

# Análisis electromagnético de celdas con defecto en microcinta y en plano de tierra para filtros de microondas

Jorge Aguilar Torrentera<sup>A</sup>, Gerardo García Sánchez<sup>A</sup>, César González Cervantes<sup>B</sup>

<sup>A</sup>Universidad Autónoma de Nuevo León, FIME, Departamento de Posgrado en Ingeniería Eléctrica

<sup>B</sup>Universidad Autónoma de Nuevo León, FIME  
jorge.aguilart@uanl.mx

## RESUMEN

*Los filtros planares presentan grandes ventajas en el desarrollo de transreceptores de sistemas de comunicación. Actualmente, las estructuras de microcintas con defecto son un tema de interés en la investigación de los sistemas de radiocomunicaciones que operan a frecuencias de microondas. Sin embargo, algunas de ellas presentan radiación electromagnética significativa a frecuencias mayores de resonancia, deteriorando la banda de rechazo de los filtros. Se presenta un estudio comparativo del desempeño de celdas con defecto en microcinta y con defecto en plano de tierra. Se determina el acoplamiento de potencia en los puertos, frecuencias de corte, banda de atenuación y pérdidas; entre otros parámetros. Los resultados se corroboran mediante prototipos de celdas construidas en sustrato FR4 "printed circuit board" diseñadas para frecuencias de microondas.*

## PALABRAS CLAVE

Línea microcinta, circuitos planares, estructuras de tierra imperfectas, microcintas imperfectas.

## ABSTRACT

*Planar filters have significant advantages in the development of the transceivers of communications systems. Nowadays, defected microstrips is a hot topic in the research on microwave systems. However, some of them present significant radiation at frequencies above resonant frequency, which impairs greatly the rejection band of filters. A comparison of radiation effects in defected ground and defected microstrip cells is presented. Power coupling to the ports, cut-off frequencies, losses and attenuation; among other responses, are determined. Results are corroborated with measurements of defected microstrips built on the same substrate FR4, which is commonly used for printed circuit boards, and designed to resonate at microwave frequencies.*

## KEYWORDS

Microstrip line, planar circuits, defected ground structures, defected microstrip.

## INTRODUCCIÓN

En los sistemas de comunicación que operan en las bandas de microondas y ondas milimétricas es indispensable evaluar la relación de requerimientos de los sistemas en su conjunto. Dichos requerimientos se establecen para cumplir diferentes compromisos de diseño que se resumen en la evaluación del desempeño de cada subsistema en términos de ruido, potencia consumida, linealidad, y ganancia en frecuencia. Por ejemplo, en los amplificadores que operan en las bandas de microondas, existe un compromiso entre figura de ruido mínima y máxima ganancia en frecuencia.<sup>1</sup> Así mismo, en los sistemas de comunicaciones móviles, los bajos niveles de alimentación de los equipos terminales deterioran la linealidad de los amplificadores de bajo ruido generando efectos de distorsión no lineal que se manifiestan como una compresión o expansión de la ganancia; etcétera. Comúnmente, para cumplir con los compromisos de diseño, se requiere mitigar ruido y atenuar componentes espectrales no deseadas usando filtros que operan en un intervalo amplio de frecuencia.

Este artículo trata sobre estructuras de microondas con defecto. Dichas estructuras tienen aplicaciones en los sistemas de comunicaciones debido a los altos niveles de atenuación introducidos a la frecuencia de resonancia así como a sus bajas pérdidas de inserción, lo cual no es fácil de realizar con filtros cerámicos de bajo orden. Las celdas a considerar son la microcinta con defecto en el plano de tierra (DGS; del inglés, defected ground structure) y la microcinta con defecto en la línea (DMS; del inglés, defected microstrip structure). Ambas celdas son estructuras electromagnéticas *bandgap* que al ser introducidas periódicamente presentan características de banda de rechazo y pasabandas a frecuencias de microondas y ondas milimétricas.<sup>2</sup> Debido a su fácil implementación, dichas estructuras tienen una amplia gama de aplicaciones en sistemas de radiofrecuencia tales como en antenas de parche, filtros de microondas, atenuadores de armónicos, entre otros.<sup>3</sup> Sin embargo, se ha encontrado que algunas estructuras con defecto que se han propuesto para el diseño de filtros pueden presentar pérdida por radiación significativa,<sup>4,5</sup> lo cual da lugar a acoplamientos potenciales no deseados con otras estructuras, como por ejemplo, la antena de un transreceptor. La compatibilidad EM (electromagnética) entre subsistemas complejos se puede analizar mediante procesos de simulación. Sin embargo, un análisis de la antena y filtro de microondas en su conjunto representa grandes retos en virtud de que el dominio de la solución de los campos electromagnéticos resulta ser muy grande comparado con el tamaño de diferentes elementos estructurales básicos, lo que hace que la simulación sea muy lenta y costosa en términos computacionales.

