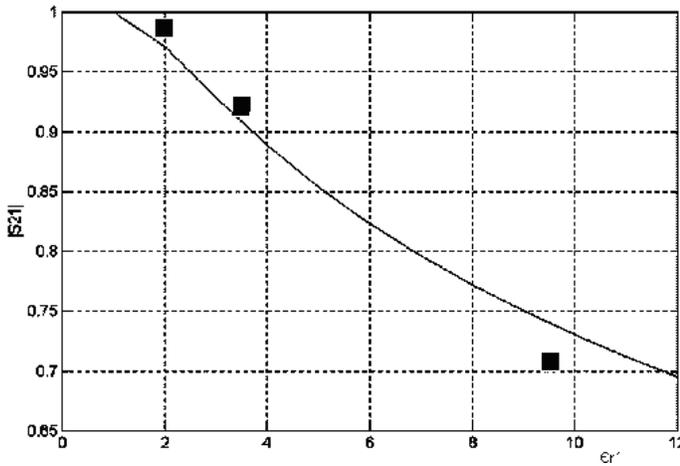


Fig. 8.  $|S_{21}|$  obtenido por simulación para material dieléctrico sin pérdidas.  $f=9,375$  GHz y en una guía de onda WR90, con  $l_m=0,05a$ . ■ =  $|S_{21}|$  experimental dado por [7].

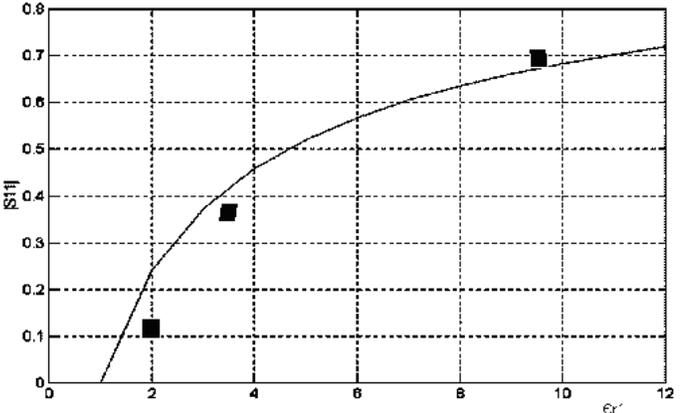


Fig. 9.  $|S_{11}|$  obtenido por simulación para material dieléctrico sin pérdidas.  $f=9,375$  GHz y en una guía de onda WR90, con  $l_m=0,05a$ . ■ =  $|S_{11}|$  experimental dado por [7].

En la Fig. 10 se muestra un circuito simple en serie  $RLC$ . Suponiendo que la frecuencia no es demasiado elevada, la corriente  $I$  tiene el mismo valor en todos los puntos del

circuito. Considérese  $V_r$ ,  $V_L$  y  $V_C$  los valores máximos de los voltajes a través de  $R$ ,  $L$  y  $C$ , respectivamente. El máximo valor del voltaje en la resistencia se encuentra con la expresión  $V_r = IR$ , la amplitud del voltaje en la inductancia por  $V_L=IX_L$  y la amplitud del voltaje en la capacitancia por  $V_C=IX_C$ , donde  $I$  es el fasor corriente eléctrica en cada elemento. La magnitud del fasor  $V_s$ , que representa el voltaje de la fuente, se calcula con la (64), [8].

