

ANEXO D

CARACTERIZACIÓN DE UNA TRANSICIÓN DE GUÍA DE ONDA COPLANAR A MICROSTRIP

D.1. INTRODUCCIÓN

Para caracterizar la transición de guía de onda coplanar a línea microstrip (CPW-M) de JMICROTM Technology se ha aplicado un desarrollo matemático similar al empleado para corregir los errores sistemáticos en un analizador de redes vectorial, [1]/[2]. Éste se basa en medir únicamente estándares en transmisión, que contienen la transición CPW-M que se desea caracterizar, [3]-[5]. Entonces, el método consiste en obtener la matriz de transmisión (T) de la transición a partir de medidas de parámetros S de dos líneas microstrip de diferente longitud que incluyen dos transiciones CPW-M, [6]. La diferencia de longitud entre las líneas no debe coincidir con $\lambda/2$ (λ = longitud de onda) o múltiplos de esta. Así mismo, se obtiene la constante de propagación de las líneas, γ , y su impedancia, Z , características que se asumen iguales a las de la transición.

D.2. CARACTERIZACIÓN DE LA TRANSICIÓN CPW-M [6]-[7]

La estructura de la línea microstrip con dos transiciones CPW-M se muestra en la Figura D.1. La transición adapta la estructura coplanar a microstrip conservando la impedancia característica, Z_0 ($\approx 50 \Omega$), e incluye dos *vía-holes* que permiten asegurar un buen contacto entre la tierra de la línea coplanar y el plano de tierra microstrip, particularmente importante a baja frecuencia.

En la Figura D.1(a) se identifican las matrices T de la transición CPW-M en el puerto 1 y 2 como \mathbf{T}_{T1} y \mathbf{T}_{T2} , y la matriz T de la línea microstrip de longitud ℓ , como $\mathbf{T}_L(\ell)$.

La matriz T medida de la línea, $\mathbf{T}_{LM}(\ell)$ se define como:

$$\mathbf{T}_{LM}(\ell) = \mathbf{T}_{T1} \cdot \mathbf{T}_L(\ell) \cdot \mathbf{T}_{T2} \quad (\text{D.1})$$

donde \mathbf{T}_{LM} se calcula de los parámetros S medidos de la línea.

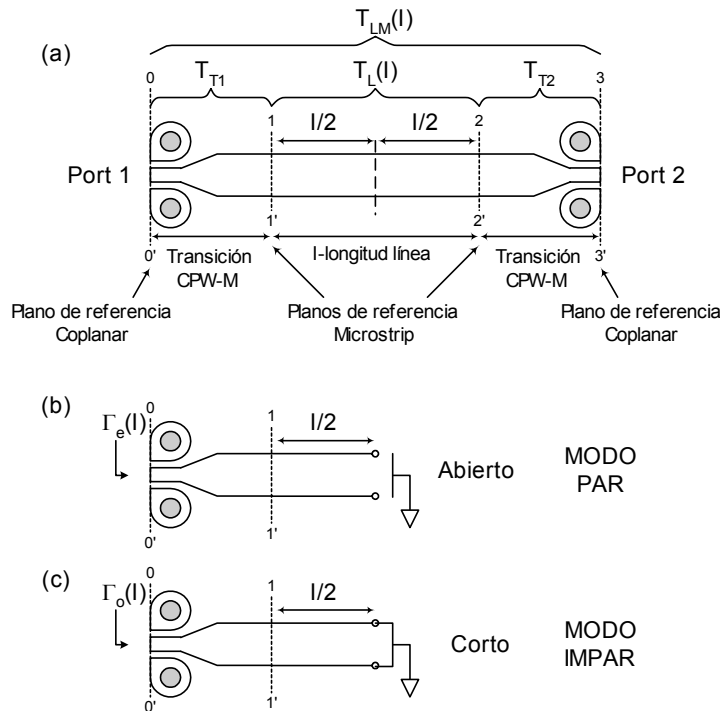


Figura D.1 (a) Estructura de la línea de transmisión microstrip con transiciones CPW-M. (b) Análisis en modo par y (c) análisis en modo impar

La matriz T para una línea de longitud l , con una constante de propagación, γ , se expresa como:

$$\mathbf{T}_L(l) = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) - \left(\frac{Z^2 + Z_0^2}{2ZZ_0} \right) \cdot \sinh(\gamma l) & \left(\frac{Z^2 - Z_0^2}{2ZZ_0} \right) \cdot \sinh(\gamma l) \\ - \left(\frac{Z^2 - Z_0^2}{2ZZ_0} \right) \cdot \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) + \left(\frac{Z^2 + Z_0^2}{2ZZ_0} \right) \cdot \sinh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (D.2)$$

donde Z_0 es la impedancia de referencia ($=50 \Omega$) y Z es la impedancia de la línea que se considera de un valor arbitrario.

