

Tesis defendida por  
Martha Alicia Espinoza Salinas  
Y aprobada por el siguiente comité

---

J. Apolinar Reynoso Hernández

*Co-director del Comité*

---

María del Carmen Maya Sánchez

*Co-director del Comité*

---

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez

*Miembro del Comité*

---

M.C José de Jesús Ibarra Villaseñor

*Miembro del Comité*

---

Dr. Raúl Rangel Rojo

*Miembro del Comité*

---

Cesar Cruz Hernández

*Coordinador del programa de posgrado en  
electrónica y telecomunicaciones.*

---

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

*Director de Estudios de Posgrado*

04 de Diciembre de 2012

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR  
DE ENSENADA**



---

**Programa de Posgrado en Ciencias  
en Electrónica y Telecomunicaciones.**

---

**Caracterización de líneas de transmisión uniformes**

Tesis

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
Maestro en ciencias

Presenta:

Martha Alicia Espinoza Salinas.

Ensenada, Baja California, México

2012.

Resumen de la tesis de Martha Alicia Espinoza Salinas, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias. Ensenada, Baja California, México. Diciembre de 2012.

## CARACTERIZACIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN UNIFORMES.

Resumen aprobado por:

---

María del Carmen Maya Sánchez

---

J. Apolinar Reynoso Hernández

La constante demanda de equipo de cómputo de mayor velocidad ha generado la necesidad de construir microprocesadores a velocidades del orden de GHz. Ello ha traído como consecuencia un cambio en la respuesta de los circuitos, asociada en particular a las pistas utilizadas para interconexión de los dispositivos. Dichos efectos se atribuyen a una mayor influencia de los campos electromagnéticos que se generan entre los elementos de la circuitería utilizada. Así, estas líneas de interconexión empiezan a comportarse como líneas de transmisión con problemas de desadaptación entre éstas y los circuitos integrados y demás elementos utilizados, así como pérdidas que pueden generar una alta distorsión y generación de armónicos.

El estudio de los efectos que se generan en pistas de los circuitos se puede abordar desde el análisis de líneas de transmisión, particularmente de líneas de microcinta y de guías de onda coplanares. El estudio de este tipo de líneas se basa en el análisis de sus características eléctricas, como impedancia característica y constante de propagación cuya parte real describe las pérdidas de la línea y la parte imaginaria describe su fase, y con esta última se obtiene la permitividad efectiva del material que está utilizando para la fabricación de las líneas. Para caracterizar las líneas se requiere del conocimiento de los parámetros S, que pueden ser simulados o medidos. Sin embargo, la conexión al equipo de prueba generalmente es de tipo coaxial, por lo que es necesario al medir líneas de microcinta utilizar transiciones coaxial-microcinta.

En este trabajo de tesis se propone como objetivo determinar la impedancia característica y constante de propagación de líneas de transmisión uniformes de impedancia arbitraria (conectadas o embebidas en transiciones coaxial-microcinta), utilizando parámetros S medidos y simulados (CST y Momentum) y aplicando la técnica de 2 líneas así como el método propuesto en este trabajo. Además, el método propuesto en este trabajo de tesis permite caracterizar dispositivos insertados en bases de prueba.

**Palabras Clave: Líneas de transmisión, kit de calibración, microcinta, parámetros de dispersión, constante de propagación, impedancia característica, simuladores electromagnéticos, método de dos líneas.**

Abstract of the thesis presented by Martha Alicia Espinoza Salinas as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in electronics and telecommunications with orientation in High Frequencies. Ensenada, Baja California, Mexico, December 2012.

## CHARACTERIZATION OF UNIFORM TRANSMISSION LINES.

Abstract approved by:

---

María del Carmen Maya Sánchez

---

J. Apolinar Reynoso Hernández

The constant demand of high-speed computer requires build microprocessors running at frequencies higher than 1 GHz. Thus, new effects on circuits' behavior appear which are mainly associated to interconnections. These effects are attributed to electromagnetic fields generated between the circuits' elements. Thus, these interconnection lines behave as transmission lines with losses and mismatch problems between them and others circuits' components, which could generate high frequency distortion.

The interconnections can be analyzed as microstrip lines or coplanar waveguides. The study of this type of lines is based on their electrical characteristics, such as characteristic impedance and propagation constant. The real part of the propagation constant describes the line losses and the imaginary part is known as the phase constant. From the last one, the effective permittivity of the substrate can be determined. The knowledge of parameters  $S$  is required to characterize the lines, which can be simulated or measured. However, the terminals of the test equipment are generally coaxial type, so it is necessary use coaxial-microstrip transitions to measure microstrip lines.

This dissertation is focus on the determination of the characteristic impedance of uniform transmission line embedded in coaxial-microstrip transitions. To determine characteristic impedance a new method is proposed. The method was validated from line simulation using CST and Momentum. Moreover, the proposed method allows to measure the  $S_{21}$  and  $S_{12}$  of devices inserted on the test fixture.

**Keywords: Transmission lines, calibration kit, microstrip, propagation constant, characteristic impedance, electromagnetic simulators, two-line method.**

## Dedicatorias

*A mis padres y hermanas.*

*A Marco.*

## Agradecimientos

A mis compañeros y amigos Raúl, Manuel, Ricardo, Miriam y Rodrigo por su apoyo y amistad en los buenos y malos momentos.

A mis asesores de tesis, Dra. Carmen Maya y Dr. Apolinar Reynoso por la dedicación y apoyo brindado a lo largo de este trabajo de tesis.

A los miembros del comité de tesis Dr. Ricardo Chávez, MC. Jesús Ibarra y Dr. Raúl Rangel por las observaciones y aportaciones realizadas.

Al Dr. Raúl Loo y su equipo de trabajo en el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional por su colaboración en la construcción de las bases de pruebas necesarias para este trabajo de tesis.

A Rene Torres por su apoyo en la construcción de bases de prueba para este trabajo de tesis.

A Benjamín Ramírez por el apoyo teórico en la construcción de las bases de prueba necesarias para este trabajo de tesis.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico brindado.

## CONTENIDO

Resumen español.....	02
Resumen inglés.....	03
Dedicatorias.....	04
Agradecimientos.....	05
Lista de figuras.....	09
Lista de tablas.....	15
<b>Capítulo 1. Introducción.....</b>	<b>16</b>
1.1 Antecedentes.....	17
1.2 Planteamiento del problema.....	20
1.3 Objetivo.....	20
1.4 Metodología.....	20
1.5 Organización de la tesis.....	21
<b>Capítulo 2. Fundamentos teóricos.....</b>	<b>22</b>
2.1 Líneas de transmisión.....	24
2.2 Líneas de microcinta.....	26
2.2.1 Modo de propagación y radiación en microcinta.....	27
2.3 Análisis y síntesis de microcinta.....	29
2.3.1 Análisis de líneas de microcinta.....	29
2.3.2 Síntesis de líneas de microcinta.....	30
2.4 Discontinuidades en microcinta.....	33
2.4.1 Tipos de discontinuidades en líneas de microcinta.....	34
2.4.1.1 Extremo abierto.....	34
2.4.1.2 Aberturas en las líneas (Gap).....	35
2.4.1.3 Línea en ángulo recto.....	36
2.4.1.4 Unión T.....	37
2.4.1.5 Unión cruz.....	38
2.4.1.6 Escalón en el ancho de la microcinta.....	39
<b>Capítulo 3. Método para caracterizar líneas de transmisión uniformes.....</b>	<b>41</b>
3.1 Desarrollo del método para obtener impedancia característica de líneas reflectoras.....	41
3.1.1 Cálculo de los parámetros de dispersión $S_{21}$ y $S_{12}$ .....	43
3.1.2 Cálculo del parámetro $Z_L$ .....	49
3.1.3 Método de dos líneas para obtener la constante de propagación $\gamma$ y $\lambda_x$ .....	50
3.2 Algoritmo de cálculo en Matlab.....	53
<b>Capítulo 4. Síntesis y simulación de líneas de microcinta.....</b>	<b>55</b>
4.1 Simulaciones previas al diseño de las líneas de transmisión en microcinta utilizando el simulador ADS (Simulador electromagnético Momentum).....	56
4.1.1 Definición del mallado.....	57
4.1.2 Definición de la metalización.....	60
4.1.3 Elección del puerto.....	61
4.1.4 Resumen de parámetros óptimos de simulación en ADS.....	63
4.2 Síntesis de líneas de transmisión en microcinta (kit de pruebas).....	63

4.3 Simulaciones previas a la implementación del diseño de líneas de transmisión en microcinta utilizando el simulador CST.....	67
4.3.1 Elección de la precisión del simulador CST.....	67
4.3.2 Elección del mallado en CST.....	68
4.3.3 Resumen de parámetros óptimos de simulación en CST.....	69
4.4 Simulación en ADS de líneas de transmisión de microcinta.....	70
4.4.1 Línea reflectora de 15 $\Omega$ (8 mm).....	71
4.4.2 Línea reflectora de 25 $\Omega$ (8 mm).....	73
4.4.3 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (8 mm).....	74
4.4.4 Línea reflectora de 100 $\Omega$ (8 mm).....	76
4.4.5 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (12 mm).....	77
4.4.6 Constante de propagación calculada a partir de datos simulados en ADS utilizando el método de dos líneas.....	79
4.5 Simulación del diseño de líneas de transmisión de microcinta en CST.....	80
4.5.1 Línea reflectora de 15 $\Omega$ (8 mm).....	80
4.5.2 Línea reflectora de 25 $\Omega$ (8 mm).....	82
4.5.3 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (8 mm).....	83
4.5.4 Línea reflectora de 100 $\Omega$ (8 mm).....	85
4.5.5 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (12 mm).....	86
4.5.6 Constante de propagación calculada a partir de datos simulados en CST utilizando el método de dos líneas.....	88
4.6 Comparación de los datos obtenidos en ADS y CST.....	89
4.7 Efectos de la discontinuidad escalón y compensación de su efecto.....	90
4.8 Simulación de líneas de 15 $\Omega$ (8 mm) y 25 $\Omega$ (8 mm) utilizando compensación para contrarrestar el efecto de la discontinuidad.....	91
4.8.1 Línea reflectora de 15 $\Omega$ (8 mm) compensada.....	91
4.8.2 Línea reflectora de 25 $\Omega$ (8 mm) compensada.....	93
<b>Capítulo 5. Construcción y caracterización de líneas de microcinta.....</b>	<b>95</b>
5.1 Construcción y caracterización de líneas de microcinta con proceso fotolitográfico.....	95
5.1.1. Construcción con proceso fotolitográfico.....	95
5.1.2 Caracterización de líneas de microcinta elaboradas con proceso fotolitográfico.....	97
5.1.2.1 Línea reflectora de 25 $\Omega$ (8 mm).....	97
5.1.2.2 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (8 mm).....	101
5.1.2.3 Cálculo de la constante de propagación ( $\gamma$ ) kit elaborado con proceso fotolitográfico.....	103
5.2 Construcción y caracterización de líneas de microcinta con proceso de maquinado.....	104
5.2.1 Caracterización de líneas de microcinta elaboradas con proceso de maquinado.....	105
5.2.1.1 Línea reflectora de 15 $\Omega$ (8 mm).....	105
5.2.1.2 Línea reflectora de 25 $\Omega$ (8 mm).....	107
5.2.1.3 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (8 mm).....	109
5.2.1.4 Línea reflectora de 100 $\Omega$ (8 mm).....	111
5.2.1.5 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (12 mm).....	113
5.2.1.6 Cálculo de la constante de propagación ( $\gamma$ ) kit elaborado con proceso de maquinado.....	115
5.2.1.7 Dimensiones físicas de las líneas de microcinta elaboradas con proceso de maquinado y su simulación en CST.....	116
5.2.1.7.1 Línea de 15 $\Omega$ (8 mm).....	118
5.2.1.7.2 Línea de 25 $\Omega$ (8 mm).....	120

