

Modelado de componentes pasivos de montaje superficial en Radiofrecuencia.

Jaime Cagigas, Eduardo Artal.

jaime.cagigas@unican.es, eduardo.artal@unican.es
Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.
Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander, Cantabria

Abstract.- In this paper, lumped-element models for surface mounted devices (SMD), capacitors and inductors, are presented. The parasitic and packaging effects of SMD are extracted, including the characterization of the interconnects. The equivalent circuit parameters are extracted from S-parameters tests. These models are suitable for microstrip mounted components, and in the frequencies range 100 MHz to 4 GHz. The modelling and extraction procedure is demonstrated for 0805 style components.

I. INTRODUCCIÓN

La utilización de componentes de montaje superficial, SMD (Surface Mounted Devices), como condensadores, inductancias y resistencias es muy amplia en tecnologías de radiofrecuencia. Estos componentes generalmente se sueldan en el circuito, según su tamaño y fabricante con su correspondiente huella (pad). La combinación de esta huella junto con el encapsulado, el trazado de la placa y el substrato utilizados, provocan que aparezcan efectos parásitos como resonancias y acoplos. Por tanto, obtener y comprender los modelos de estos componentes basados en circuito equivalente, ayudará a mejorar la precisión de la simulación de circuitos donde se emplean este tipo de componentes.

El objetivo de este trabajo es obtener modelos para componentes SMD válidos para la banda de frecuencias de 100 MHz a 4 GHz. Para obtener estos modelos el proceso está basado en medidas mediante sondas coplanares y transiciones coplanar-microstrip, calibrando previamente mediante el método de TRL (Thru-Reflect-Line). Una vez realizado el modelado se ha validado este modelado con la fabricación de un filtro, en cuya simulación se han empleado tanto el modelo ofrecido por el fabricante como el modelo obtenido en este trabajo, comparando ambas respuestas con la respuesta real.

II. TRANSICIÓN COPLANAR-MICROSTRIP

La decisión de utilizar transiciones coplanar a microstrip, es debida a que la repetibilidad obtenida mediante la utilización de transiciones coaxial-microstrip no es buena. Cuando se observan circuitos en los que se emplean este tipo de transiciones, frecuentemente se encuentran transiciones coplanar-microstrip como las que se muestran en la Fig. 1. Esta transición está basada en conexiones con hilos de “bonding”, los cuales presentan una barrera muy abrupta para las ondas que viajan de la línea coplanar a la microstrip, debido a que los hilos presentan una inductancia parásita, la cual se traduce en una diferencia de potencial entre los planos de masa.

Para realizar una buena transición coplanar-microstrip, hay que evitar una transición abrupta introduciendo un “taper”, como se muestra en la Fig. 2 [1]-[6]

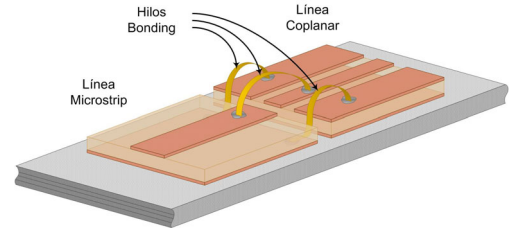


Fig. 1. Transición coplanar-microstrip abrupta.

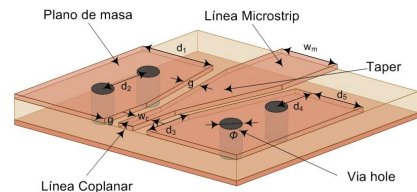


Fig. 2. Transición coplanar-microstrip suave.

El substrato elegido es el RO3210TM de Rogers, cuyas características son las siguientes $\epsilon_r=10.2$, $t=17.5 \mu\text{m}$ y $h=25 \text{ mils}$ ($635 \mu\text{m}$). Este substrato se adecua a los requerimientos de dimensiones físicas del circuito, puesto que para la medida se emplearán unas sondas de $200 \mu\text{m}$ de separación entre masa y señal (pitch). Con este substrato se obtienen las siguientes dimensiones físicas para la transición.

Tabla 1. Dimensiones físicas de la transición coplanar a microstrip en μm .