Para calcular γ se utiliza un procedimiento similar al de las técnicas TRL, [8],[9], donde se combinan las medidas de dos líneas: línea A, con longitud l_A y línea B, con longitud l_B . Entonces, mediante definición de (D.1) se obtiene la siguiente expresión:

$$\mathbf{T}_{T1} \cdot \mathbf{T}_L(l_B) \cdot \mathbf{T}_L(l_A)^{-1} \cdot \mathbf{T}_{T1}^{-1} = \mathbf{T}_{LM}(l_B) \cdot \mathbf{T}_{LM}(l_A)^{-1} \quad (D.3)$$

Esta expresión cumple con la propiedad de similitud: $\mathbf{A} \cdot \mathbf{K} \cdot \mathbf{A}^{-1} = \mathbf{M}$, donde $\mathbf{K} = \mathbf{T}_L(l_B) \cdot \mathbf{T}_L(l_A)^{-1}$ y $\mathbf{M} = \mathbf{T}_{LM}(l_B) \cdot \mathbf{T}_{LM}(l_A)^{-1}$; que además tiene la propiedad de conservación de traza ($trace(\mathbf{K}) = trace(\mathbf{M})$) y de conservación del determinante ($det(\mathbf{K}) = det(\mathbf{M})$), [2].

Sustituyendo (D.2) en (D.3) y utilizando la propiedad de conservación de la traza, tenemos:

$$\cosh(\gamma l_T) = \frac{1}{2} \cdot trace\left(\mathbf{T}_{LM}(l_B) \cdot \mathbf{T}_{LM}(l_A)^{-1}\right) \quad (D.4)$$

donde ℓ_T es la diferencia entre la longitud de las líneas, $\ell_T = \ell_B - \ell_A$, que debe diferir de $\lambda/2$ y sus múltiplos; salvo esta consideración ℓ_T puede adoptar cualquier valor.

Para calcular la impedancia, Z , de la línea, el determinante de (D.3) y el $\cosh(\gamma\ell_T)$ (ecuación (D.4)) se expresan en función de los parámetros S, en donde se considera S_{ℓ_T} como los parámetros S de una línea de longitud ℓ_T , [4]. Resolviendo para $S_{\ell_T 21}$, se tiene:

$$S_{\ell_T 21} = \frac{b \pm \sqrt{b^2 - 4a}}{2a} \quad (D.5)$$

con

$$\begin{aligned} a &= \det(\mathbf{T}_{LM}(\ell_B) \cdot \mathbf{T}_{LM}(\ell_A)^{-1}) \\ b &= 2 \cosh(\gamma\ell_T) \end{aligned} \quad (D.6)$$

En (D.5) el término $S_{\ell_T 11} \cdot S_{\ell_T 22}$ se considera despreciable, dado que la transición ha sido diseñada para adaptarse, tanto a la geometría como a la impedancia de la línea microstrip.

A partir de $S_{\ell_T 21}$, se deriva la expresión de la impedancia de la línea, Z , como:

$$Z = \frac{-b_1 \pm \sqrt{b_1^2 - 4Z_0^2}}{2} \quad (D.7)$$

donde

$$b_1 = \frac{2Z_0(S_{\ell_T 21} \cosh(\gamma\ell_T) - 1)}{S_{\ell_T 21} \sinh(\gamma\ell_T)} \quad (D.8)$$

Los signos de (D.5) y (D.7) se eligen de tal forma que la parte real de la impedancia sea positiva.