5.2.1.7.3 Línea de 75 $\Omega$ (8 mm).....	121
5.2.1.7.4 Línea de 100 $\Omega$ (8 mm).....	123
5.2.1.7.5 Línea de 75 $\Omega$ (12 mm).....	124
5.2.1.7.6 Línea de 50 $\Omega$ (26 mm).....	126
5.2.1.7.7 Línea de 50 $\Omega$ (30 mm).....	127
5.2.1.7.8 Resumen de impedancias diseñadas e impedancias obtenidas de dimensiones ideales y dimensiones físicas.....	129
5.3 Análisis de los elementos distribuidos R,L,G y C de las líneas reflectoras construidas con proceso de maquinado.....	131
5.3.1 Análisis de las líneas del kit construido con proceso de maquinado.....	132
5.3.1.1 Línea de 15 $\Omega$ (8 mm).....	132
5.3.1.2 Línea de 25 $\Omega$ (8 mm).....	133
5.3.1.3 Línea de 75 $\Omega$ (8 mm).....	135
5.3.1.4 Línea de 100 $\Omega$ (8 mm).....	136
5.3.1.5 Línea de 75 $\Omega$ (12 mm).....	137
5.4 Constante dieléctrico efectiva.....	140
5.5 Aplicación del método propuesto en dispositivos activos (transistor CRF24010F).....	141
5.5.1 Breve descripción de los MESFET.....	142
5.5.2 Configuración para la medición de dispositivos activos.....	143
5.5.3 Resultados obtenidos del $S_{21}$ , $S_{12}$ del transistor CRF24010F y cálculo de la constante de propagación ( $\gamma$ ) con el método de dos líneas a partir de líneas no reflectoras.....	146
5.5.3.1 Transistor MESFET CRF24010F apagado en polarización directa.....	146
5.5.3.2 Transistor MESFET CRF24010F en la región óhmica.....	150
5.5.3.3 Constante de propagación ( $\gamma$ ) calculada a partir del método de dos líneas del kit de calibración elaborado para la medición del transistor CRF24010F.....	155
<b>Capítulo 6. Conclusiones, aportaciones y trabajo a futuro.....</b>	<b>156</b>
6.1 Conclusiones.....	156
6.2 Aportaciones.....	158
6.3 Trabajo a futuro.....	158
<b>Referencias bibliográficas.....</b>	<b>160</b>

## Anexos

## LISTA DE FIGURAS.

Figura	Página.
1	<i>Base de pruebas para líneas en microcinta de impedancia arbitraria</i> .....18
2	<i>Esquema de la conexión del DBP con el ARV</i> .....19
3	<i>Espectro electromagnético</i> .....22
4	<i>Circuito equivalente de una línea de transmisión uniforme</i> .....24
5	<i>Circuito equivalente de una línea de transmisión uniforme sin pérdidas</i> .....25
6	<i>Líneas planares</i> .....25
7	<i>Evolución conceptual de la microcinta</i> .....26
8	<i>Geometría de la línea de microcinta</i> .....27
9	<i>Vista frontal de una línea microcinta. Nomenclatura estándar y distribución del campo eléctrico en el modo cuasi-TEM</i> .....27
10	<i>Tipos de ondas presentes en una microcinta. a) Dipolo Hertziano (fuente) b) Ondas radiadas c) Ondas superficiales d) Ondas de fuga e) Ondas guiadas</i> .....28
11	<i>Esquema de síntesis de líneas de transmisión de microcinta</i> .....33
12	<i>Extremo abierto físico</i> .....34
13	<i>Circuito abierto en microcinta y su red de circuito equivalente con capacitores concentrados</i> .....35
14	<i>Abertura de línea y su circuito equivalente</i> .....35
15	<i>Diagrama de una línea en ángulo recto y su circuito equivalente</i> .....37
16	<i>a) Estructura y nomenclatura de la unión T. b) Circuito equivalente</i> .....38
17	<i>Unión cruz. a) Esquema de la discontinuidad. b) Circuito equivalente</i> .....38
18	<i>Escalón en el ancho de la microcinta y su circuito equivalente</i> .....39
19	<i>Dispositivos básicos para aplicar el método propuesto. a) Línea de transmisión no reflectora con longitud L1. b) Línea de transmisión no reflectora con longitud L2. c) Línea reflectora formada por la base de prueba y DBP</i> .....42
20	<i>Esquema de medida de los parámetros S de a) Línea no reflectora de longitud L1. b) Línea reflectora bajo prueba (DBP). c) Línea no reflectora de longitud L2</i> .....42
21	<i>Definición de estructuras en función de parámetros ABCD</i> .....43
22	<i>Líneas no reflectoras utilizadas en el método de dos líneas</i> .....51
23	<i>Diagrama de flujo del método propuesto</i> .....54
24	<i>Líneas utilizadas para simulaciones previas al diseño de líneas de microcinta</i> .....56
25	<i>Línea en estudio para la obtención de parámetros óptimos del simulador ADS</i> .....57
26	<i>Variación de la densidad del mallado a) mallado 15 b) mallado 20 c) mallado 25 d) mallado 30 e) mallado 35 f) mallado 40 g) mallado</i> .....58
27	<i>Parámetro <math>S_{11}</math> y <math>S_{21}</math> variando el mallado de la línea bajo estudio</i> .....59
28	<i>Parámetro <math>S_{21}</math> de la línea de transmisión bajo estudio de acuerdo al tipo de metalización</i> .....60
29	<i>Parámetro <math>S_{11}</math> de la línea bajo estudio simulada con puerto calibrado y puerto interno así como medida con el ARV</i> .....62
30	<i>Parámetro <math>S_{21}</math> de la línea bajo estudio simulada con puerto calibrado y puerto interno así como medida con el ARV</i> .....62
31	<i>Ventana que muestra la síntesis de la línea de 25 <math>\Omega</math> utilizando linecalc</i> .....64
32	<i>Parámetros del substrato y del componente</i> .....65
33	<i>Plantilla de líneas de transmisión en microcinta diseñadas para su estudio en este trabajo de tesis. Las características de las líneas se muestran en la tabla 4</i> .....66
34	<i>Comparativa de la respuesta de la línea bajo estudio con una precisión moderada (-30 dB) y muy alta (-60dB)</i> .....69

Figura	Página.
35	<i>Línea de transmisión bajo estudio considerando conectores coaxiales con circuito tipo <math>\pi</math>.....</i> 70
36	<i>“Layout” de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de 15 <math>\Omega</math> de 8 mm.....</i> 71
37	<i>“Layout” del DUT ideal simulado en momentum considerando como línea no reflectora una línea de 15 <math>\Omega</math> de 8 mm.....</i> 71
38	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 15 <math>\Omega</math>.....</i> 72
39	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 72
40	<i>“Layout” de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de 25 <math>\Omega</math> de 8 mm.....</i> 73
41	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 25 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 73
42	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 74
43	<i>“Layout” de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de 75 <math>\Omega</math> de 8 mm.....</i> 74
44	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 75
45	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 75
46	<i>“Layout” de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de 100 <math>\Omega</math> de 8 mm.....</i> 76
47	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 100 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 76
48	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 77
49	<i>“Layout” de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de 75 <math>\Omega</math> de 12 mm.....</i> 77
50	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm).....</i> 78
51	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 78
52	<i>“Layout” de las líneas no reflectoras simuladas en momentum de 26 y 30 mm de longitud.....</i> 79
53	<i>Constante de propagación de las líneas bajo estudio.....</i> 79
54	<i>Línea ideal simulada en CST sin transiciones.....</i> 80
55	<i>Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 15 <math>\Omega</math> de 8 mm.....</i> 80
56	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 15 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 81
57	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 81
58	<i>Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 25 <math>\Omega</math> de 8 mm.....</i> 82
59	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 25 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 83
60	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 83
61	<i>Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 75 <math>\Omega</math> de 8mm.....</i> 83
62	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 84
63	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 84
64	<i>Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 100 <math>\Omega</math> de 8 mm.....</i> 85
65	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 100 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 85
66	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 85
67	<i>Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 75 <math>\Omega</math> de 12 mm.....</i> 86
68	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm).....</i> 87