La figura 1 muestra la estructura DGS a considerar y que fue propuesta inicialmente en.<sup>6</sup> Los parámetros de la celda son la distancia de apertura,  $g$ , y el tamaño de los grabados  $a$  y  $b$  que están conectados a una apertura angosta de área  $W \times g$ . Los grabados tienen un espesor igual al del conductor en el plano de tierra,  $t$ .

La cinta en el plano superior tiene un ancho igual a  $W$  mm. Esta celda tiene la capacidad de incrementar la inductancia y capacitancia equivalente distribuida para formar el efecto de onda lenta, con lo cual se incrementa la reflexión a la frecuencia de resonancia sin necesidad de variar el ancho de la microcinta. Esto representa una ventaja estructural ya que se evitan discontinuidades y los efectos

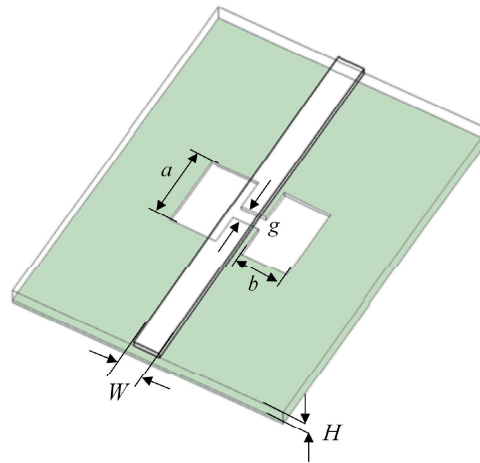


Fig. 1. Esquema de una celda DGS.

parásitos asociados que aparecen en otras estructuras como por ejemplo en los filtros de impedancia escalonada.<sup>7</sup>

Por otro lado, la celda DMS se basa en un defecto en la línea microcinta que consiste en grabar una ranura a lo largo de la línea como se muestra en la figura 2. Esta estructura fue propuesta inicialmente en.<sup>3</sup> En la microcinta convencional se tiene una velocidad de propagación dada por  $c/\sqrt{\epsilon_{eff}}$  (la razón entre la constante de la velocidad de la luz en el vacío y la raíz cuadrada de la permitividad efectiva de la línea microcinta). El efecto de onda lenta se crea por la inductancia distribuida a lo largo de la ranura grabada en la línea microcinta. La frecuencia de corte se determina analíticamente a través de la inductancia y longitud de stub en la ranura. Debido a sus características particulares, esta celda no se propuso para sustituir a la estructura de tierra imperfecta sino para complementarla.<sup>3</sup>

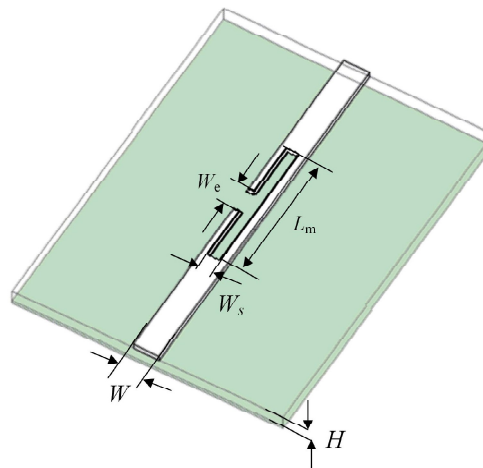


Fig. 2. Esquema de la celda DMS.

Para el análisis de la radiación generada por celdas con defecto DGS y DMS se consideran condiciones de absorción en el espacio libre que facilita los cálculos en la simulación electromagnética. En este trabajo se emplea el simulador de onda completa de estructuras 3D CST,<sup>1</sup> la cual es una herramienta de solución numérica de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD, del inglés Finite Difference Time Domain). Inicialmente, se analiza una microcinta convencional

con el fin de obtener una referencia de desempeño con respecto a las microcintas con defecto. En la simulación se encuentra la caja de simulación y las condiciones en la frontera que evita la aparición de resonancias no deseadas. Posteriormente, las estructuras DGS y DMS se sintonizan empleando el mismo sustrato y las mismas condiciones de frontera que las empleadas para la microcinta. Los resultados de simulación se corroboran por mediciones hechas con el analizador vectorial. Después, se muestra el cálculo de radiación empleando las capacidades de post procesamiento de CST y se comparan las características en frecuencia de las celdas utilizando parámetros S (de dispersión) medidos y calculados. Finalmente, se dan las conclusiones de este trabajo.