Una vez que se ha obtenido Z y γ , se calcula la matriz T de las transiciones T_1 y T_2 . Para ello se asume que tienen una geometría y características eléctricas similares (pero una está girada 180 grados respecto a la otra, Figura D.1(a)) y que son recíprocas, es decir, que $S_{12} = S_{21}$. Entonces, la matriz T de cada una de ellas se define como:

$$\mathbf{T}_{T1} = \begin{bmatrix} T_{T11} & T_{T12} \\ T_{T21} & T_{T22} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}_{T2} = \begin{bmatrix} T_{T11} & -T_{T21} \\ -T_{T12} & T_{T22} \end{bmatrix} \quad (D.9)$$

Para obtener los elementos de \mathbf{T}_{T1} (ó \mathbf{T}_{T2}) se utiliza un análisis de modo par e impar, así los parámetros S de cada línea medida, de longitud ℓ , son expresados como:

$$\mathbf{S}(\ell) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Gamma_e(\ell) + \Gamma_o(\ell) & \Gamma_e(\ell) - \Gamma_o(\ell) \\ \Gamma_e(\ell) - \Gamma_o(\ell) & \Gamma_e(\ell) + \Gamma_o(\ell) \end{bmatrix} \quad (D.10)$$

donde $\Gamma_e(\ell)$ y $\Gamma_o(\ell)$ son los coeficientes de reflexión de la línea para el modo par e impar, respectivamente, Figura D.1(b)-(c), los cuales se definen como:

$$\Gamma_e(\ell) = \frac{Z_{IN}^e(\ell) - Z_0}{Z_{IN}^e(\ell) + Z_0} = S_{11}(\ell) + S_{12}(\ell) \quad (D.11)$$

$$\Gamma_o(l) = \frac{Z_{IN}^e(l) - Z_0}{Z_{IN}^e(l) + Z_0} = S_{11}(l) - S_{12}(l) \quad (D.12)$$

donde $Z_{IN}^e(\ell)$ y $Z_{IN}^o(\ell)$ son la impedancia en el modo par e impar y se escriben en función de la impedancia de la transición, Z , y de su constante de propagación, γ , características que se asumen iguales a las de la línea microstrip, calculadas en (D.4) y (D.7):

$$\frac{Z_{IN}^e(l)}{Z_0} = \frac{\frac{T_A}{T_C} \cdot (Z \coth(\gamma l/2) + Z_0) + \frac{T_B}{T_C} \cdot (Z \coth(\gamma l/2) - Z_0)}{Z \coth(\gamma l/2) + Z_0 + \frac{T_D}{T_C} \cdot (Z \coth(\gamma l/2) - Z_0)} \quad (D.13)$$

$$\frac{Z_{IN}^o(l)}{Z_0} = \frac{\frac{T_A}{T_C} \cdot (Z \tanh(\gamma l/2) + Z_0) + \frac{T_B}{T_C} \cdot (Z \tanh(\gamma l/2) - Z_0)}{Z \tanh(\gamma l/2) + Z_0 + \frac{T_D}{T_C} \cdot (Z \tanh(\gamma l/2) - Z_0)} \quad (D.14)$$

A su vez, las variables T_A , T_B , T_C y T_D son función de los elementos de la matriz T de la transición, \mathbf{T}_{T1} :

$$\begin{aligned} T_A &= T_{T22} + T_{T12} \\ T_B &= T_{T21} + T_{T11} \\ T_C &= T_{T22} - T_{T12} \\ T_D &= T_{T21} - T_{T11} \end{aligned} \quad (D.15)$$

y $Z \cdot \coth(\gamma \ell/2)$ y $Z \cdot \tanh(\gamma \ell/2)$ son la impedancia de entrada de una línea de longitud $\ell/2$ terminada en abierto y corto respectivamente, Figura D.1(b)-(c). Escribiendo (D.13) y (D.14) para las líneas A y B se obtiene un sistema de ecuaciones, cuyas incógnitas son (T_A/T_C) , (T_B/T_C) y (T_D/T_C) . Resolviendo el sistema para estas variables y usando la propiedad de reciprocidad de la transición, $\Delta = T_{T11} \cdot T_{T22} - T_{T12} \cdot T_{T21} = 1$, se obtiene T_A , T_B , T_C y T_D y a su vez T_{T11} , T_{T12} , T_{T21} y T_{T22} de (D.15), con lo que las matrices \mathbf{T}_{T1} y \mathbf{T}_{T2} son completamente determinadas.