Figura	Página.
69	<i>Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.....</i> 87
70	<i>Figura de las líneas no reflectoras simuladas en CST de 26 y 30 mm de longitud.....</i> 88
71	<i>Constante de propagación de las líneas bajo estudio.....</i> 88
72	<i>Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 15 <math>\Omega</math> compensada de 8 mm.....</i> 91
73	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 15 <math>\Omega</math> compensada (8 mm).....</i> 92
74	<i>Impedancia ideal e impedancia compensada calculada a partir del método propuesto.....</i> 92
75	<i>Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 25 <math>\Omega</math> compensada de 8 mm.....</i> 93
76	<i>Parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> de la línea de 25 <math>\Omega</math> compensada (8 mm).....</i> 93
77	<i>Impedancia ideal e impedancia compensada calculada a partir del método propuesto.....</i> 94
78	<i>a) Esquema de técnica fotolitográfica b) Construcción del kit diseñado utilizando esta técnica.....</i> 96
79	<i>Línea de 25 <math>\Omega</math> con 8 mm de longitud, construida con proceso fotolitográfico.....</i> 97
80	<i>Comparación del parámetro <math>S_{21}</math> de la Línea de 25 <math>\Omega</math> construida con proceso fotolitográfico y simulada en CST con dimensiones físicas e ideales.....</i> 99
81	<i>Comparación de la impedancia <math>Z_L</math> de la línea de 25 <math>\Omega</math> construida con proceso fotolitográfico y simulada en CST considerando dimensiones físicas e ideales.....</i> 100
82	<i>Línea de 75 <math>\Omega</math> con 8 mm de longitud construida con proceso fotolitográfico.....</i> 101
83	<i>Comparación de la impedancia <math>Z_L</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> construida con proceso fotolitográfico y simulada en CST considerando dimensiones físicas e ideales.....</i> 101
84	<i>Comparativa del parámetro <math>Z_L</math> de la Línea de 75 <math>\Omega</math> construida con proceso fotolitográfico y simulada en CST con dimensiones físicas e ideales.....</i> 102
85	<i>Líneas no reflectoras construidas con proceso fotolitográfico para el cálculo de <math>\gamma</math>.....</i> 103
86	<i>Comparación de la constante de propagación calculada a partir del método de dos líneas construidas proceso fotolitográfico y simuladas en CST con dimensiones físicas e ideales.....</i> 103
87	<i>Equipo LPKF ProtoMat S103.....</i> 104
88	<i>Construcción del kit diseñado utilizando la técnica de maquinado.....</i> 105
89	<i>Línea de 15 <math>\Omega</math> construida con proceso de maquinado.....</i> 105
90	<i>Comparación del parámetro <math>S_{21}</math> de la línea de 15 <math>\Omega</math> calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 106
91	<i>Comparación del parámetro <math>Z_L</math> de la línea de 15 <math>\Omega</math> calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 106
92	<i>Línea de 25 <math>\Omega</math> (8 mm) construida con proceso de maquinado.....</i> 107
93	<i>Comparación del parámetro <math>S_{21}</math> de la línea de 25 <math>\Omega</math> calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 108
94	<i>Comparación del parámetro <math>Z_L</math> de la línea de 25 <math>\Omega</math> calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 108
95	<i>Línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm) construida con proceso de maquinado.....</i> 109
96	<i>Comparación del parámetro <math>S_{21}</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm) calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 109

Figura	Página.
97	<i>Comparación del parámetro <math>Z_L</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm) calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 110
98	<i>Línea de 100 <math>\Omega</math> construida con proceso de maquinado.....</i> 111
99	<i>Comparación del parámetro <math>S_{21}</math> de la línea de 100 <math>\Omega</math> calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 111
100	<i>Comparación del parámetro <math>Z_L</math> de la línea de 100 <math>\Omega</math> calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 112
101	<i>Línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm) construida con proceso de maquinado.....</i> 113
102	<i>Comparación del parámetro <math>S_{21}</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm) calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 113
103	<i>Comparación del parámetro <math>Z_L</math> de la línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm) calculada a partir del método propuesto construidas proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.....</i> 114
104	<i>Líneas no reflectoras para el cálculo de <math>\gamma</math>.....</i> 115
105	<i>Constante de propagación calculada a partir de líneas no reflectoras construidas con proceso de maquinado.....</i> 115
106	<i>Línea de 15 <math>\Omega</math> estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{11}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 119
107	<i>Línea de 15 <math>\Omega</math> estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 119
108	<i>Línea de 25 <math>\Omega</math> estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{11}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 120
109	<i>Línea de 25 <math>\Omega</math> estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 121
110	<i>Línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm) estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{11}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 122
111	<i>Línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm) estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 122
112	<i>Línea de 100 <math>\Omega</math> estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{11}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 123
112	<i>Línea de 100 <math>\Omega</math> estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{11}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 123
113	<i>Línea de 100 <math>\Omega</math> estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 124

Figura	Página.
114	<i>Línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm) estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{11}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 124
115	<i>Línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm) estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 125
116	<i>Línea de 50 <math>\Omega</math> (26 mm). Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{11}</math> obtenido de la simulación en CST con dimensiones ideales, con datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11. ....</i> 126
117	<i>Línea de 50 <math>\Omega</math> (26 mm). Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> obtenido de la simulación en CST con dimensiones ideales, con datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 127
118	<i>Línea de 50 <math>\Omega</math> (30 mm). Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{11}</math> obtenido de la simulación en CST con dimensiones ideales, con datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 128
119	<i>Línea de 50 <math>\Omega</math> (30 mm). Comparación del parámetro de dispersión <math>S_{21}</math> obtenido de la simulación en CST con dimensiones ideales, con datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.....</i> 128
120	<i>Parámetros distribuidos R y L de la línea de 15 <math>\Omega</math>.....</i> 132
121	<i>Parámetros distribuidos G y C de la línea de 15 <math>\Omega</math>.....</i> 133
122	<i>Parámetros distribuidos R y L de la línea de 25 <math>\Omega</math>.....</i> 134
123	<i>Parámetros distribuidos G y C de la línea de 25 <math>\Omega</math>.....</i> 134
124	<i>Parámetros distribuidos R y L de la línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 135
125	<i>Parámetros distribuidos G y C de la línea de 75 <math>\Omega</math> (8 mm).....</i> 135
126	<i>Parámetros distribuidos R y L de la línea de 100 <math>\Omega</math>.....</i> 136
127	<i>Parámetros distribuidos G y C de la línea de 100 <math>\Omega</math>.....</i> 137
128	<i>Parámetros distribuidos R y L de la línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm).....</i> 137
129	<i>Parámetros distribuidos G y C de la línea de 75 <math>\Omega</math> (12 mm).....</i> 138
130	<i>Comparación de la constante dieléctrica efectiva calculada con datos simulados y datos medidos.....</i> 141
131	<i>Estructura del transistor MESFET.....</i> 142
132	<i>Curvas características <math>I_{DS}</math>-<math>V_{DS}</math> de un MESFET (con semiconductor tipo n) a) Canal normalmente abierto. b) Canal normalmente cerrado.....</i> 143
133	<i>Arreglo utilizado para medir el transistor CRF24010F.....</i> 144
134	<i>Conjunto de líneas utilizadas para calibrar el dispositivo bajo prueba medido con el ARV.....</i> 144
135	<i>Conexión al ARV del transistor CRF24010F en la región óhmica.....</i> 145
136	<i>Conexión al ARV del transistor CRF24010F apagado polarizado en directa.....</i> 145
137	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{21}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}=0</math> V <math>I_G=1</math> mA.....</i> 147
138	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{12}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}=0</math> V <math>I_G=1</math> mA.....</i> 147
139	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{21}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}=0</math> V <math>I_G=2</math> mA.....</i> 148
140	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{12}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}=0</math> V <math>I_G=2</math> Ma.....</i> 148

Figura	Página.	
141	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{21}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}=0</math> V <math>I_G=3</math> mA.....</i>	149
142	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{12}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}=0</math> V <math>I_G=3</math> mA.....</i>	149
143	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{21}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}= 40</math> V, <math>V_{GS}= -10</math> V.....</i>	150
144	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{12}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}= 40</math> V, <math>V_{GS}= -10</math>.....</i>	151
145	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{21}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}= 40</math> V, <math>V_{GS}= -9</math> V.....</i>	152
146	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{12}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}= 40</math> V, <math>V_{GS}= -9</math> V.....</i>	152
147	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{21}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}= 40</math> V, <math>V_{GS}= -8</math> V.....</i>	153
148	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{12}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}= 40</math> V, <math>V_{GS}= -8</math> V.....</i>	153
149	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{21}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}= 40</math> V, <math>V_{GS}= -7</math> V.....</i>	154
150	<i>Parámetro de transmisión directo <math>S_{12}</math> del transistor MESFET CRF24010F <math>V_{DS}= 40</math> V, <math>V_{GS}= -7</math> V.....</i>	154
151	<i>Comparativa de la constante de propagación obtenida con el método de dos líneas colocando el montaje para el transistor apagado y el montaje para el transistor en la región óhmica.....</i>	155

## LISTA DE TABLAS.

Tabla.		Página.
1	<i>Características del conductor y del sustrato de la línea bajo</i> .....	57
2	<i>Características óptimas para simulador ADS</i> .....	63
3	<i>Valores propuesto para diseño de kit de líneas de transmisión en microcinta, la frecuencia de diseño es de 5 GHz</i> .....	63
4	<i>Dimensiones de acuerdo a la impedancia deseada de las líneas de transmisión</i> .....	65
5	<i>Impedancia de las líneas bajo estudio con y sin refinamiento en CST</i> .....	69
6	<i>Características óptimas para simulador CST</i> .....	70
7	<i>Resumen de impedancias obtenidas con ADS y CST</i> .....	89
8	<i>Valores de <math>\Delta S</math> para contrarrestar el efecto capacitivo</i> .....	90
9	<i>Valores de <math>W</math> compensados</i> .....	91
10	<i>Dimensiones físicas obtenidas con microscopio y dimensiones diseñadas de las líneas del kit de calibración propuesto en la figura 78b</i> .....	98
11	<i>Dimensiones físicas del kit construido a partir de la técnica de maquinado</i> .....	117
12	<i>Impedancias obtenidas con Linecalc a partir de dimensiones ideales y dimensiones medidas con microscopio</i> .....	130
13	<i>Valores de parámetros distribuidos <math>R, L, G</math> y <math>C</math> de las líneas reflectoras caracterizadas</i> ...138	138

# *Capítulo 1*

---

## *Introducción*

---

La creciente demanda de equipo de cómputo de mayor velocidad ha generado la necesidad de construir microprocesadores a velocidades del orden de GHz. Esto último trae como consecuencia que la longitud de onda sea pequeña respecto a las dimensiones de los dispositivos empleados, lo cual provoca un cambio en la respuesta de los circuitos. Por tanto, el análisis basado en leyes de Kirchhoff, así como los conceptos de distribución de voltajes y corrientes, no son adecuados para describir el comportamiento del circuito a altas frecuencias, originando la necesidad de analizar los circuitos en términos de los campos eléctricos y magnéticos asociados [Gupta, 1983]. Los cambios en los circuitos asociados en particular a las pistas utilizadas para interconexión de los dispositivos se atribuyen a una mayor influencia de los campos electromagnéticos que se generan entre los elementos de la circuitería utilizada. Así, estas líneas de interconexión empiezan a comportarse como líneas de transmisión con problemas de desadaptación, acoplamiento entre ellas y los circuitos integrados y demás elementos utilizados, así como pérdidas que no pueden ser ignoradas por los diseñadores. De tal manera que las pérdidas en las líneas, las desadaptaciones y acoplamientos pueden generar una alta distorsión y generación de armónicos.