$$V_s = \sqrt{V_r^2 + (V_L - V_C)^2} \quad (64)$$

La (64) para un circuito  $RC$  serie se encuentra haciendo  $X_L=0$

$$V_s = \sqrt{V_r^2 + V_C^2} \quad (65)$$

Con las igualdades  $I=V_r/R$ ,  $V_C=I/\omega C=V_r/\omega RC$ ,  $C=(V_r/V_C)(1/\omega R)=\epsilon A/d$ , se llega a la siguiente expresión para calcular la permitividad eléctrica

$$\epsilon = \frac{V_r d}{2\pi A f R V_c} \quad (66)$$

siendo  $\omega=2\pi f$  la frecuencia angular de la fuente de voltaje,  $A$  es el área de las placas del capacitor y  $d$  es el espesor de la muestra del material vegetal. Para calcular el valor de la conductividad de la muestra, se aplica la ecuación (4), obtenida a partir de las relaciones óhmicas  $R=d/\sigma A=V_c/I=1/\omega C$

$$\sigma = \frac{V_r d}{A R V_c} \quad (67)$$

La polarización eléctrica  $P$ , la polarizabilidad molecular  $\alpha$ , el SAR, la atenuación  $A$  y la profundidad de penetración  $\delta$  dentro de la muestra pueden calcularse con las ecuaciones (68), (69), (70), (71) y 72), respectivamente, [4].

$$P = \frac{(\epsilon - \epsilon_0)V_c}{d} \quad (68)$$

$$\alpha = \frac{3(\epsilon - \epsilon_0)\epsilon_0}{\epsilon + 2\epsilon_0} \quad (69)$$

$$SAR = \frac{\sigma V_c^2}{2d^2} \quad (70)$$

$$A = \sqrt{\pi\mu_0 f \sigma} \quad (71)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0 f \sigma}} \quad (72)$$

### B. Metodología

Las medidas necesarias para hallar la permitividad eléctrica  $\epsilon$  y la conductividad eléctrica  $\sigma$  se llevaron a cabo con un circuito como el que se muestra en la Fig. 11, utilizando diferentes frecuencias en kHz (0; 0,06; 0,6; 6,0; 60,0; 600,0 y 2.100) sobre órganos vegetales (hojas y arilo) de individuos pertenecientes a las familias botánicas Solanaceae, Crassulaceae y Fagaceae, registrando el voltaje en la resistencia  $V_r$ , en la fuente  $V_s$  y en la muestra  $V_c$ , con un valor de la resistencia de  $R=330\Omega$ .

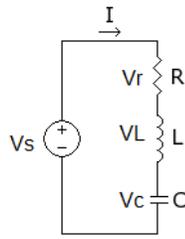
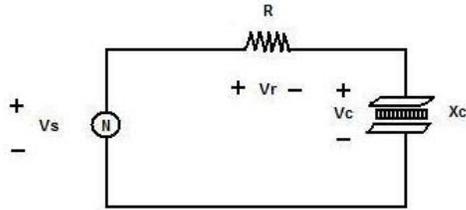


Fig. 10. Circuito RLC serie.



(a)



(b)

Fig. 11. Circuito para evaluar la conductividad y permitividad eléctrica en muestras vegetales (a) Diagrama circuital; (b) Equipo utilizado.

### C. Resultados

Puede observarse de la Fig. 12 que la permitividad eléctrica disminuye con la frecuencia en las familias botánicas Solanaceae, Crassulaceae y Fagaceae, y de la Fig. 13 que en la Solanaceae la conductividad eléctrica disminuye con la frecuencia, mientras que en las Crassulaceae y Fagaceae aumenta con la frecuencia. Esto concuerda con los resultados obtenidos para el agua [9]. Los resultados muestran que la polarización eléctrica disminuye con la frecuencia para las tres familias, y que la polarizabilidad molecular disminuye lentamente con la frecuencia para las familias Solanaceae y Crassulaceae. En la Fig. 14 se aprecia que SAR aumentan con la frecuencia para las familias Solanaceae, y Fagaceae y que en las Crassulaceae aumenta y disminuye en el intervalo de frecuencias estudiado. La atenuación aumenta con la frecuencia en las tres familias, aunque más rápidamente en las Solanaceae. La profundidad de penetración disminuye con la frecuencia para las tres familias. De la Fig. 14 puede observarse que la potencia absorbida por una célula aumenta con la frecuencia las familias Solanaceae, y Fagaceae y que en las Crassulaceae aumenta y disminuye en el intervalo de frecuencias estudiado, lo que explica el mayor desarrollo de las plantas al aplicarles un campo electromagnético. Es necesario hacer un barrido de frecuencias para determinar las frecuencias de resonancia, las cuales señalarían las frecuencias a las que se debería radiar las plantas para acelerar su crecimiento. La conductividad y la permitividad determinan la distribución de los campos eléctrico y magnético en el interior de la célula, los cuales a su vez dependen de la frecuencia de la radiación aplicada [2]. Es de tener en cuenta que la cantidad