### LÍNEA MICROCINTA

La figura 3 muestra las variables geométricas de una microcinta convencional. La estructura se diseñó usando el laminado FR4<sup>II</sup> el cual es ampliamente usado en tarjetas de circuito impreso.<sup>8</sup> Las características eléctricas del laminado empleado

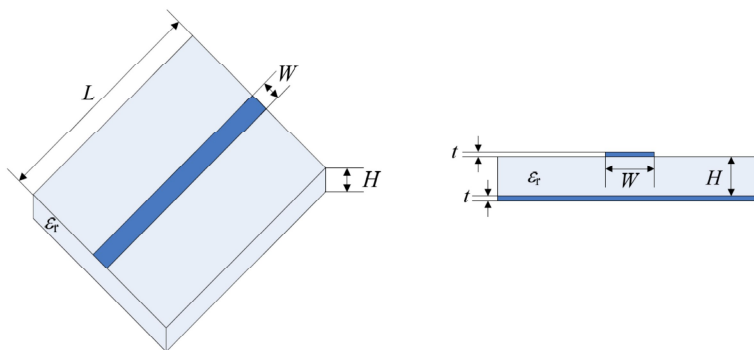


Fig. 3. Microcinta convencional y sus parámetros geométricos.

así como las dimensiones de la microcinta con impedancia característica de 50 Ohms se listan en la tabla I. Cuando la microcinta se diseña como una línea de transmisión de baja reflexión, las pérdidas intrínsecas se atribuyen a la disipación de potencia en los metales, pérdidas en el dieléctrico y en un menor grado a las pérdidas por radiación.<sup>9</sup>

TABLA I. Parámetros de la microcinta y sustrato FR4.

Parámetro	Valor
$W$	2.95 mm
$H$	1.58 mm
$L$	85.0 mm
permitividad relativa, $\epsilon_r$	4.9
conductividad cobre, $\sigma$	$5.8 \times 10^7$ S/m
espesor del metal, $t$	34.0 $\mu\text{m}$
tangente de pérdidas, $\tan \delta$	0.025

Las figura 4.a muestra las condiciones de frontera y la figura 4.b muestra las variables geométricas que definen el dominio de simulación y una selección cuidadosa de sus parámetros permite mantener acoplamientos electromagnéticos mínimos con las paredes de la caja de simulación. Las estructuras se excitan a

través de *puertos numéricos* que introducen una onda transversal electromagnética (TEM) en toda el área del puerto. Esto requiere de una pared eléctrica de resistividad cero como condición en la frontera de los puertos. Las paredes laterales se configuran para condiciones de absorción.

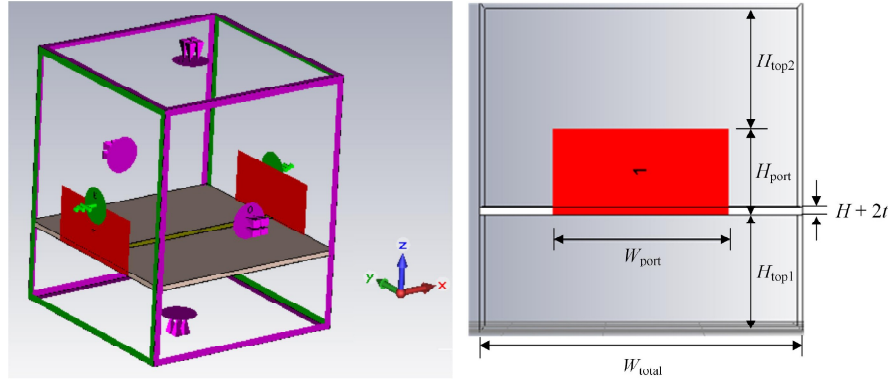


Fig. 4. Configuración de simulaciones en CST: a) condiciones EM de frontera (izquierda), b) parámetros de la caja de simulación (derecha).

Cuando se simula dicha microcinta, CST da como advertencia que los resultados pueden ser inexactos debido a la aparición de configuraciones de campos electromagnéticos de alto orden. Esto se debe a la característica no homogénea dieléctrico-aire que presenta, además de los modos de microcinta, configuraciones de campo con acoplamiento en el espacio libre. Basándose en los resultados de CST se corrobora que no hay inexactitud en el cálculo de los campos al analizar el balance de energía que invoca al Teorema de Poynting.<sup>10</sup> En la simulación, la transmisión de potencia depende del acoplamiento de potencia en la estructura y también de la selección de las dimensiones de la caja de simulación y de los puertos de entrada-salida, como se muestra en la figura 4.b. La impedancia característica de la microcinta,  $Z_0$ , es diferente a la impedancia de los puertos (la cual se mantiene fija en todo el intervalo de frecuencias) ya que los campos penetran en el dieléctrico al incrementar la frecuencia dando lugar a cambios en la constante de propagación. Lo anterior resulta en una línea de transmisión dispersiva y con reflexiones pequeñas. Así mismo, diferentes fenómenos como la creación de campos eléctricos no transversales asociados a pérdidas óhmicas, dependencia de la permitividad del substrato con la frecuencia y la no homogeneidad del sistema de materiales dan origen al modo de propagación cuasi-TEM.