El estudio de los efectos que se generan en pistas de los circuitos se puede abordar desde el análisis de líneas de transmisión, particularmente de líneas de microcinta y de guías de onda coplanar. El estudio de este tipo de líneas se basa en el análisis de sus características eléctricas, como impedancia característica y constante de propagación cuya parte real describe las pérdidas de la línea y la parte imaginaria la constante de fase, mediante la cual se puede determinar la permitividad del material que se está utilizando para la fabricación de las líneas. Para caracterizar las líneas de transmisión se requiere de

un análisis matemático así como del conocimiento de los parámetros de dispersión, los cuales pueden ser medidos o simulados.

La caracterización de líneas de transmisión además de utilizarse para el análisis de interconexión de dispositivos, es muy importante en la calibración de analizadores de redes vectoriales, en el modelado de estructuras de líneas de transmisión y en la evaluación de la permitividad de materiales recubiertos a frecuencias de RF en configuración de oblea [Rolain, 2007]. Además, el análisis de las líneas puede simplificarse si se trata de líneas no reflectoras, esto es que están adaptadas a una impedancia de referencia del sistema, usualmente de 50 ohms. Cuando se trata de estudiar líneas con impedancia arbitraria, el análisis se hace más complejo y deben considerarse efectos de reflexión, además de los efectos de dispersión, ya inherentes en este tipo de líneas y que son significativos a frecuencias altas (de unas decenas de GHz, según el tipo de material en el que se construyen las líneas).

### ***1.1 Antecedentes***

Las características eléctricas de las líneas de transmisión en tecnología de microcinta dependen del ancho de la cinta, el grosor del conductor, así como el grosor del dieléctrico y la constante dieléctrica del material. Al definirse las características del substrato deseado, es el ancho de la cinta  $W$  el que determina el valor de la impedancia de la línea en microcinta razón por la cual existe una gran variedad de anchos dependiendo de la impedancia deseada. Por otro lado, las líneas de microcinta en la mayoría de sus aplicaciones se utilizan como interconexión entre componentes o como parte del diseño de un circuito (como filtros, redes de adaptación, entre otros). Sin embargo, la conexión directa entre la microcinta y el equipo de prueba de laboratorio no es posible dado que las terminales del equipo de prueba generalmente son de tipo coaxial, por lo que es necesario utilizar transiciones coaxial-microcinta. La transición coaxial-microcinta generalmente presenta problemas de pérdidas de la señal que fluye en ella, especialmente cuando ambas tecnologías tienen diferente impedancia. Para conectar la microcinta al equipo de medición se utilizan arreglos llamados bases de prueba, los cuales consisten para este caso [1], en dos conectores coaxiales (“*coaxial connector*”) de  $50 \Omega$ , dos líneas de transmisión uniformes de

longitud física  $L$  (“Line”) de  $50 \Omega$ , y una sección media (“Midsection”) donde se coloca el dispositivo bajo prueba (DBP o *DUT*, por sus siglas en inglés “*Device Under Test*”) [Zúñiga, 2011] que en este caso es la línea de transmisión en microcinta que se desea caracterizar, tal como se muestra en la figura 1.

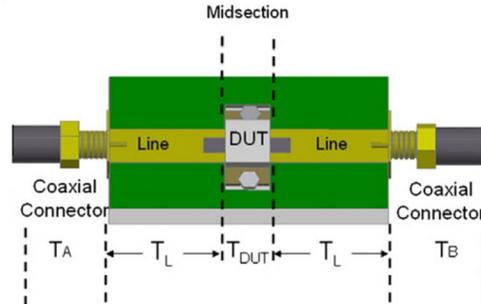


Figura 1. Base de pruebas para líneas en microcinta de impedancia arbitraria [Zúñiga, 2011, p. 2]

A frecuencias de microondas, las bases de prueba modifican los parámetros de dispersión o también conocidos como parámetros  $S$  del dispositivo bajo prueba, que son medidas tomadas con un analizador de redes vectorial (ARV). Si los parámetros  $S$  de los conectores y de las líneas son conocidos, entonces, los parámetros  $S$  del *DBP* pueden determinarse de datos experimentales obtenidos del ARV. La dificultad para caracterizar estas bases de prueba se encuentra en la determinación de los parámetros  $S$  de los conectores, cables y demás elementos utilizados del ARV y de las líneas.

Para la caracterización de bases de prueba en microondas frecuentemente se usan dos calibraciones. En la primera calibración, el ARV es calibrado en los límites de los cables coaxiales de cada puerto (1 y 2), utilizando un corto, un abierto, una carga y la conexión directa. A este conjunto de conexiones se le conoce como SOLT (por sus siglas en inglés, *Short, Open, Load, Thru*) donde para esta técnica de calibración todos los estándares son conocidos.

En la segunda calibración el ARV es utilizado para caracterizar la sección planar de la base pruebas (líneas no reflectoras) la cual puede desarrollarse mediante el uso de la calibración TRL (por sus siglas en inglés, *Thru, Reflect, Line*) [Engen, 1979].

[1] Se desea conectar para caracterizar la línea de microcinta, que es un elemento de dos puertos.

Esta calibración utiliza como estándares de calibración una conexión directa (*thru*) conocida, una línea conocida (línea no reflectora) y un reflector desconocido para cada puerto. Esta calibración requiere que las líneas donde el *DBP* está incrustado sean no reflectoras. Sin embargo, construir una línea no reflectora en microcinta en un sustrato planar, es siempre una tarea difícil.

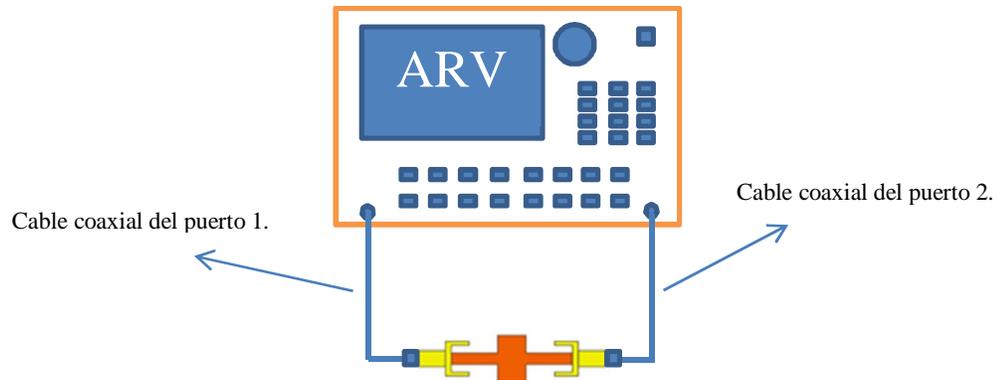


Figura 2. Esquema de la conexión del DBP con el ARV.

El rendimiento de la calibración TRL se mejora cuando la impedancia característica de la línea es conocida. En realidad, el conocimiento de la impedancia característica es usado para determinar los parámetros *S* del *DBP* referidos a la impedancia del sistema de medición. Sin embargo, cuando una línea de transmisión está incrustada en conectores o transiciones, es difícil de medir su impedancia característica sin el previo conocimiento del modelo del conector o transición. Cuando la base de prueba es simétrica, sólo dos estándares son necesarios para caracterizarla (donde todos los parámetros de los estándares son conocidos: longitud e impedancia): la conexión directa de ambos puertos (*thru match*) o la conexión de ambos puertos por una línea (*thru line*).

Mediante el uso de dos líneas de impedancia característica arbitraria se ha investigado un procedimiento para caracterizar bases de prueba, donde la novedad radica en el modelado de los conectores y en la determinación de la impedancia característica [Zúñiga, 2011].

En trabajos recientes, se han presentado técnicas desarrolladas mediante un análisis matricial para conocer la constante de propagación utilizando parámetros T [Reynoso, 2003], así como el parámetro de dispersión  $S_{21}$  [Zúñiga, 2011]. En este último trabajo se presentan comparaciones entre el método propuesto y la técnica Thru-Reflect-Line (TRL) [Engen, 1979], resultando tener ventaja el primer método sobre la técnica TRL, respecto al número de elementos utilizados en la calibración. Del mismo modo, existen trabajos que proponen métodos para determinar la impedancia característica de líneas de transmisión incrustadas en transiciones simétricas [Zúñiga, 2008], para lo cual se necesita de una línea arbitraria y el conocimiento previo del modelo de los conectores y longitud de las líneas.

### ***1.2 Planteamiento del problema.***

Determinar la impedancia característica ( $Z_L$ ) de líneas de transmisión uniformes de impedancia arbitraria, utilizando datos de parámetros S obtenidos con simuladores electromagnéticos comerciales y datos de parámetros S medidos. Mediante el análisis de las estructuras utilizando parámetros ABCD y aplicando un desensamblado de dos líneas es posible calcular los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$  de la línea de transmisión uniforme bajo prueba.

Calcular la constante de propagación ( $\gamma$ ), utilizando la técnica de dos líneas [Reynoso, 2003], la cual se desarrolla utilizando parámetros T. Con el previo conocimiento de este parámetro ( $\gamma$ ) además del  $S_{21}$  y de la longitud de la línea bajo estudio la única incógnita por resolver es la impedancia de la línea de transmisión (dispositivo bajo prueba), que es uno de parámetros de interés en este trabajo de tesis.