D.3. SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

La transición CPW-M se ha simulado con el MOMENTUM, simulador electromagnético del ADS (Advanced Design System), de Agilent, con la finalidad de comparar los resultados de la caracterización propuesta. En la Figura D.2(a) se muestra el layout de la transición empleado para la simulación en MOMENTUM y en la Figura D.2(b) se indican las dimensiones de la estructura.

En la simulación se define un sustrato de Alumina con una permitividad, $\epsilon_r=9.9$; grueso de sustrato, $t=3\mu\text{m}$; altura del dieléctrico, $h=10\text{mil}$; conductividad, $\sigma = 4 \cdot 10^7 \text{S/m}$; y pérdidas tangenciales, $\tan\delta=0.04$.

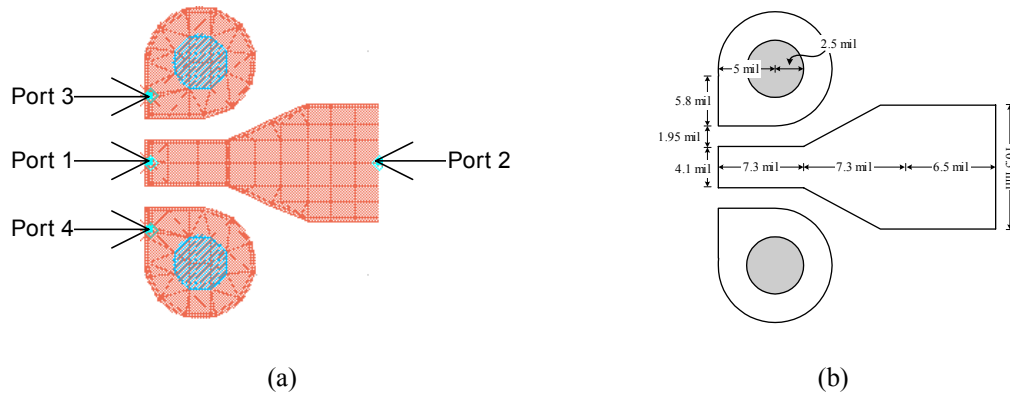


Figura D.2 (a) Layout utilizado para simular la transición CPW-M, (b) dimensiones de la transición

La estructura utilizada en la simulación es tipo microstrip, debido a que en ella se tiene la posibilidad de implementar *via-holes*. Para considerar la configuración de las sondas coplanares: tierra-síñal-tierra (G-S-G), se definen tres puertos en la posición de la sonda de prueba. El puerto de señal (*Port 1* en Figura D.2(a)) se define como ‘*internal port*’, y los puertos de la tierra CPW (*Port 3* y *4* en Figura D.2(a)) como ‘*ground ports*’ asociados al ‘*internal port*’. Además, para simular la transición como una red de dos puertos se conecta un cuarto puerto en el plano microstrip, el cual se define como ‘*signal port*’.

D.4. PARÁMETROS S ESTIMADOS DE LA TRANSICIÓN

Los parámetros S de las líneas de longitud $\ell_A=663\mu\text{m}$ y $\ell_B=1887\mu\text{m}$ se midieron en el plano CPW, empleando para ello un analizador de redes vectorial (HP-8510C) conectado a una estación de sondas de prueba (coplanares). Para calibrar el sistema en el plano de las sondas coplanares se utilizó una calibración LRRM, [2], con los estándares ISS 101-190 de Cascade.

La impedancia calculada de la línea se muestra en la Figura D.3. Se observa que la parte real es cercana a $50\ \Omega$ y la parte imaginaria a $0\ \Omega$, excepto a baja frecuencia, donde la parte real incrementa y la parte imaginaria tiende a valores negativos. No obstante, este efecto es esperado dado que en este rango de frecuencias la impedancia de la línea no es perfecta.