El acoplamiento de potencia en los puertos de entrada-salida representa en sí mismo un problema de optimización en el que la selección de variables de los puertos numéricos y dimensión de la caja de simulación permite reducir el coeficiente de reflexión de la estructura. En dicha optimización se considera que la impedancia TEM de la microcinta es igual a la impedancia de los puertos que se utiliza para normalizar los parámetros S. La optimización se realizó satisfactoriamente en un intervalo amplio de frecuencias al minimizar el coeficiente de reflexión en el puerto de entrada calculado a la máxima frecuencia de interés,  $\omega_{max}$ . El coeficiente de reflexión en el puerto de entrada está dado por:

$$\Gamma_{in}(\omega_{max}) = \frac{Z_{in}(\omega_{max}) - Z_0}{Z_{in}(\omega_{max}) + Z_0} \quad (1)$$

donde  $Z_{in}$  es la impedancia vista por el puerto hacia el interior de la estructura.

En general, la impedancia de entrada vista desde el puerto tiene la ecuación:<sup>7,10</sup>

$$Z_{in} = \frac{P_s - P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{I I^* / 2} \quad (2)$$

donde  $P_s$  es la potencia promedio de la fuente (normalizada a 1 W en simulaciones).  $P_{loss}$  corresponde al promedio de potencia debido a las pérdidas asociadas a la reflexión en el puerto lejano; disipación por efecto óhmico; pérdidas en el dieléctrico; y radiación.  $\omega$  es la frecuencia angular,  $I$  es el fasor de corriente en el puerto de entrada y  $W_m$  y  $W_e$  es la energía magnética y eléctrica, respectivamente, en el volumen encerrado por la caja de simulación. El coeficiente de reflexión definido por la ecuación 1 toma en consideración todos los fenómenos de propagación que tienen lugar en la guía de onda. La optimización basada únicamente en la minimización del parámetro  $|S_{11}|$  no toma en cuenta la reflexión en el puerto lejano (por definición) ni las pérdidas introducidas a lo largo de la línea que son significativas en la variación de la impedancia de entrada con respecto a la impedancia característica TEM de referencia.

Para una microcinta convencional se puede considerar que la impedancia de entrada tiene un carácter puramente resistivo ya que la diferencia entre la energía de los campos eléctricos y la energía de los campos magnéticos es prácticamente igual a cero. La potencia acoplada al puerto se optimiza al encontrar la combinación de valores de la caja de simulación de la figura 4.b que minimiza la diferencia  $|Z_{in}(\omega_{max}) - Z_0|$ , siendo  $Z_0$  la impedancia característica TEM. Una ventaja de este método reside en que CST puede realizar el cálculo de la *impedancia de línea* como una etapa de post procesamiento sin incurrir en un costo computacional elevado. La tabla II muestra los parámetros encontrados que reducen el efecto de la caja de simulación en las respuestas de la línea microcinta y también en las celdas con defecto.

TABLA II. Parámetros de simulación en CST

Parámetro	Valor
$W_{port}$	12W
$H_{port}$	10H
$H_{top1}$	15H
$H_{top2}$	5H
$L_{total}$	85 mm
$W_{total}$	85 mm

La figura 5 muestra el vector de densidad de flujo de potencia en la microcinta, mostrando una reducción pequeña en la transmisión de potencia a lo largo del eje de propagación,  $e_x$ . La potencia transmitida por la microcinta está dada por la integral:<sup>9</sup>

$$P = \frac{1}{2} \Re \left\{ \int (\mathbf{E}_t \times \mathbf{H}_t^*) \cdot d\mathbf{A} \right\} \quad (3)$$

donde  $\mathbf{E}_t$  y  $\mathbf{H}_t$  son los fasores de los campos transversales eléctricos y magnéticos respectivamente, y  $d\mathbf{A}$  es el vector del área infinitesimal de la sección transversal de la línea de transmisión. En coordenadas cartesianas  $d\mathbf{A} = dz dy e_x$ . Debido a que la microcinta es una estructura cuasi-TEM, el vector de flujo presenta dispersión y esto crea pérdidas por radiación. El cálculo de la pérdida de potencia se calcula

mediante el vector de Poynting en la frontera con la caja de simulación. La potencia radiada está dada por:

$$P_{rad} = \Re \left\{ \int_{\partial V} \mathbf{S} \cdot d\mathbf{A} \right\} \quad (4)$$

donde  $\mathbf{S}$  es el fasor del flujo de potencia neta que abandona la estructura,  $\partial V$  corresponde a la superficie formada por las paredes laterales definidas por la condición de absorción y  $d\mathbf{A}$  es el vector de superficie diferencial del plano con dirección del vector normal que apunta hacia afuera de la estructura.

La ecuación 4 se implementa como una etapa de post-procesamiento en CST y se empleará en las siguientes secciones para realizar el cómputo de pérdidas por radiación.