### ***1.3 Objetivo.***

Determinar la impedancia característica ( $Z_L$ ) y constante de propagación ( $\gamma$ ) de líneas de transmisión uniformes.

### ***1.4 Metodología.***

Como primer punto para abordar esta investigación se procedió a hacer una recopilación de trabajos ya reportados sobre el tema. Se implementó en los simuladores electromagnéticos

la estructura de una línea de microcinta previamente construida, cuyas mediciones se tomaron como referencia para verificar los resultados de la simulación electromagnética. Una vez definidas las especificaciones de simulación, se implementaron líneas de microcinta de impedancia arbitraria, mismas que también fueron construidas y caracterizadas. Las simulaciones nos permitieron predecir su respuesta. La caracterización se desarrolló aplicando el método de caracterización de líneas de transmisión uniformes, propuesto en el capítulo 3 de este trabajo.

### ***1.5 Organización de la tesis.***

Este trabajo de tesis está organizado en seis capítulos, según se describen brevemente a continuación:

Capítulo 1. Se presentan los antecedentes, objetivos y metodología propuestos en este trabajo de tesis.

Capítulo 2. Se presenta un resumen de los conceptos básicos para la comprensión de este trabajo.

Capítulo 3. Se describe el método propuesto, en el cual se sustenta este trabajo de tesis.

Capítulo 4. Se presenta el diseño de bases de prueba y de líneas de transmisión uniformes, así como su simulación utilizando herramientas computacionales en 2D y 3D.

Capítulo 5. Se presentan los resultados de las medidas de las líneas de transmisión construidas, así como un análisis de los mismos y comparaciones con los datos obtenidos previamente mediante simulaciones electromagnéticas. Se utiliza el método propuesto adecuado a la medición de transistores activos (transistores).

Capítulo 6. Se presentan las conclusiones respecto a los resultados obtenidos, aportaciones de este trabajo de tesis y las líneas futuras de investigación.

## Capítulo 2

### Fundamentos teóricos

El empleo de las señales electromagnéticas de alta frecuencia ha experimentado un importante desarrollo desde mediados del siglo XX. Sus aplicaciones son numerosas y se extienden a ámbitos muy diversos en los cuales se aprovechan las posibilidades que ofrece la radiación electromagnética tanto para transmitir información como para suministrar energía [Miranda, 2002].

El término de microondas se refiere a señales variantes en el tiempo (ondas electromagnéticas) con frecuencias entre los 300 MHz ( $3 \times 10^8$  Hz) y 300 GHz ( $3 \times 10^{11}$  Hz) con una longitud de onda ( $\lambda$ ) igual a:  $\lambda = c/f = 1$  m a  $\lambda = 1$  mm respectivamente. Las señales con longitud de onda del orden de los milímetros son llamadas ondas milimétricas. La figura 3 muestra la localización de la banda de frecuencias de microondas en el espectro electromagnético [Poza, 1998].

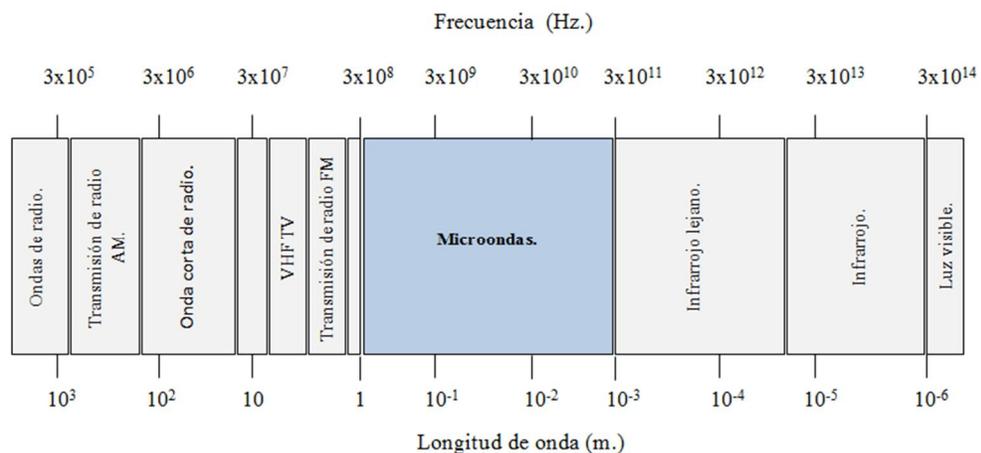


Figura 3. Espectro electromagnético [Poza, 1998, p.2].

Los efectos parásitos de los circuitos que trabajan en frecuencias de microonda u ondas milimétricas son consecuencia de las pequeñas longitudes de onda en relación con las

dimensiones de los componentes o dispositivos que se emplean comúnmente. Dado que la longitud de onda es pequeña, la fase varía rápidamente con la distancia y por consiguiente, las técnicas de análisis y diseño de circuitos, de mediciones y generación de potencia, así como las de amplificación en estas frecuencias, difieren de las correspondientes en frecuencias bajas. Bajo estas condiciones de longitudes de onda pequeñas, es necesario utilizar métodos alternativos a los métodos clásicos de análisis de circuitos ya que las diferencias de fase originadas por la interconexión entre varios componentes o varias partes de un componente ya no son despreciables. En consecuencia, el análisis basado en leyes de Kirchhoff y los conceptos de distribución de voltajes y corrientes no son adecuados para describir el comportamiento del circuito en frecuencias de microondas. Entonces, se hace necesario analizar el circuito o componente en términos de los campos eléctrico y magnético asociados es decir, utilizando las ecuaciones de Maxwell. Sin embargo, no sólo las técnicas de análisis se deben especializar, sino también los métodos de medición, los cuales se efectúan en términos de diferencias de fase y potencias transportadas por las ondas [Gupta, 1983].

Una de las propiedades más importante de las microondas, es su longitud de onda, sin embargo, existen otras propiedades tales como la reflexión de éstas en: estructuras metálicas, en agua y en superficies planas, así como el gran poder de penetración y menor absorción en el medio; por otro lado, su propagación está limitada prácticamente a distancias en línea de vista, sin mencionar que al ser longitudes de onda menores a 4 m no pueden reflejarse en la ionósfera [Tri, 1981].

Como se ha mencionado anteriormente tanto el análisis matemático como las mediciones de dispositivos a altas frecuencias varía respecto al análisis y medición a bajas frecuencias. Debido a esto, es esperarse que los componentes de circuitos de microondas también sean diferentes. Existen dos tipos de circuitos de microondas: distribuidos y concentrados. Los elementos concentrados se montan en el substrato y se conectan con segmentos de líneas de transmisión al igual que los elementos activos (transistores) tales como son, resistencias, capacitores, inductores, etc., mientras que los elementos distribuidos son generalmente líneas en microcinta que mediante la variación de su

geometría y tamaño, modifican los campos eléctricos y magnéticos para dar un comportamiento capacitivo e inductivo, en función de la frecuencia.

Para la realización de elementos concentrados es necesario que las dimensiones físicas sean mucho menores que la longitud de onda de la señal aplicada, lo cual dificulta su construcción (resistencias, capacitores, inductores muy pequeños). Por su parte, los elementos distribuidos dependen de la frecuencia haciendo esto muy práctico debido a las pequeñas longitudes de onda. La forma más común de estos circuitos, es la línea de transmisión en microcinta, la que también se utiliza para sintetizar reactancias inductivas y capacitivas [Soares, 1988].

### 2.1 Líneas de transmisión.

Las líneas de transmisión son un medio utilizado para transportar señales de energía de microondas de un punto a otro. Una línea de transmisión uniforme puede representarse mediante un circuito equivalente, tal como se muestra en la figura 4 [Tri, 1981].

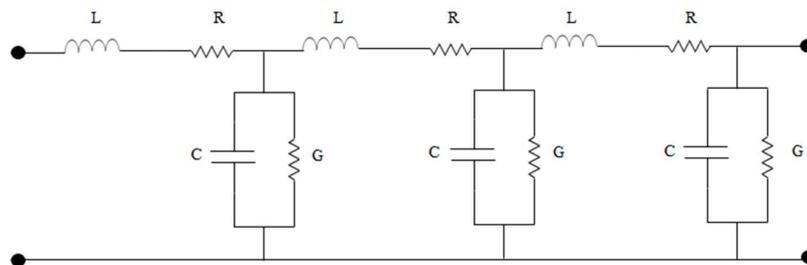


Figura 4. Circuito equivalente de una línea de transmisión uniforme [Tri, 1981, p.11].

Una línea de transmisión frecuentemente se representa esquemáticamente como una línea de dos cables conductores y sus características pueden modelarse con elementos concentrados, por unidad de longitud como se muestra en la figura 4, donde R es la resistencia distribuida que representa las pérdidas debidas al conductor (conductividad finita del conductor) cuyas unidades son ( $\Omega/m$ ), L es la inductancia distribuida la cual representa los efectos inductivos de la línea de transmisión debidos al conductor y sus unidades son (H/m). Por su parte, C o capacitancia distribuida, representa la capacitancia creada al tener un par de conductores separados por un dieléctrico y sus unidades son (F/m). Finalmente, G o también llamada conductancia distribuida, se introduce para

representar las pérdidas asociadas al dieléctrico y están dadas en (S/m).  $R$ ,  $L$ ,  $C$  y  $G$  están dadas por unidad de longitud ya que ocurren a lo largo de la línea y es debido a esta repetición de elementos a lo largo de la línea que se les considera como parámetros distribuidos. Por tanto, la resistencia  $R$  y la conductancia  $G$ , representan las pérdidas del material y del dieléctrico respectivamente, lo cual significa que una línea ideal sin pérdidas, puede representarse como se muestra en la figura 5, donde el circuito se simplifica. [Pozar, 1998].