de agua y de solutos presentes al interior de la célula contribuyen al transporte de energía eléctrica y magnética en ella y por consiguiente a los tejidos y órganos de los que hace parte. Otro factor que es determinante en el fenómeno de polarización de los tejidos de los órganos vegetales y de la capacidad de permitir el paso de las ondas electromagnéticas es la morfología de los tejidos, dentro de las cuales es importante el grosor y el grado de compactación de los mismos; entre más grueso y compacto un tejido se disminuye la capacidad de transmisión de las ondas electromagnéticas, y entre mayor sea el espacio intercelular conocido como matriz extracelular la permitividad aumenta y las ondas pueden migrar más fácilmente al no encontrar impedimento para su propagación. La permeabilidad de las membranas celulares podría estar siendo afectada al alterar la polaridad de los componentes lipídicos, proteicos y glucídicos y con esto se incrementa la actividad de endocitosis y exocitosis, permitiendo la entrada y salida de sustancias a las células de los tejidos lo cual afectaría el pH celular modificando el metabolismo básico de las células y por ende su funcionamiento dentro de los tejidos.

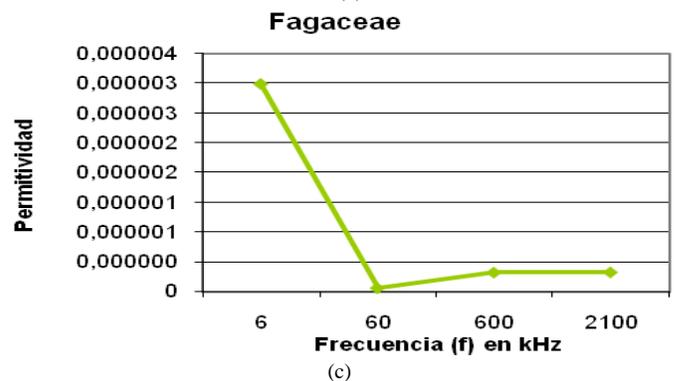
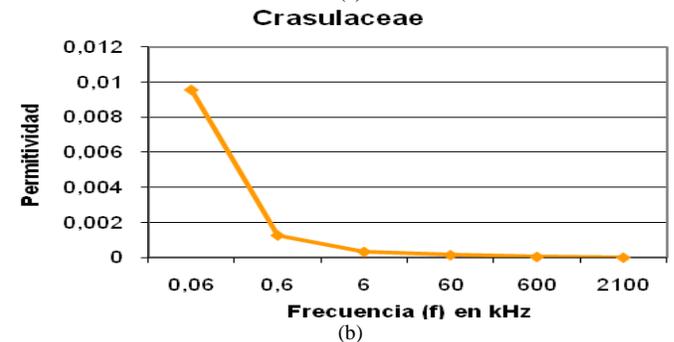
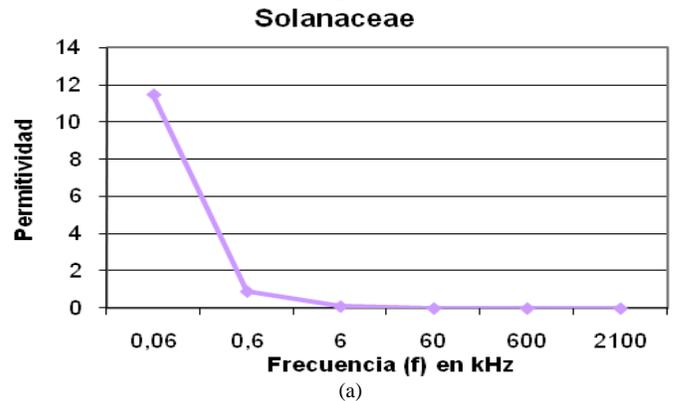


Fig. 12. Permitividad eléctrica vs Frecuencia. (a) Solanaceae, (b) Crasulaceae, (c) Fagaceae.