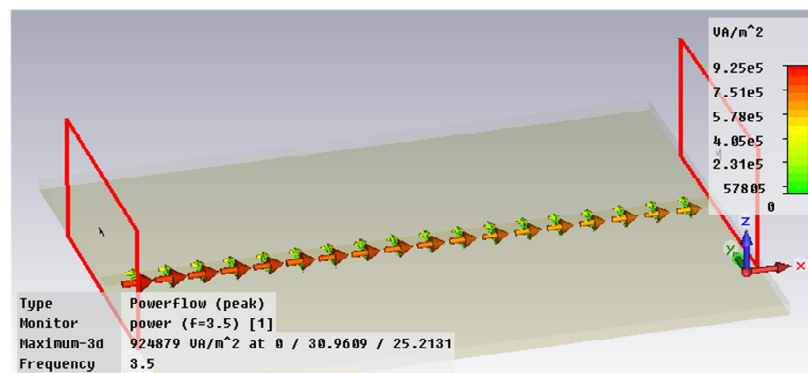


Fig. 5. Vector de densidad de potencia a lo largo de la microcinta a 3.5 GHz.

## RESPUESTAS EN FRECUENCIA

Utilizando simulación EM y un mallado de baja resolución (relativa a la longitud de onda mínima), se sintonizaron las celdas para resonar a 1.5 GHz. Es importante mencionar que en este proceso no se consideró optimizar los parámetros de diseño con una resolución alta, como la que se emplea para el análisis de radiación que se trata posteriormente, en virtud del alto costo computacional que implica la sintonización de las variables de diseño. La figura 6 muestra los prototipos construidos en FR4. Los parámetros obtenidos por simulación para DGS son  $\alpha=23.8$  mm,  $b=23.8$  mm, y  $g=0.4$  mm; y para DMS son  $W_s=0.5$  mm,  $L_m=51.55$  mm, y  $W_e=0.35$  mm (ver figura 1 y figura 2, respectivamente).

Las mediciones se llevaron a cabo con el Analizador Vectorial de Redes HP 8753 en el intervalo de frecuencias 30 kHz - 3 GHz. La figura 7 muestra el VNA (por sus siglas en inglés; Vector Network Analyzer);<sup>iii</sup> los dispositivos de prueba para calibrar el VNA en condiciones de circuito corto, abierto y thru para un sistema de 50 Ohms; y los cables tipo APC-7 y conectores tipo N empleados. Las figuras 6 y 7 muestran las bases metálicas empleadas sobre las cuales se fijan el conector N hembra. En este método de alimentación las “condiciones de absorción” se encuentran limitadas por las bases metálicas de aluminio que actúan como paredes laterales de espesor igual a 1 pulgada y que modifican las condiciones de radiación, principalmente en el defecto de tierra. Esto da lugar a discrepancias entre las mediciones y resultados experimentales a altas frecuencias que se muestran a continuación.

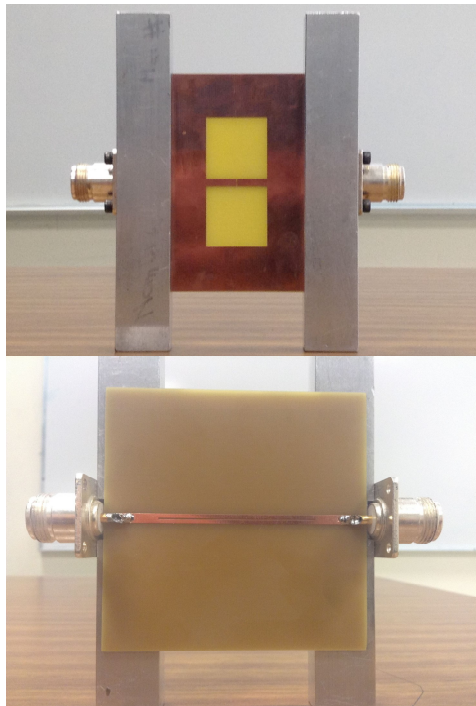


Fig. 6. Prototipos de las celdas DGS y DMS: a) vista del plano de tierra con defecto (arriba), b) vista de la microcinta con defecto (abajo).

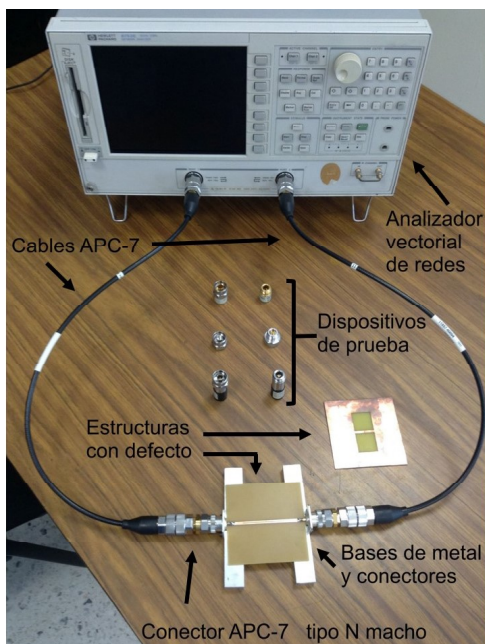


Fig. 7. Medición de las celdas con defecto utilizando el analizador vectorial HP 8753.