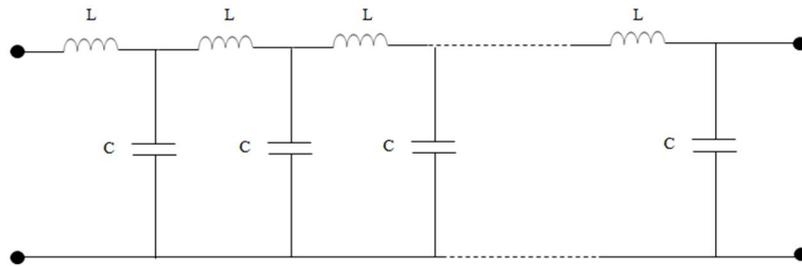


Figura 5. Circuito equivalente de una línea de transmisión uniforme sin pérdidas [Tri, 1981, p.11].

Para aplicaciones de microondas, existe una amplia variedad de líneas de transmisión, tales como, línea coaxial, guía de onda, y líneas planares. Cada una de ellas de acuerdo a su geometría y material de construcción es adecuada para determinar la aplicación [Rizzi, 1988].

Sin embargo, los circuitos integrados de microondas (*Mic's*) así como los circuitos híbridos de microondas requieren elementos distribuidos para su construcción es decir que sus características dependan de las dimensiones de estos en un plano simple. En la figura 6 se muestran las diferentes estructuras de líneas de transmisión planares como: línea ranurada (“*slotline*”), guía de onda coplanar (“*coplanar waveguide*”), línea encerrada (“*stripline*”) y microcinta (“*microstrip*”).

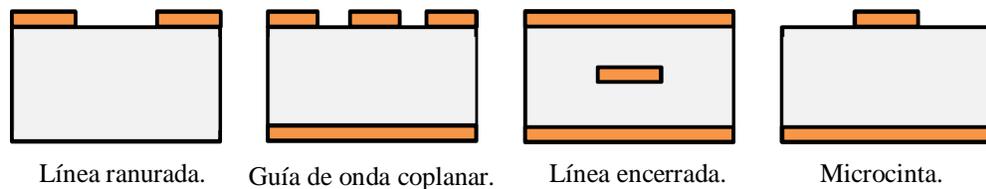


Figura 6. Líneas planares [Gupta, 1979, p.2].

## 2.2. Líneas de microcinta.

De estas configuraciones, la microcinta es la más utilizada en la fabricación de circuitos híbridos de microondas debido a la facilidad de integración ya que se encuentra abierta en su extremo superior donde se pueden colocar diferentes componentes activos y pasivos.

La microcinta es una línea de transmisión planar que se deriva de una línea de transmisión de alambres paralelos, tal como se muestra en la figura 7.

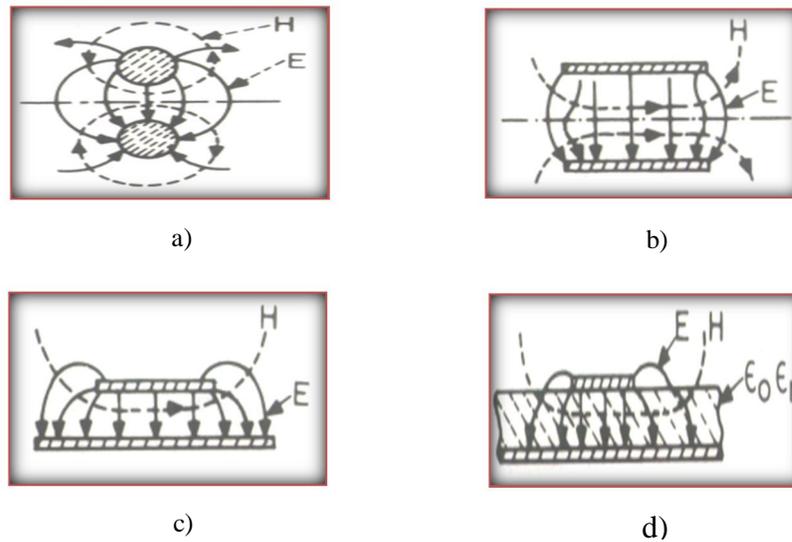


Figura 7. Evolución conceptual de la microcinta [Gupta, 1979, p.3].

La transformación de a) a b) es en esencia, un cambio en la forma de los conductores, mientras que de b) a c) consiste en colocar una hoja de metal en el plano de simetría. Finalmente, la configuración d) se obtiene insertando un dieléctrico delgado entre los dos conductores. Como consecuencia de este último paso, el medio dieléctrico de la línea de transmisión se vuelve no homogéneo (debido a la naturaleza cuasi-TEM de la microcinta).

Un circuito de microcinta es un circuito impreso que opera en el intervalo de microondas del espectro electromagnético, y está compuesto básicamente de un sustrato dieléctrico metalizado de ambos lados. De un lado de la placa ciertas partes son removidas dejando una superficie metálica usualmente referida como microcinta. El otro lado metálico de la placa es usado como plano de tierra [Hoffman, 1987].

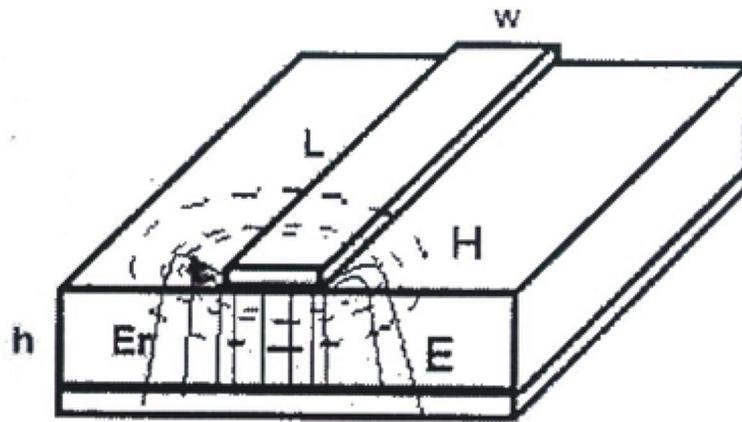


Figura 8. Geometría de la línea de microcinta [Tri, 1981, p.20].

Los parámetros característicos de esta estructura planar son su impedancia característica  $Z_0$  y la constante de propagación. Estos parámetros dependen del ancho de la cinta ( $W$ ), el grosor del dieléctrico ( $h$ ), la frecuencia, el grosor del conductor ( $t$ ) y la constante dieléctrica del material ( $\epsilon_r$ ) tal como se observa en la figura 8 [Miranda, 2002].

### 2.2.1 Modo de propagación y radiación en microcinta.

El modo de propagación de la microcinta es estrictamente cuasi-TEM, ya que presenta dos medios dieléctricos (sustrato dieléctrico y el aire) y por tanto, el modo de propagación TEM puro no puede existir (TEM: las líneas de campo eléctrico y magnético caen en planos perpendiculares a la dirección de propagación y la distribución de campos). Sin embargo, su desviación de este modo es pequeña y en ciertos análisis, puede asumirse el modo TEM de propagación [Edwards, 1981].

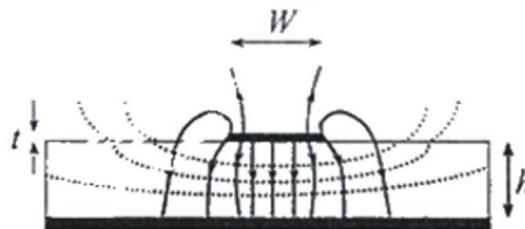


Figura 9. Vista frontal de una línea microcinta. Nomenclatura estándar y distribución del campo eléctrico en el modo cuasi-TEM [Miranda, 2002, p.73].

La elección del sustrato del dieléctrico de la línea de microcinta no es una tarea sencilla por la gran variedad que existe, cada uno con sus ventajas e inconvenientes. Cuando las limitaciones en dimensión no son una restricción, se pueden utilizar materiales

con constante dieléctrica baja. En cambio, si la miniaturización es indispensable se emplean substratos con constante dieléctrica alta [Medley, 1992].

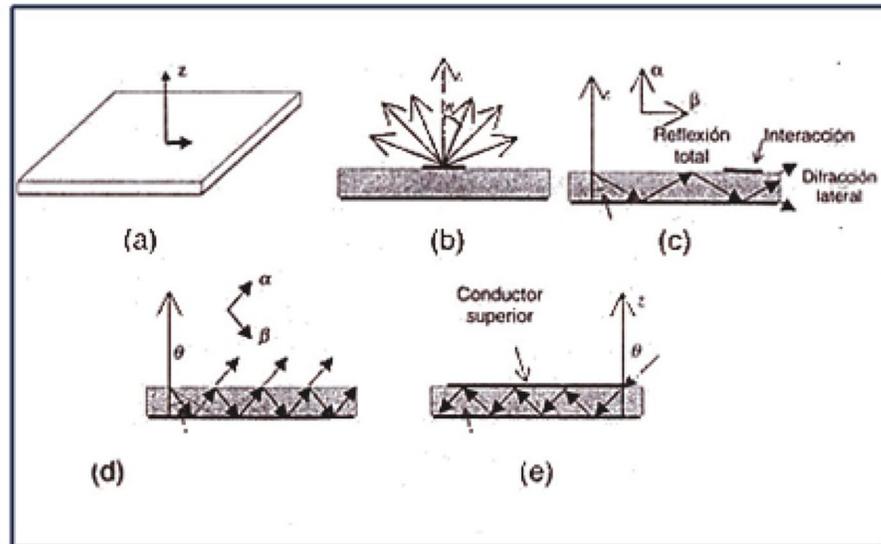


Figura 10. Tipos de ondas presentes en una microcinta. a) Dipolo Hertziano (fuente) b) Ondas radiadas c) Ondas superficiales d) Ondas de fuga e) Ondas guiadas [Gupta, 1974, p.67].

Los mecanismos de transmisión y radiación en una microcinta pueden entenderse considerando una fuente de corriente puntual (dipolo Hertziano) localizada en una superficie del sustrato dieléctrico; esta fuente radia ondas electromagnéticas. Dependiendo de la dirección en la que las ondas se propaguen, caen dentro de tres categorías; la primera surge cuando en la línea de microcinta el campo electromagnético permanece concentrado en la vecindad de los conductores para que solo se exciten las ondas guiadas. Para que estas ondas predominen el sustrato en que se imprime la microcinta debe ser delgado comparado con la longitud de onda así como debe existir un alto valor de permitividad.