Medidas físicas										
w_c	l_c	g	w_m	d_1	d_2	d_3	d_4	d_5	Φ	l_T
150	500	100	575	793	700	500	400	500	500	1000

Donde:

- w_c , l_c y g son las dimensiones características de la línea coplanar (anchura, longitud y “gap”).
- w_m la anchura de la línea microstrip.
- d_1 , d_2 , d_3 , d_4 y d_5 son dimensiones de los planos de masa de la línea coplanar.
- Φ es el diámetro de los agujeros a masa (via holes).
- l_T es la longitud del “taper”.

Una vez diseñada la transición se procede a su simulación y posterior medida. Para ello se realiza una línea simétrica con una longitud de línea microstrip de 10 mm, que en el TRL actuará como “Thru”. Para realizar la medida de esta línea se emplea el analizador de redes (PNA E8364A) de

Agilent Technologies, junto con unos cables de Gore-Tex® (2.4 mm – 2.4 mm, (Male-Female)), la estación de sondas Summit 9000, las sondas 40A-GSG-200-P y el substrato CS5 para la calibración, de Picoprobe®. De forma que se obtienen los resultados que se presentan en la Fig. 3.

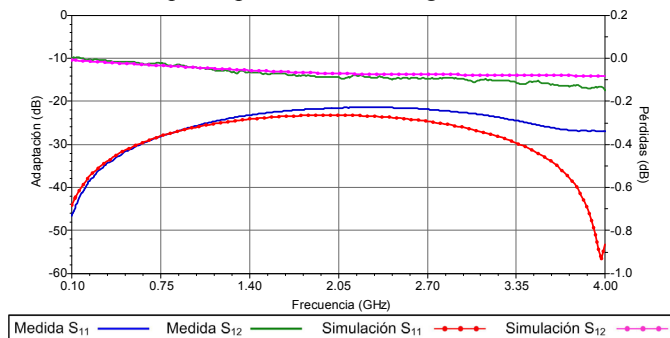


Fig. 3. Simulación y medidas del “Thru” del kit de calibración TRL.

III. KIT DE CALIBRACIÓN TRL

Antes de medir los componentes, se realiza la calibración del sistema de medida con un kit TRL que abarca el rango de frecuencias de 100 MHz a 4 GHz.

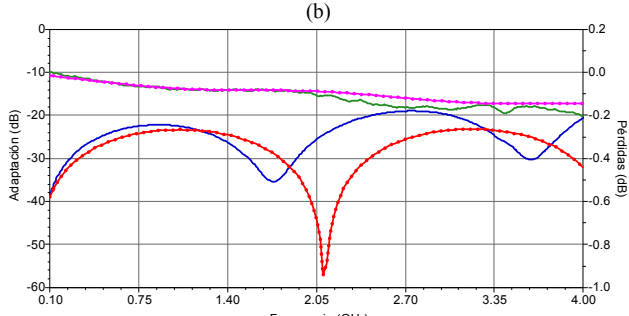
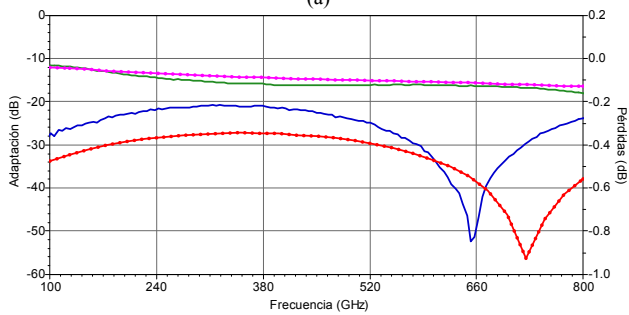
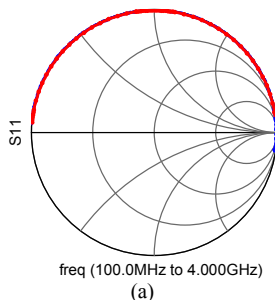


Fig. 4. Simulación y medidas del kit TRL.

a.- Reflect (Short), b.- Line1 y c.- Line2.