Para el diseño de las celdas, se han propuesto circuitos de respuesta Butterworth de parámetros concentrados para modelar resonancia<sup>3</sup> y punto de corte a 3dB<sup>6</sup> de las celdas DMS y DGS, respectivamente. Estos modelos circuitales no permiten analizar la atenuación a frecuencias altas, en las bandas de rechazo de los filtros, por lo que se hace indispensable el modelado EM. Las figuras 8 y 9 muestran la magnitud de los parámetros S utilizando un mallado más fino que el utilizado



en el proceso de sintonización, dando lugar a variaciones en la frecuencia de resonancia. Se muestra que ambas estructuras presentan aproximadamente la misma profundidad de atenuación en resonancia. La celda DGS presenta el punto de frecuencia de corte de 3 dB,  $f_{3dB}$  ( $= 0.6$  GHz) menor que el que presenta la celda DMS; con  $f_{3dB} = 1.01$  GHz. La celda DMS presenta periodicidad en las respuestas, mostrando un primer cero aproximadamente a 3.2 GHz y un segundo polo a 4.8 GHz. También se muestra que la celda DMS introduce una baja atenuación para componentes alrededor de 3.2 GHz. Por otro lado, la celda DGS no presenta periodicidad e introduce una atenuación casi constante a frecuencias mayores de resonancia. El parámetro  $|S_{11}|$  muestra un acoplamiento alto a bajas frecuencias y periodicidad en la respuesta de la celda DMS.

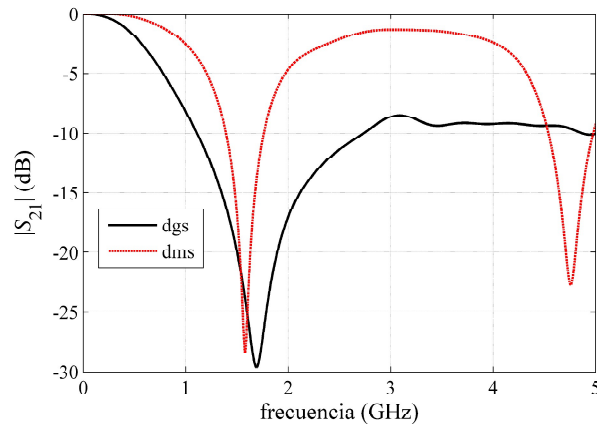


Fig. 8. Magnitud de parámetros de transmisión.

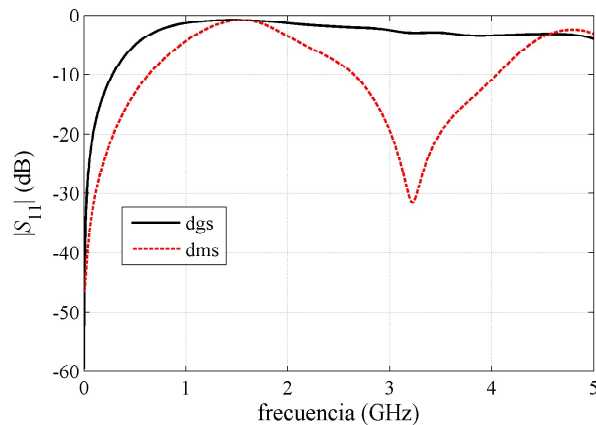


Fig. 9. Magnitud de parámetros de reflexión.

Los resultados experimentales que se obtuvieron del VNA HP 8753 se muestran en la figura 10. En la figura 10.a, MARKER 1 se fija a una frecuencia de resonancia de la celda DGS igual a 1.720 GHz; indicando una atenuación igual a 25.85 dB. Los resultados de CST muestran una atenuación igual a 28.87 dB, casi exactamente a la misma frecuencia de resonancia. Por otro lado, la figura 10.b, muestra  $|S_{21}|$  con MARKER 1 a 1.600 GHz indicando una atenuación igual a 29.26 dB, lo cual contrasta muy bien con resultados de CST; una frecuencia de resonancia igual a 1.580 GHz y atenuación igual a 28.42 dB. Para la celda

DGS, se encontró una diferencia en  $|S_{21}|$  de 5 dB a frecuencias cercanas a 3 GHz. Se presume que esta diferencia se debe principalmente al efecto de la base de aluminio empleada para la alimentación y que actúa sobre los campos radiados. Otras lecturas de los parámetros hechas con el VNA muestran diferencias menores entre los resultados de simulación y experimentales.