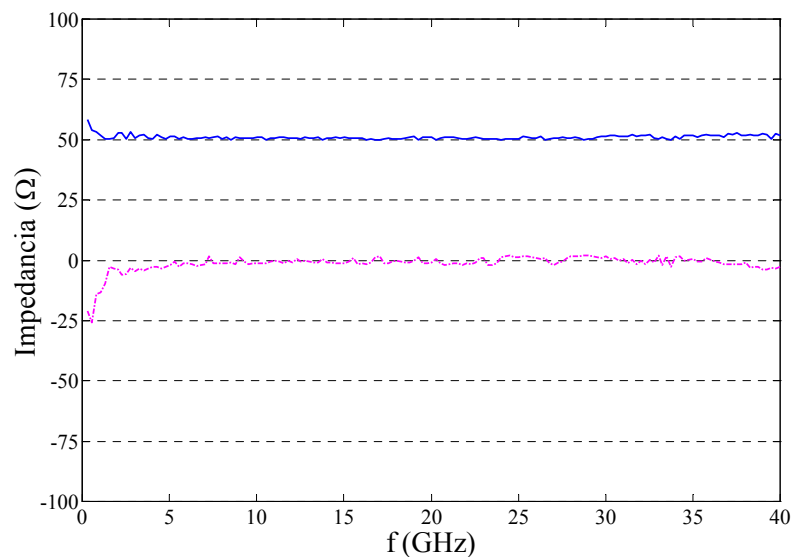


Figura D.3 Parte real (--) e imaginaria (--) de la impedancia, Z , calculada de las líneas microstrip

En la Figura D.4 se comparan los parámetros S de la transición CPW-M, calculados a partir de la transformación de la matriz \mathbf{T}_{T1} extraída con el método propuesto y los obtenidos de la simulación con MOMENTUM. Los resultados estimados de la magnitud de S_{11} y S_{22} muestran una respuesta similar en frecuencia respecto a los obtenidos con MOMENTUM, observándose mayor adaptación en estos últimos, no obstante, en ambos casos ésta es mejor que -25 dB. La fase estimada tanto de S_{11} como de S_{22} presenta mayor dispersión que en los valores simulados con MOMENTUM, sin embargo, considerando que ambos parámetros tiene una magnitud pequeña, tales diferencias no son significativas. Por otro lado, los resultados de S_{12} y S_{21} son prácticamente iguales en todo el rango de frecuencia, tanto en magnitud como en fase.