Para cubrir este rango de frecuencias han de emplearse dos líneas, puesto que con una sólo no se cumple la relación 8:1 entre frecuencia. En el kit TRL se usan dos líneas una que

abarca desde los 100 MHz hasta los 800 MHz y otra que cubre la banda de 500 MHz a 4 GHz, ambas cumpliendo que a la frecuencia central tengan un retraso con respecto al “Thru” de 90° ó $\lambda/4$. La longitud del “Thru” viene determinada por la longitud de la línea que existe en las placas empleadas para realizar la medida de los componentes, en este caso 10 mm. Los resultados obtenidos en la medida de los estándares se muestran en la Fig. 3 y en la Fig. 4.

IV. MODELO DE COMPONENTES SMD

A. Modelo del condensador

El circuito equivalente para un condensador SMD se muestra en la Fig. 5.

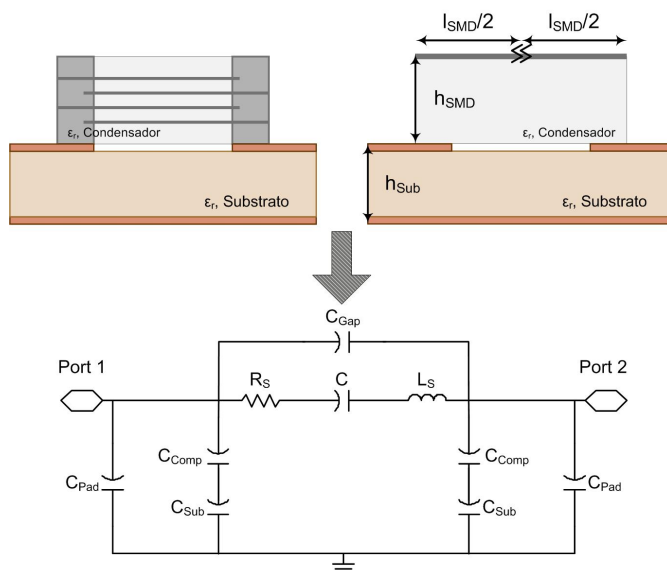


Fig. 5. Circuito equivalente de un condensador SMD.

Un condensador multicapas, como el que se muestra en la figura, se puede modelar como una línea microstrip, con un tamaño similar al del componente ($w_{SMD} \times l_{SMD}$) a una altura sobre el substrato igual a la del componente (h_{SMD}) y con el dieléctrico del propio SMD. Esta línea modela los efectos capacitivos parásitos de las placas paralelas de las que se compone el condensador sobre el substrato. Aparecen capacidades parásitas, C_{Comp} y C_{Sub} , la primera representa la capacidad que provoca la mitad de la placa paralela sobre la capa superior del substrato y la segunda es debida a esta mitad de la línea sobre el propio substrato y viene determinada por (1) [7]-[8].

$$C_{Sub} \cong \frac{l_{SMD}}{Z_{0Lin} \cdot c_0 / \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (1)$$

Donde Z_{0Lin} es función de h_{Sub} , ϵ_{ref} y w_{SMD} .

El componente a su vez se encuentra soldado sobre su pad. Este pad se puede modelar como una red capacitiva en π , formada por las capacidades C_{Gap} y C_{Pad} , esta última puede calcularse de forma similar a C_{Sub} .

En el circuito RLC serie, el valor de C se corresponde con la capacidad nominal del condensador, L_S la inductancia que introduce el condensador debido a las placas paralelas y R_S el efecto resistivo de las mismas.

B. Modelo de la bobina

El circuito equivalente para una bobina SMD se muestra en la Fig. 6.

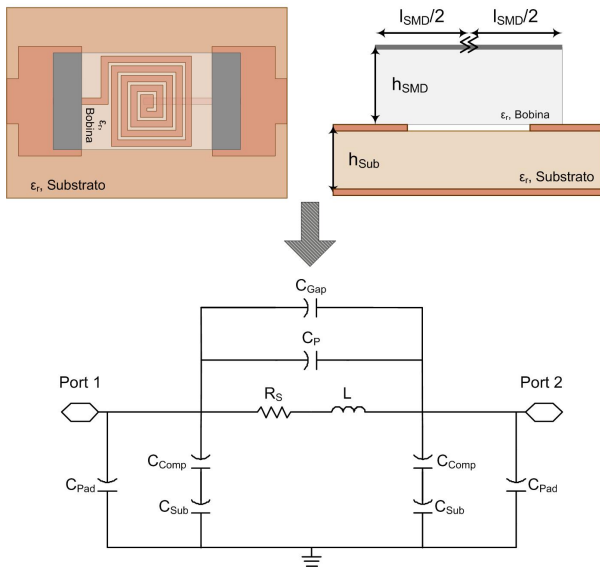


Fig. 6. Circuito equivalente de una inductancia SMD.