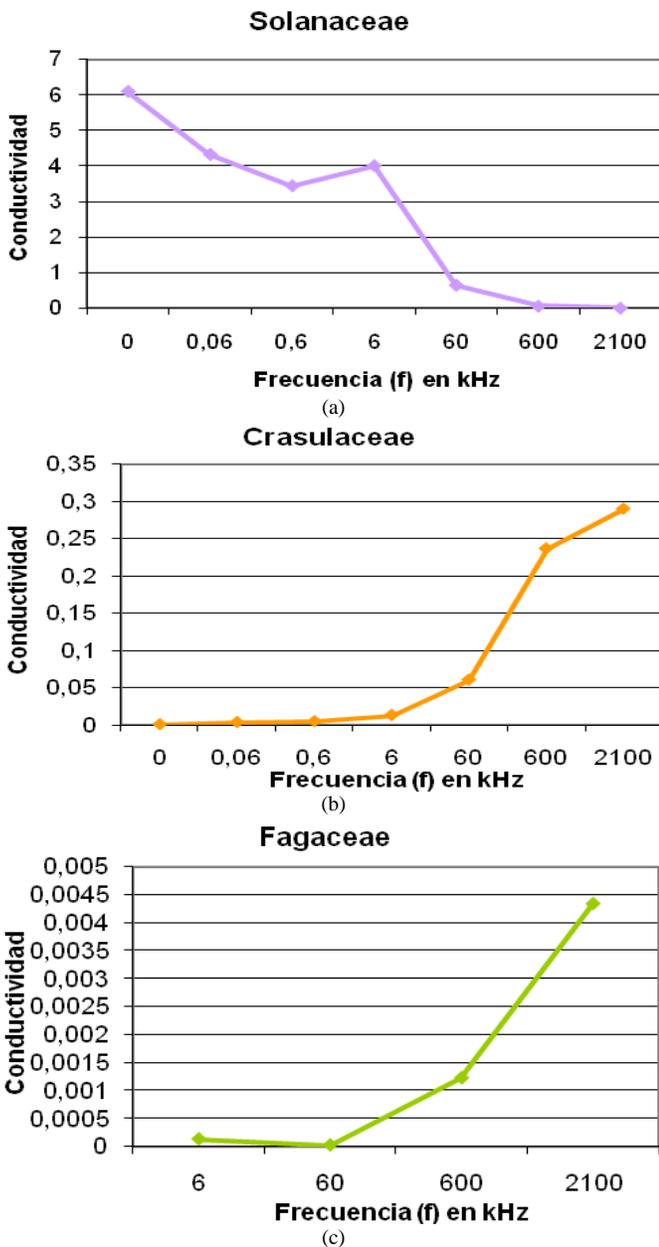


Fig. 13. Conductividad eléctrica vs Frecuencia. (a) Solanaceae, (b) Crasulaceae, (c) Fagaceae.