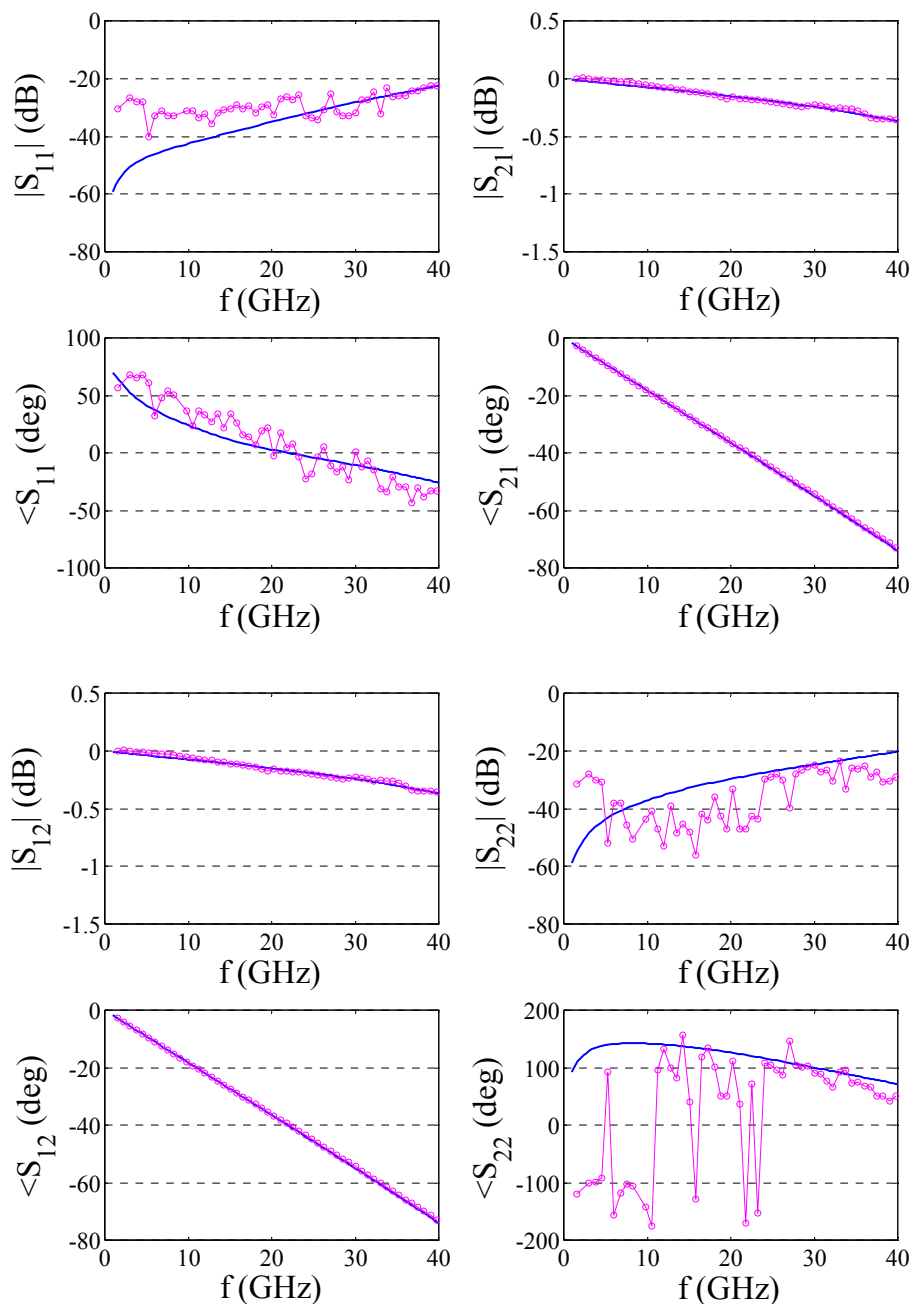


Figura D.4 Parámetros S de la transición, calculados con el método propuesto (-o-) y simulados con MOMENTUM (-)

Con la finalidad de verificar los resultados, se calculan los parámetros S para una línea de longitud $\ell=0$ (o 'thru'), no utilizada en la extracción, Figura D.1(a), cuya estructura está compuesta únicamente por las dos transiciones, T_1 y T_2 . Los parámetros S medidos y estimados con el método propuesto y con MOMENTUM se comparan en la Figura D.5. Se observa que en los tres casos los resultados coinciden, tanto en magnitud como en fase; de hecho, los resultados obtenidos mediante la caracterización propuesta se ajustan mejor a las medidas que los valores estimados con MOMENTUM, con lo que se puede concluir que la caracterización es válida en el rango de frecuencia especificado.