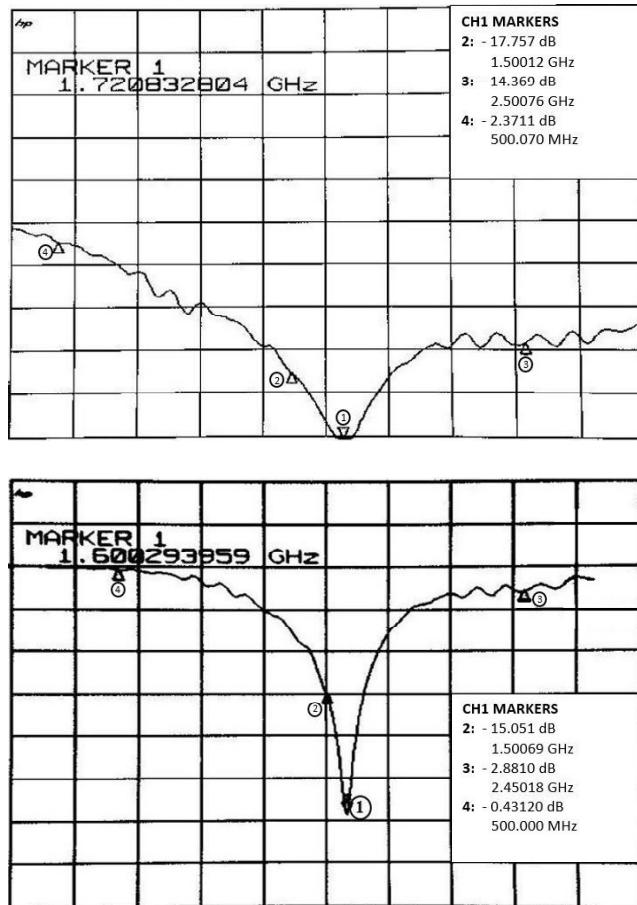


Fig. 10. Parámetros  $|S_{21}|$  medidos con el analizador vectorial HP 8753: dgs (arriba), b) dms (abajo).

Los parámetros  $S_{11}$  medidos (gráficas no mostradas aquí) muestran una alta correspondencia con los resultados simulados en el intervalo medido (3kHz - 3GHz). Se encuentra que a 3 kHz, el parámetro  $|S_{11}|$  medido para la celda DGS es igual a  $-28.3$  dB y para la celda DMS es de  $-32.5$  dB. Esto muestra que el diseño de las microcintas que alimentan a las celdas y la optimización de campo acoplado en los puertos de la microcinta fueron realizados correctamente.

## PÉRDIDAS POR RADIACIÓN

A continuación se comparan las pérdidas por radiación de tres estructuras: la microcinta convencional, la celda DGS y la celda DMS. La radiación en microcintas presenta diferentes mecanismos, no únicamente como la propagación de ondas en la línea microcinta que se acoplan directamente al espacio libre, sino también como ondas que se propagan dentro del dieléctrico en zigzag y que

eventualmente se difractan en la interface del dieléctrico con la pared lateral. La figura 11 muestra las pérdidas por radiación calculadas por la ecuación 4. Se observa que las tres estructuras presentan radiación baja a frecuencias menores a 1 GHz. En particular; la microcinta convencional presenta pérdidas por radiación muy bajas en todo el intervalo de interés y menores que sus pérdidas óhmicas, como era de esperarse.

La figura 11 muestra que la estructura de microcinta imperfecta tiene un desempeño muy similar al de la microcinta convencional, en contraste con la celda de tierra imperfecta en la que la radiación se incrementa considerablemente a partir de la frecuencia de resonancia. En la celda DGS se acentúa el efecto de difracción en la interface del dieléctrico; siendo una fuente potencial de interferencia con otras estructuras planares. Dichas pérdidas afectan la banda de rechazo y profundidad de atenuación a frecuencias mayores que resonancia. Esto da lugar a bajas pérdidas por inserción en la banda de rechazo (aproximadamente igual a 10 dB para frecuencias mayores a 3 GHz, ver figura 8) y una disminución sostenida de las pérdidas de retorno con la frecuencia (ver figura 9). Las pérdidas por radiación pueden ser de hasta 40% la potencia del puerto a la máxima frecuencia de interés.

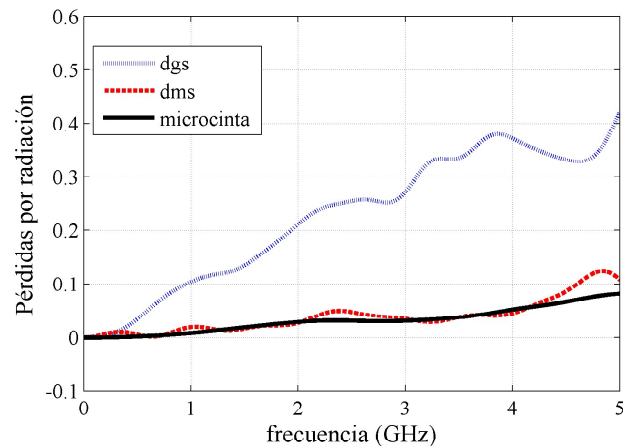


Fig. 11. Pérdida por radiación normalizada a 1 W.