La segunda categoría surge cuando se desean ondas radiadas, como es el caso de las antenas en microcinta (parche), por tanto la geometría se ajusta para evitar que la energía se concentre debajo del parche (ondas guiadas). Cuando el sustrato es grueso en relación con la longitud de onda y el material dieléctrico tiene baja permitividad predominan las ondas radiadas. Existe un segundo caso dentro de las ondas radiadas, el cual corresponde a las llamadas ondas de fuga las cuales ocurren cuando hay interface entre

dieléctricos, lo cual provoca un modo de propagación parcialmente radiado y reflejado. La tercera y última categoría es la de las ondas superficiales, las cuales adquieren mayor amplitud cuando el substrato es grueso y de alta permitividad. Las ondas superficiales decrecen en ambas direcciones de la superficie, por tanto, en la mayoría de las aplicaciones este tipo de ondas son indeseadas. Sin embargo en el diseño de muchos arreglos de antenas, estas condiciones favorables suelen aprovecharse en la excitación de ondas superficiales [Gupta, 1974].

### ***2.3 Análisis y síntesis de microcinta.***

#### ***2.3.1 Análisis de líneas de microcinta.***

Para el análisis de microcinta, se supone que el modo de propagación es transversal electromagnético (TEM), así como la permeabilidad magnética relativa del substrato se considera uno ( $\mu_r = 1$ ). Por otro lado, las pérdidas en el conductor son predominantes y en dieléctrico se desprecian.

Los métodos de análisis se dividen en tres grupos:

- 1) Métodos cuasi-estáticos: Se supone que el modo de propagación es TEM puro y que las características de la microcinta se calculan de la capacitancia electrostática de la estructura.
- 2) Modelo de dispersión: En este método, la desviación del modo TEM se toma en cuenta cuasi-empíricamente. Los resultados obtenidos con este modelo concuerdan con los valores experimentales.
- 3) Análisis de onda completa (“*fullwave*”): Se toma en cuenta la naturaleza híbrida del modo de propagación (campos eléctricos y magnéticos).

Para poder llevar a cabo el análisis de microcinta deben conocerse los valores de la permitividad del substrato ( $\epsilon_r$ ), el grosor del dieléctrico ( $h$ ), el grosor del conductor ( $t$ ), la frecuencia a la que opera el dispositivo ( $f$ ), el ancho de la línea ( $W$ ) y la longitud de la misma ( $L$ ), a fin de obtener la impedancia característica de la línea ( $Z_m$ ) y la longitud eléctrica ( $\theta_m$ ) de la línea bajo análisis [Medley, 1992].

### 2.3.2 Síntesis de líneas de microcinta.

Debido al amplio uso de las líneas de microcinta como parte del diseño o interconexión de circuitos o componentes, estas han sido estudiadas desde diversos puntos de vista. El objetivo tanto del análisis como de la síntesis es encontrar la relación de campos electromagnéticos y ciertas propiedades eléctricas de interés tales como, la impedancia característica de la línea, la velocidad de propagación sobre ellas, etc. [Medley, 1992].

Se han desarrollado diversos métodos para calcular la impedancia de una línea de microcinta, tal como sucedió en 1965, cuando H.A Wheeler, desarrolló dos fórmulas para el cálculo de la impedancia característica. Una de ellas es para líneas angostas y otra para líneas anchas. Posteriormente en 1977, Wheeler derivó un fórmula que se utiliza para ambos casos y considerando los efectos de dispersión (modelo Getsinger) [Gupta, 1979].

Entonces, Wheeler propone, que si se tiene una microcinta suspendida en aire ( $\epsilon_r=1$ ), la impedancia característica de la microcinta  $Z_m = Z_o$ , y la longitud de onda de la microcinta  $\lambda_m = \lambda_o$  (donde  $Z_o$  y  $\lambda_o$  corresponden a la impedancia característica y la longitud de onda de la microcinta respectivamente con un dieléctrico de aire). Si se inserta un substrato con una constante dieléctrica diferente al aire ( $\epsilon_r \neq 1$ ), las ecuaciones que definen la impedancia y longitud eléctrica de la microcinta, están dados por:

$$Z_m = \frac{Z_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (1)$$

$$\lambda_m = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (2)$$

dónde  $\epsilon_{eff}$  es la constante dieléctrica efectiva en la microcinta, limitada de acuerdo a:

$$\frac{1+\epsilon_r}{2} \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r, \quad (3)$$

$$\lambda_o = \frac{c}{f}, \quad (4)$$

dónde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío y  $f$  es la frecuencia de diseño.

Sin embargo, en investigaciones realizadas por M.V. Schneider [Gupta, 1979] utilizando el método cuasi-estático, derivó dos expresiones adicionales para la impedancia característica  $Z_o$  de la microcinta:

$$Z_o = 60 \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right), \quad W/h \leq 1 \quad (5)$$

$$Z_o = \frac{120 \pi}{\frac{W}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W}\right)^6}, \quad W/h \geq 1 \quad (6)$$

para  $W/h > 10$  la precisión de (6) es  $\pm 1$  %

Del mismo modo, derivó una expresión para la constante dieléctrica efectiva con una precisión de  $\pm 1$  % para materiales con  $\epsilon_r \leq 16$  y  $0.05 \leq W/h \leq 20$ :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}. \quad (7)$$

La ecuación mostrada en (5) fue modificada por E. Hammerstad [Gupta, 1979], basándose en datos obtenidos empíricamente y obtuvo una precisión de  $\pm 0.7$  % para  $W/h > 10$  con la siguiente expresión:

$$Z_o = \frac{120 \pi}{\frac{W}{h} + 2.46 - 0.49 \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W}\right)^6}. \quad W/h \geq 1 \quad (8)$$

Además, para lograr una mejor precisión, modificó (7) descomponiéndola en dos: una para  $w/h \leq 1$  y otra para  $w/h \geq 1$ , obteniendo una precisión de  $\pm 0.5$  %.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right]. \quad W/h \leq 1 \quad (9)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}. \quad W/h \geq 1 \quad (10)$$

La longitud eléctrica  $\theta_m$  se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\theta_m = \frac{360L}{\lambda_m}. \quad (11)$$

Por tanto, para la síntesis de líneas de transmisión en microcinta, se utilizan las ecuaciones de Wheeler (1) y (2) para el cálculo de  $Z_m$  y  $\lambda_m$ , así como (6) u (8) para el cálculo de  $Z_o$ . Para encontrar la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\text{eff}}$ , se utilizan las mejoras propuestas por E. Hammerstad en (9) y (10) en función de la condición que se requiera. Finalmente se utiliza la expresión (11) para obtener la longitud eléctrica de la microcinta [Medley, 1992].

Una aproximación para obtener  $W/h$  en términos de  $Z_m$  y  $\epsilon_r$  se deriva de las expresiones obtenidas por Wheeler y Hammerstad [Gupta, 1979]:

Para  $W/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A}-2}, \quad (12)$$

dónde:

$$A = \frac{Z_m}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\}.$$

Para  $W/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\}, \quad (13)$$

dónde:

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_m \sqrt{\epsilon_r}}.$$

Estas expresiones sólo brindan un uno por ciento de precisión. Si se desea una mayor precisión es necesario hacer un proceso de optimización para obtener un porcentaje de error menor a uno [Hong,2001], tal como se muestra en la figura 11, donde se presenta de manera sintetizada un esquema con el proceso de diseño para líneas de transmisión de microcinta mediante el proceso de optimización.

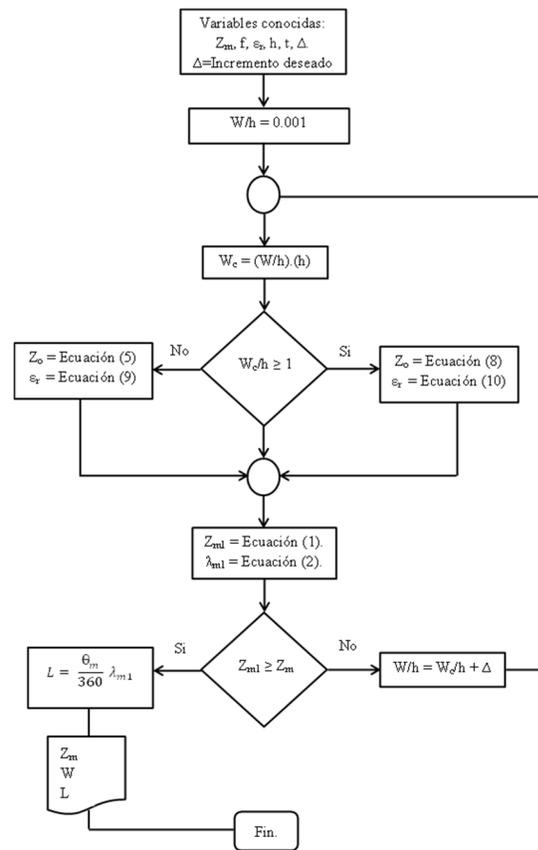


Figura 11. Esquema de síntesis de líneas de transmisión de microcinta [Hoffmann, 1987, p.13].

#### 2.4 Discontinuidades en microcinta.

Se considera una discontinuidad en una línea de microcinta como una variación en el circuito longitudinalmente homogéneo. El cambio generalmente es poco abrupto, lo cual significa que las dimensiones son pequeñas con relación a la longitud de onda. Entre las discontinuidades se incluyen los extremos abiertos, aberturas en las líneas (“*gaps*”), escalones en el ancho de la microcinta, líneas de ángulo recto (líneas en L), uniones T y uniones en cruz, entre otras [Ramesh, 1978].

Para que un circuito de microcinta funcione adecuadamente, la distribución de sus elementos debe ser de tal manera que contenga el mínimo número de discontinuidades, o bien, que las dimensiones de las microcintas (longitud de onda) sea mucho mayor que las dimensiones de las discontinuidades, ya que estas dan lugar a efectos capacitivos e inductivos que alteran el comportamiento del circuito [Vendelin, 1990].

Existen diversas técnicas para obtener la capacitancia y la inductancia en las discontinuidades, que permiten obtener un circuito equivalente. La capacitancia en las discontinuidades puede evaluarse con métodos tales como:

- a) Método de inversión de matriz.
- b) Método de variación.
- c) Método de Galerkin en el dominio espectral.
- d) Uso de fuentes de línea con inversión de carga.