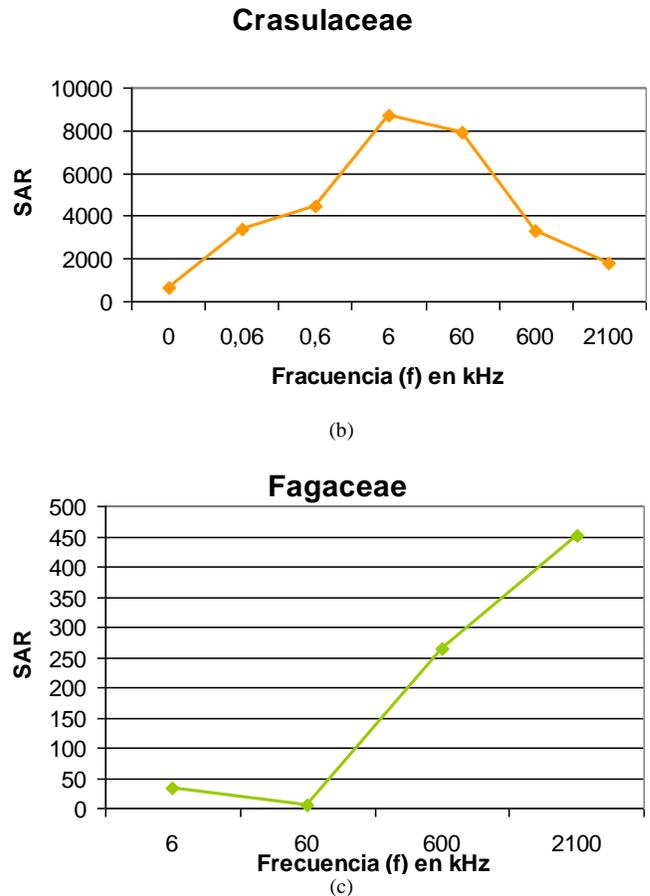
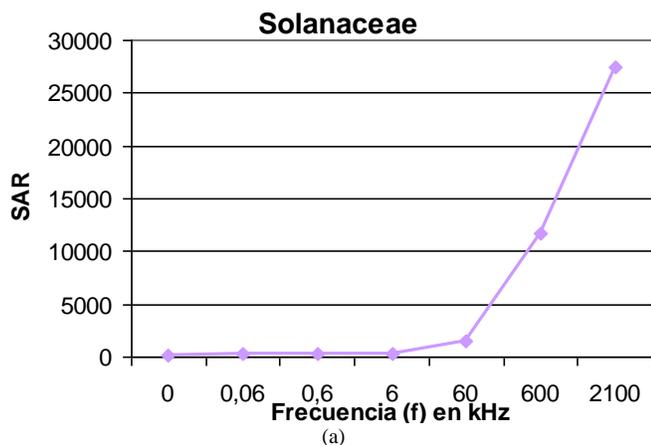


Fig. 14. SAR vs Frecuencia. (a) Solanaceae, (b) Crasulaceae, (c) Fagaceae.

IX. EFECTOS DE CAMPOS ELECTROMAGNÉTICOS DE BAJA FRECUENCIA EN EL CRECIMIENTO DEL FRIJOL COMÚN

Las plantas de frijol crecieron las dos primeras semanas en condiciones naturales. Se sometieron varias plantas a diferentes tiempos de exposición diaria durante una semana de un campo magnético uniforme de 0,105 T, a una temperatura de 16°C, y se encontró que la longitud de la planta depende de dicho periodo. Para un tiempo de exposición diaria de 3 minutos, la planta creció hasta una altura de 15 cm y con exposición permanente, hasta 23,4 cm.

La planta de control, que no se la expuso al campo magnético, creció hasta 19,0 cm. A una temperatura de 29°C, la planta con exposición de 3 minutos creció hasta 8,0 cm, y la que estuvo expuesta todo el tiempo al campo magnético creció hasta 13,8 cm. La planta control creció a una altura de 11,5 cm. A una temperatura de 24°C, la planta con exposición de 3 minutos creció hasta 12,0 cm, y la que estuvo expuesta todo el tiempo al campo magnético creció hasta 17,8 cm. La planta control creció a una altura de 15,4 cm, como se observa en la Fig. 15.

Cuando se sometieron las plantas de frijol a campos magnéticos variables de baja frecuencia y de intensidad 9,6μT, con una temperatura promedio de 24°C, se encontró que su longitud total de crecimiento disminuye al aumentar los intervalos de exposición al campo magnético, como se observa en la Fig. 16.