Es importante resaltar el desempeño de la microcinta imperfecta, que resulta ser similar al de la microcinta convencional en términos de radiación. Los acoplamientos de campo cercano alrededor de la ranura con ancho  $W_s$  seleccionado (ver figura 2), siendo éste parámetro mucho menor que la longitud de onda, reduce la dispersión de campos alrededor de la celda. Se puede corroborar que la característica de baja radiación es un factor a considerar en la selección de dicha estructura. Por otro lado, análisis EM muestran que los efectos pelicular (*skin*) y de proximidad incrementan considerablemente las pérdidas óhmicas con la frecuencia, como una característica intrínseca de la celda de microcinta con defecto. Debido a los altos niveles de potencia acoplados en el espacio que rodea a la imperfección introducida en el plano de tierra es de fundamental importancia considerar los efectos de las pérdidas por radiación, las cuales no son analizadas explícitamente en <sup>3,6</sup>.

## CONCLUSIONES

El diseño de filtros basado en microcintas con defecto requiere del análisis de las pérdidas por radiación como una característica a considerar en la selección de la celda. Se comprobó experimentalmente y por simulación que las celdas DMS y DGS se pueden diseñar con gran exactitud para resonar a una frecuencia predeterminada empleando modelado EM de 3D. Se comprobó que en el modelado es crucial emplear una densidad en el mallado alta para obtener una correspondencia aceptable entre resultados teóricos y experimentales. Las pequeñas discrepancias encontradas en los parámetros S en todo el intervalo de frecuencia valida el método de simulación desarrollado. Se encuentra experimentalmente que los efectos de alto orden asociados a las pérdidas por radiación dependen en gran medida del espacio que rodea a las celdas, lo cual requiere de un esquema de medición con condiciones de absorción y sin reflexiones con la estructura de alimentación. Originalmente, la celda DMS se propuso como una estructura complementaria a la celda DGS en virtud de que un diseño en cascada de dichas estructuras presentaría una banda de rechazo más amplia y una mejora en la atenuación. Del análisis EM se encuentra que la celda DGS puede producir acoplamientos potenciales con componentes planares, por lo que la complementariedad de las celdas DMS y DGS debe ser evaluada cuidadosamente considerando fundamentalmente los efectos de radiación.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue realizado como parte del proyecto de investigación financiado por PRODEP, UANL-PTC-826 con Carta de Aceptación 103.5-15-6797.

## REFERENCIAS

1. G. D. Vendelin, A. M. Pavio, U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, Dallas, TX: John Wiley, 1990.
2. K. Chul-Soo, P. Jun-Seok, D. Ahn, L. Jae-Bong, "A novel 1-D periodic defected structure for planar circuits." *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, pp. 131-133, abril 2000.
3. J. Tirado-Mendez, *Diseño conjunto del bloque de RF de transreceptores con aplicación de tierras (DGS) y microcintas imperfectas (DMS)*, Tesis Doctoral, Sección de Comunicaciones, Cinvestav-IPN, junio 2008, 292 pp.
4. Jorge Aguilar-Torrentera, Zabdiel Brito-Brito, Juan C. Cervantes-González y Carlos A. López, "EM simulation of a low-pass filter based on microstrip defected ground structure," *Comsol Conference Boston 2012, Proc.*, 10-14 octubre, 6 pp.
5. G. Breed, "An introduction to defected ground structures in microstrip circuits," *High Frequency Electronics*, pp. 50-54, 2008.
6. D. Ahn, J. Park, C. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 86-4537, enero 2001.
7. D. Pozar, *Microwave Eng.*, Amherst Massachusetts: Adison-Wesley, 1990.

8. S. C. Thierauf, High-Speed Circuit Board Signal Integrity, Boston: Artech House, 2004.
  9. G. Kompa, Practical Microstrip: Design and Applications, Boston: Artech House, 2005.
  10. R. Collin, Foundations for Microwave Engineering, New York: McGraw Hill, IEEE Press, 1992.
- I. CST Microwave Studio 2009, CST AG, Darmstadt, Germany, 2009.
  - II. Accurate Plastics Inc., Epoxi-Glass™ G10, FR4 sheets.
  - III. Equipo empleado para enseñanza e investigación que se encuentra en el Laboratorio de Microondas de FIME-UANL.



Revista  
**Ingenierías**

consúltala en:  
<http://ingenierias.uanl.mx/>