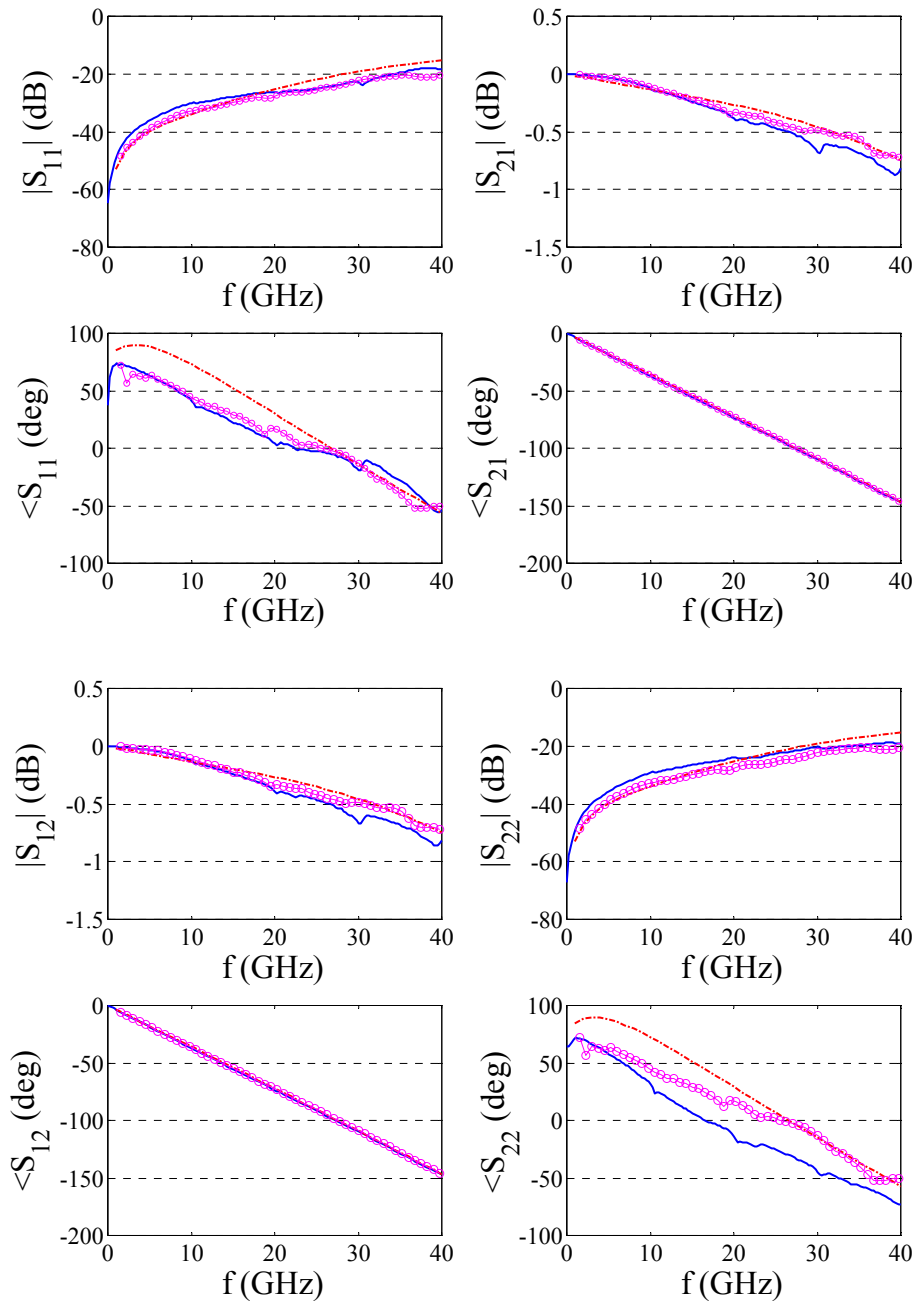


Figura D.5 Parámetros S de la línea de longitud $\ell=0$, calculados con el método propuesto (-o-), simulados con MOMENTUM (-.-) y medidos (-)

REFERENCIAS

- [1] H. Heuermann and B. Shiek, "Robust algorithms for TXX VNA self-calibrations procedures," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 43, No. 1, pp. 18-23, February 1994.
- [2] F. Purroy and L. Pradell, "New theoretical analysis of the LRRM calibration technique for vector network analyzers," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 50, No. 5, pp. 1307-1314, October 2001.
- [3] C. Wan, B. Nauwelaers, and W.D. Raedt, "A simple error correction method for two-port transmission parameter measurement," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol.8, No.2, pp.58-59, February 1998.
- [4] A.C. Ng, L.H. Chua, G.I. Ng, H. Wang, J. Zhou, and H. Nakamura, "Broadband characterisation of CPW transition and transmission line parameters for small reflection up to 94 GHz," *Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific*, pp. 311-315, 2000.
- [5] J. Grzyb and G. Tröster, "Characteristic impedance deembedding of printed lines with the probe-tips calibrations," *32nd European Microwave Conference Proceedings, EUMC-2002*, pp. 1069-1072, September 2002.
- [6] M.C. Maya, A. Lázaro, P. DePaco, and L. Pradell, "A method for characterizing coplanar waveguide-to-microstrip transitions, and its application to the measurement of microstrip devices with coplanar microprobes," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 39, No. 5, December 2003.
- [7] M.C. Maya, A. Lázaro, P. de Paco, L. Pradell, "Caracterización de una transición coplanar-microstrip, mediante medidas coplanares," *XVIII Simposium Nacional de la URSI*, Septiembre, 2003.
- [8] G.F. Engen and C.A. Hoer, "Thru-reflect-line: an improved technique for calibrating the dual six port automatic network analyzer," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 27, No. 12, pp. 987-993, December 1979.
- [9] J.P. Mondal and T.-H. Chen, "Propagation constant determination in microwave fixture de-embedding Procedure", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 36, pp. 706-713, April 1988.