X. CONCLUSIÓN

Se ha propuesto un método para diagnosticar las propiedades eléctricas de un material, utilizando la medida de  $S_{21}$  permitiendo predecir el tamaño de la muestra que se debe utilizar para lograr confiabilidad y estabilidad en las medidas. Los resultados se acercan a los obtenidos por otros autores, pudiéndose extender para el caso de un material biológico o con propiedades magnéticas. Se ha utilizado un método para el estudio de estructuras biológicas multicapa, basado en los datos sobre los parámetros eléctricos de los materiales. Algunas de las aplicaciones se encuentran en la prevención de las interferencias, la disminución de los efectos de la contaminación electromagnética y los ensayos sobre compatibilidad electromagnética de dispositivos electrónicos y biológicos. Se ha presentado una nueva técnica experimental con resultados sobre el comportamiento de órganos vegetales ante la acción de campos electromagnéticos, y se ha encontrado que es posible modificar la tasa de crecimiento de algunas plantas al alterar sus características físicas, químicas y biológicas. Este trabajo se continuará con el análisis de las curvas, haciendo su respectivo ajuste y deduciendo las ecuaciones que expliquen los comportamientos encontrados.

REFERENCIAS

- [1] Guidelines for limiting exposure to Time-Varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz). [En línea: May 2008]. Disponible en: <http://www.icnirp.org/documents/emfgdl.pdf>
- [2] J.L. Sebastián, S. Muñoz, M. Sancho, y J. M. Miranda, "Medición de radiaciones en Seres Vivos". Investigación y Ciencia 353, pp. 46-55, Febr. 2006. H. Poor, *An Introduction to Signal Detection and Estimation*. New York: Springer-Verlag, 1985, ch. 4.
- [3] A. Cardona Parra y S. A. Jaramillo Flórez, "Análisis Experimental de los Efectos de la Contaminación Electromagnética en las Plantas de Frijol", *Gestión y Aplicaciones en Telecomunicaciones, Semillero de Iniciación Científica*, Comunicación Interna, Programa de Ingeniería Electrónica, Universidad del Quindío, Armenia, Colombia, vol. 3, Junio de 2006, pp.10-15.
- [4] C. Milford, *Foundations of Electromagnetic Theory*, 4th. ed., Addison Wesley, 1993.
- [5] J.L. Sebastián, *Fundamentos de Compatibilidad Electromagnética*, Addison Wesley, Madrid, España, 1999.
- [6] K. Siakavara and J.N. Sahalos, "The Discontinuity Problem of a Rectangular Dielectric Post in a Rectangular Waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT - 39, 1617, 1991.
- [7] Y. Yoshikado and I. Taniguchi, "Microwave complex conductivity of a square post in rectangular waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT - 37, 984-992, 1989.
- [8] F. W. Sears, M.W. Zemanzky, H. D. Young, *Física Universitaria*, Vol. 2, Ed. Pearson Educación, S. A., 10ª Ed. 2004.
- [9] J. Abdounour, C. Akyel y K. Wu, A Generis Approach for Permittivity Measurement of a Dielectric Materials Using a Discontinuity in a Rectangular Waveguide or a Microstrip Line, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, Nº 5, Mayo 1995.

**Samuel Ángel Jaramillo Flórez** nació en Bogotá, Colombia, en Julio 16, 1954. Se graduó en Ingeniería Electrónica de la UPB (1978), y en Física de la Universidad de Antioquia (1988).

Su experiencia de trabajo incluye actualmente la Universidad del Quindío en Armenia, Colombia, y las Universidades Nacional de Colombia, de Medellín, UPB y EAFIT, en Medellín, Colombia. Su campo específico de interés incluye alta frecuencia y comunicaciones ópticas.

Jaramillo Flórez ha recibido becas de estudio de los gobiernos de España, Brasil y Colombia. Se graduó MSc. en la Universidad Estatal de Campinas (UNICAMP), Campinas, São Paulo, Brasil, en 1992, y está realizando estudios de doctorado en la Universidad Complutense de Madrid (UCM), España. Ha sido conferencista en eventos nacionales e internacionales sobre temas de su especialidad.