Al igual que en el caso del condensador, los efectos parásitos del componente SMD sobre el sustrato se pueden obtener, usando el modelo de línea microstrip. En este caso L es el valor nominal de la bobina, R_S es el efecto resistivo introducido por la línea que forma la bobina y C_P es la capacidad que se induce entre las líneas que forman la bobina.

V. MEDIDAS DE COMPONENTES SMD

Se han caracterizado componentes de montaje superficial del tamaño 0805 (8 mils de largo x 5 mils de ancho).

Para ello se ha realizado la calibración con el kit TRL descrito anteriormente, de forma que los planos de calibración queden definidos al borde de los pads de conexión de las placas empleadas para la medida de los componentes, como se muestra en la Fig. 7.

Se realiza la medida del componente y del pad en vacío donde se suelda el mismo, de forma que para obtener el modelo del componente sin los efectos del pad, se descontarán los efectos de éste en vacío de la medida del componente, donde se tienen en cuenta los efectos del pad. Con ayuda del simulador ADS (Advanced Design System) de Agilent Technologies se descuentan los efectos del pad, red capacitiva en paralelo (red en π) formada por C_{Pad} y C_{Gap} .

El resto de componentes C_{Comp} , L_S , R_S y C_P se obtienen mediante optimización, con las medidas de los parámetros S de los componentes, empleando el programa ADS.

Como ejemplo se describe a continuación la caracterización de dos componentes uno capacitivo y otro inductivo.

A. Medida de condensador

Se ha realizado la medida de un condensador cerámico multicapa de Johanson Technology de 4,7 pF montado en una placa como la que se muestra en la Fig. 7.

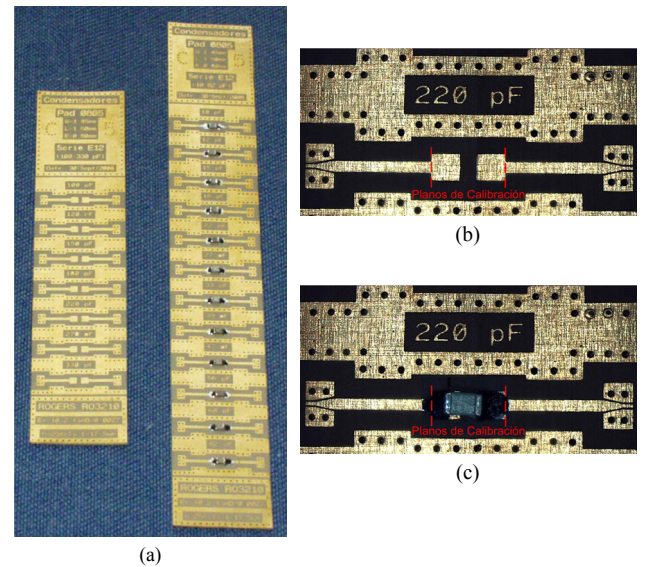


Fig. 7. Medida de componentes SMD. a.- Placas empleadas para la medida, b.- Medida del pad en vacío y c.- Medida del pad con el componente SMD

Las medidas se realizaron como en el caso del TRL con el mismo banco de medida, desde 100 MHz hasta 4 GHz.

En la Fig. 8 se muestran los resultados obtenidos en magnitud y fase de los parámetros S del componente una vez descontados los efectos del pad medidos, junto con los obtenidos con el modelo generado y el modelo que proporciona el fabricante.