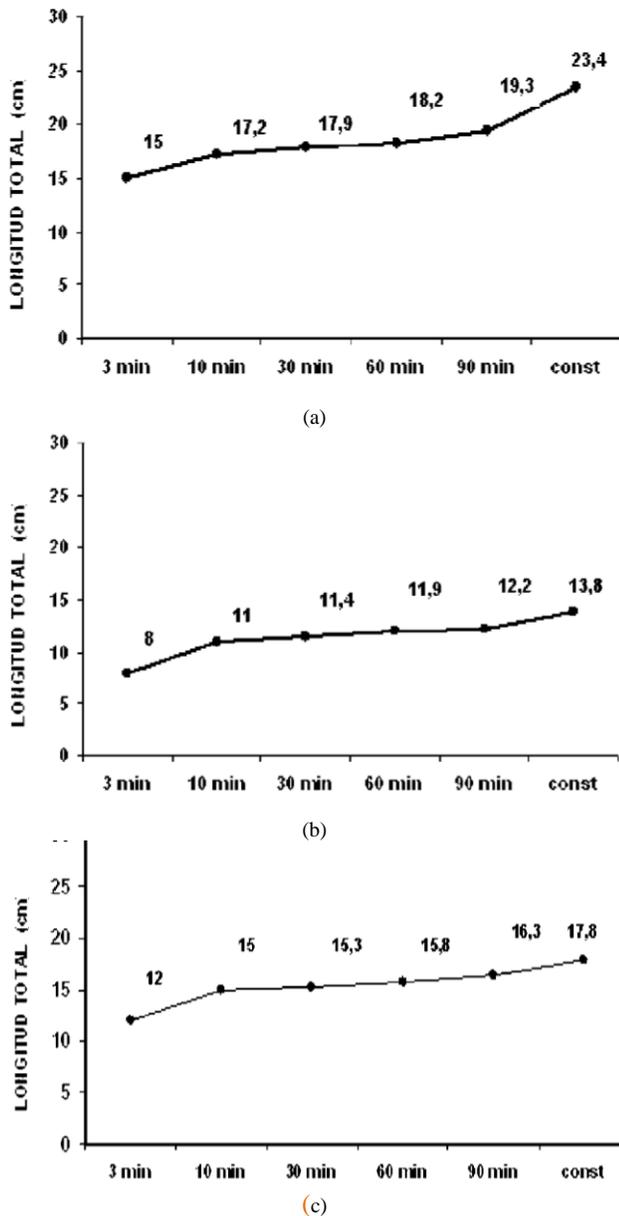


Fig. 15. Longitud total de las plantas de frijol, para distintos tiempos de exposición a campos magnéticos constantes, tres semanas después de sembradas, a una temperatura de (a)16°C, (b) 29°C y (c)24°C.

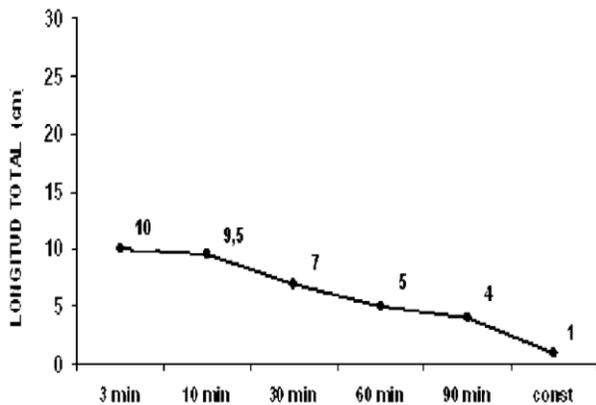


Fig. 16. Variación de la altura de las plantas bajo exposición a campos magnéticos variables de baja frecuencia y de intensidad 9,6µT, con una temperatura promedio de 24°C para diferentes periodos de exposición.