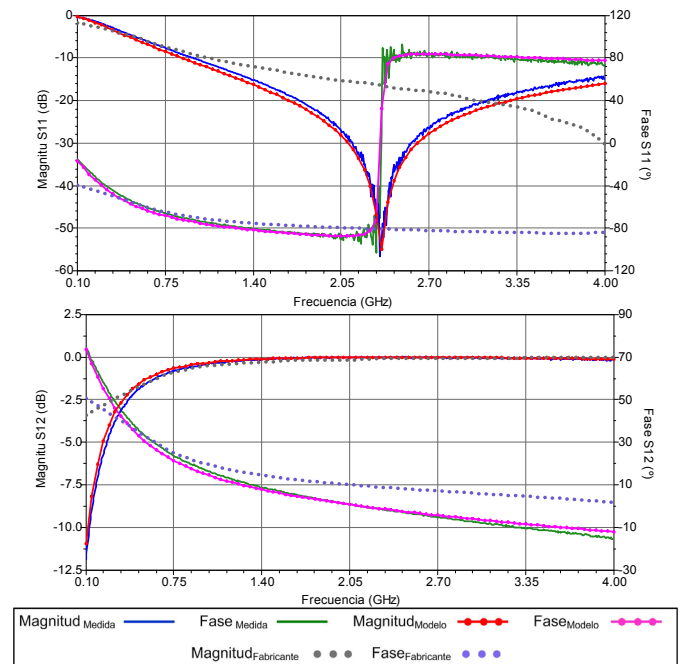


Fig. 8. Parámetros S, medidas frente a modelo obtenido y modelo del fabricante, del condensador de 4,7 pF.

B. Medida de la bobina

En este caso se realizará la medida y modelado de una bobina de 10 nH del mismo fabricante, de forma similar al caso del condensador.

En la Fig. 9 se muestran los resultados obtenidos en magnitud y fase de los parámetros S del componente en las mismas condiciones que las realizadas para el condensador.

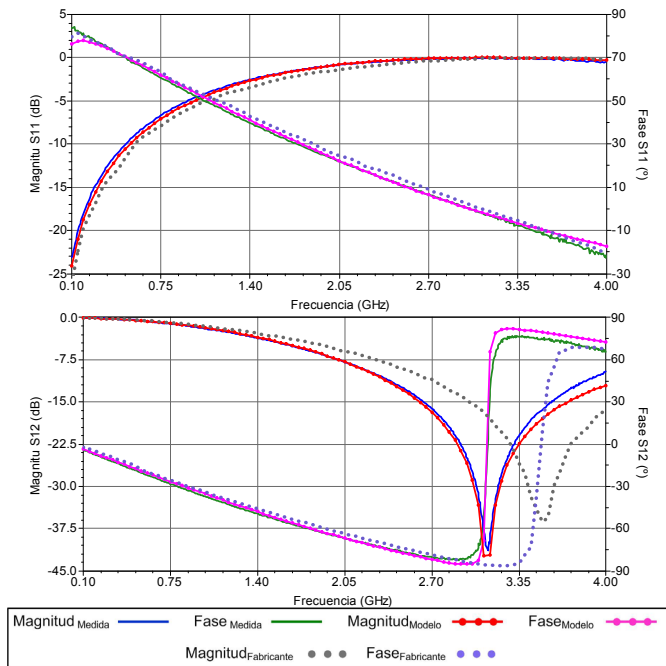


Fig. 9. Parámetros S, medidas frente a modelo obtenido y modelo del fabricante, de la bobina de 10 nH.

VI. VALIDACIÓN DE LOS MODELOS

Para la validación de los modelos obtenidos, se ha realizado un filtro paso bajo de orden 3 mostrado en la Fig. 10, para comprobar la calidad de los modelos obtenidos.

El sustrato empleado para la fabricación del circuito de validación del modelo, es diferente al de las medidas de los componentes. Se utiliza el FR4 cuyas características son 1,59 mm de altura, 4,3 de constante dieléctrica, una tangente de pérdidas de 0,019 y una metalización de 35 μm .

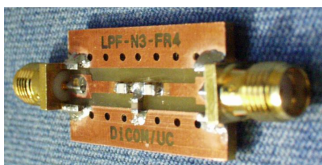


Fig. 10. Circuito de validación de los modelos, filtro paso bajo de orden 3.

Utilizando los modelos de la Fig. 5 y Fig. 6, realizando los cálculos pertinentes para la capacidad parásita C_{Sub} y modelando el pad con elementos de ADS (STEP, MLIN y MGAP) en modo esquema para se obtienen los resultados mostrados en la Fig. 11 para el filtro.

VII. CONCLUSIONES

Se ha presentado un método para obtener modelos con elementos concentrados en radiofrecuencia, considerando tanto los efectos parásitos de los componentes, como los provocados por los pads de conexión y el encapsulado de los propios componentes en conjunto con el sustrato. El modelo se obtiene a partir de la medida de los parámetros S de los componentes, optimizando los parámetros de cada modelo para ajustarlos a las medidas, comparando las medidas con el modelo desarrollado y el modelo proporcionado por el fabricante.

Por último se han validado los modelos realizando un filtro paso bajo y se observa que la respuesta obtenida con el modelo y la medida es bastante próxima y más exacta que la dada por el fabricante.

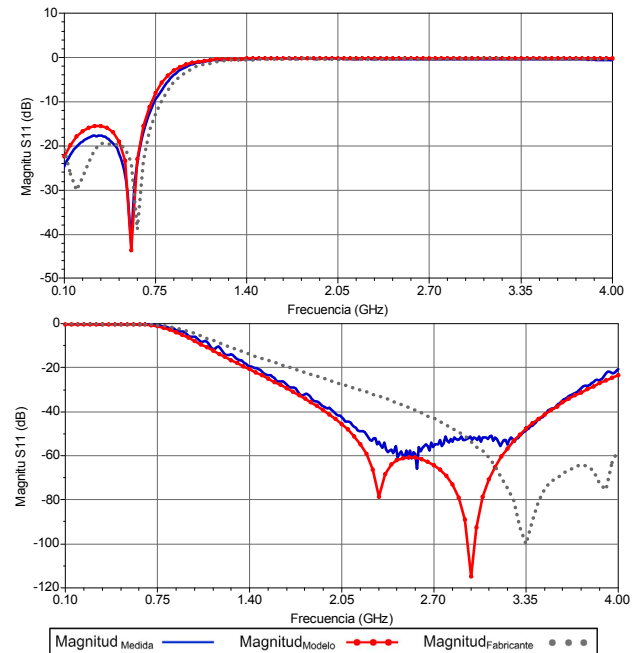


Fig. 11. Resultados del circuito de validación de los modelos.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha realizado con financiación del Ministerio de Ciencia e Innovación, a través del Programa Nacional de Astronomía y Astrofísica, proyecto de referencia AYA2007-68058-C03-03. La fabricación de la placas y el montaje han sido realizados por Alexandrina Pana, Eva Cuerno y Ana Rosa Pérez.

REFERENCIAS

- [1] M. C. Maya, A. Lázaro, P. de Paco y L. Pradell, "Caracterización de una transición coplanar-microstrip, mediante medidas coplanares", Congreso URSI 2003.
- [2] Y. Wang y M. J. Lancaster, "Coplanar to microstrip transition for one-wafer measurements", Microwave and optical technology letters, Vol. 49, N° 1, Enero 2007, páginas 100-103.
- [3] P. Rosas, J. Medina y D. Hernández, "Diseño y análisis de transiciones coplanar-microcinta para su operación en el intervalo de frecuencias de 1 a 50 GHz", Congreso Nacional de Instrumentación, Guadalajara, Jal. MEXICO, octubre 2000. Edición Digital.
- [4] A. M. E. Safwat, K. A. Zaki, W. Johnson, y C. H. Lee, "Novel design for coplanar waveguide to microstrip transition" in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, Mayo 2001, páginas. 607-610.
- [5] G. Zheng, J. Papapolymerou and M. M. Tentzeris, "Wideband Coplanar Waveguide RF Probe Pad to Microstrip Transitions Without Via Holes", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 13, N° 12, Diciembre 2003, páginas 544-546.
- [6] W. Wiatr, D.K. Walker, and D.F. Williams, "Coplanar-waveguide-microstrip transition model", IEEE Int Microw Symp Digest 3 (2000), páginas 1797-1800.
- [7] K. Naishadham, and T. Durak, "Measurement-Based Closed-Form Modeling of Surface-Mounted RF Components", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, VOL. 50, N°10, October 2002, páginas 2276-2286.
- [8] B. Lakshminarayanan, H. C. Gordon and T. M. Weller Naishadham, and Tahsin Durak, "A Substrate-Dependent Cad Model for Ceramic Multilayer Capacitors", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, VOL. 48, N°10, October 2000, páginas 1687-1693.