Estos métodos hacen la suposición de que el tamaño de las discontinuidades es mucho menor que la longitud de onda de la microcinta, de tal forma que la variación en fase se puede despreciar. Además supone que la divergencia de la corriente en la cinta es cero y que la cinta conductora es infinitamente delgada [Medley, 1992].

La inductancia de la discontinuidad ha sido desarrollada por Thomson y Gopinath. Su método está basado en el vector de potencial magnético y usa las ecuaciones de Maxwell y divergencia. La inductancia se obtiene después de integrar la densidad distribución de corriente [Edwards, 1981].

#### ***2.4.1 Tipos de discontinuidades en líneas de microcinta.***

##### ***2.4.1.1 Extremo abierto.***

Los extremos abiertos se encuentran en una gran variedad de circuitos, tales como en filtros de líneas paralelas y stubs. El fenómeno presente en este tipo de discontinuidad está asociado al circuito abierto, en el cual las líneas de los campos se extienden más allá de la terminación abrupta de la cinta metálica tal como se muestra en la figura 12.

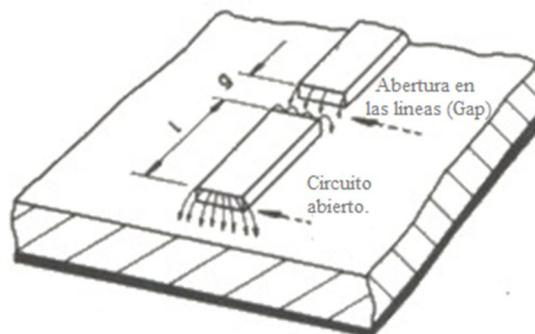


Figura 12. Extremo abierto físico [Edwards, 1981, p.100].

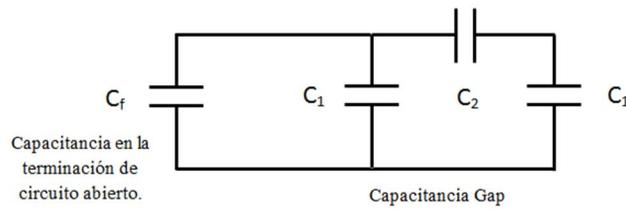


Figura 13. Circuito abierto en microcinta y su red de circuito equivalente con capacitores concentrados [Edwards, 1981, p.100].

En base a la figura 13, puede observarse que en la terminación de circuito abierto existe una capacitancia asociada a la discontinuidad, la cual puede calcularse en base a la expresión:

$$C_f = \frac{I_{eo} \sqrt{\epsilon_{eff}}}{cZ_o}, \quad (14)$$

dónde todas las variables son conocidas excepto  $I_{eo}$ , que se calcula como [Edwards, 1981]:

$$I_{eo} = 0.412h \left( \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \left( \frac{\frac{W}{h} + 0.262}{\frac{W}{h} + 0.813} \right). \quad (15)$$

#### 2.4.1.2 Aberturas en las líneas (Gaps).

La caracterización de la capacitancia de una apertura en una microcinta, es útil para el diseño de redes bloqueadoras de CC (flujo continuo de electrones a través de un conductor), filtros acoplados o elemento acoplador a resonadores. La apariencia física de un gap en microcinta se muestra en la figura 14 así como su circuito equivalente.

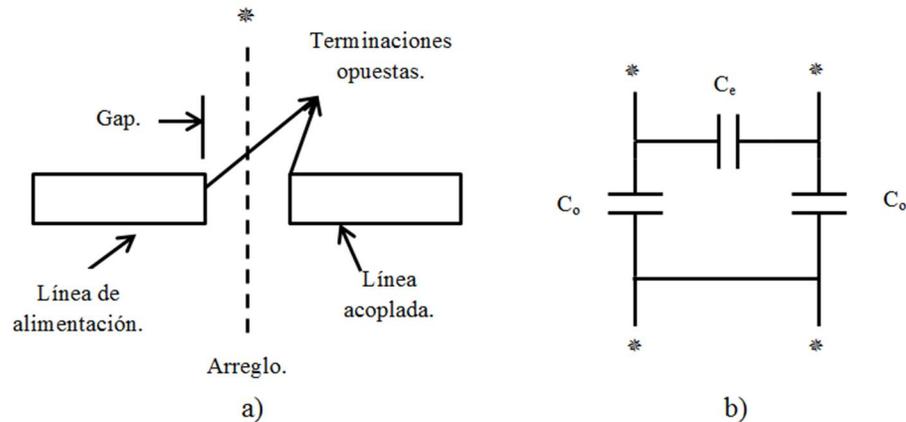


Figura 14. Abertura de línea y su circuito equivalente [Edwards, 1981, p.104].

El cálculo de la capacitancia para este tipo de discontinuidad se puede obtener mediante las siguientes expresiones [Edwards, 1981]:

$$\frac{C_o}{W} = \left(\frac{g}{W}\right)^{m_o} e^{k_o} \quad \text{pF/m,} \quad (16)$$

$$\frac{C_e}{W} = \left(\frac{g}{W}\right)^{m_e} e^{k_e} \quad \text{pF/m,} \quad (17)$$

dónde:

$$\left. \begin{aligned} m_o &= \frac{W}{h} \left[ 0.619 \log \left( \frac{W}{h} \right) - 0.3853 \right] \\ k_o &= 4.26 - 1.453 \log \left( \frac{W}{h} \right) \end{aligned} \right\} 0.1 \leq \frac{g}{W} \leq 1, \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} m_e &= 0.8675 \\ k_e &= \frac{1.565}{\left(\frac{W}{h}\right)^{0.16}} - 1 \end{aligned} \right\} 0.1 \leq \frac{g}{W} \leq 0.3, \quad (19)$$

$$\left. \begin{aligned} m_e &= \frac{1.565}{\left(\frac{W}{h}\right)^{0.16}} - 1 \\ k_e &= 1.97 - \frac{0.03}{\frac{W}{h}} \end{aligned} \right\} 0.3 \leq \frac{g}{W} \leq 1. \quad (20)$$

#### 2.4.1.3 Línea en ángulo recto.

Este tipo de discontinuidad se forma cuando se quiere dar cierta distribución al circuito de microondas sobre el substrato. Puede estar formada por líneas de igual impedancia o de distinta impedancia. En la figura 15 se muestra el circuito equivalente y la estructura de una línea en ángulo recto.

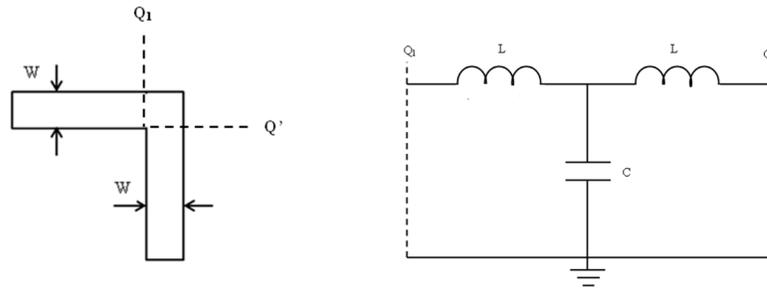


Figura 15. Diagrama de una línea en ángulo recto y su circuito equivalente [Edwards, 1981, p.109].

La capacitancia para una relación  $W/h < 1$  para este tipo de discontinuidad está dada por las siguientes expresiones [Edwards, 1981]:

$$\frac{C_{BEND}}{W} = \frac{(14 \epsilon_r + 12.5) \frac{W}{h} - (1.83 \epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad \text{pF/m} \quad (21)$$

Para  $W/h > 1$ :

$$\frac{C_{BEND}}{W} = (9.5 \epsilon_r + 1.25) \frac{W}{h} + 5.2 \epsilon_r + 7 \quad \text{pF/m} \quad (22)$$

Para el cálculo de la inductancia:

$$\frac{L}{h} = 100 \left\{ 4 \sqrt{\left(\frac{W}{h}\right)} - 4.21 \right\} \quad \text{nH/m} \quad (23)$$

#### 2.4.1.4 Unión T.

Esta discontinuidad es de las más utilizadas y puede encontrarse en stubs, acopladores de línea derivada, interruptores T/R, filtros, etc. El circuito equivalente consiste en una inductancia en serie en la línea principal, y de una inductancia en la línea derivada, así como una capacitancia en la unión de ambos inductores. En el diseño de acopladores o interruptores T/R ambos inductores son importantes, mientras que en el diseño de un stub la inductancia de la línea derivada es más relevante en la determinación del stub [Ramesh, 1978].

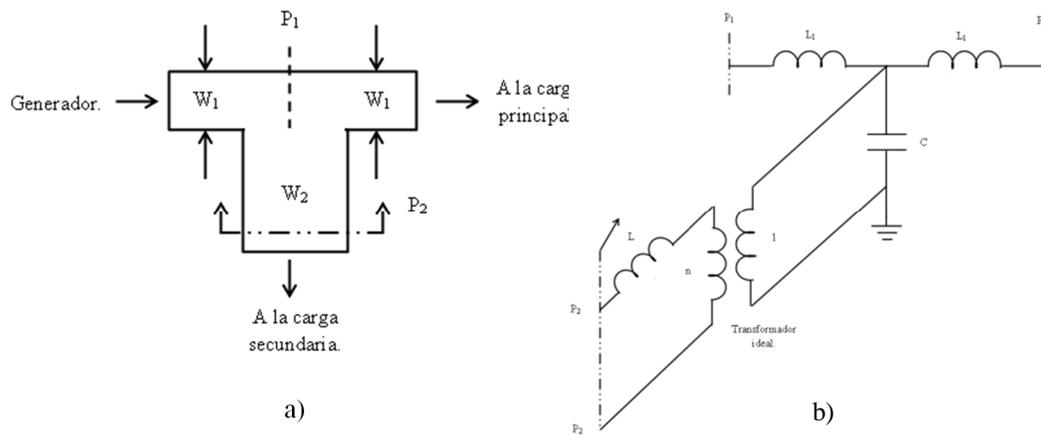


Figura 16. a) Estructura y nomenclatura de la unión T. b) Circuito equivalente [Edwards, 1981, p.116].

#### 2.4.1.5 Unión cruz.

Una de sus aplicaciones típicas es para la construcción de stubs de baja impedancia. Su esquema y circuito equivalente se muestran en la figura 17.

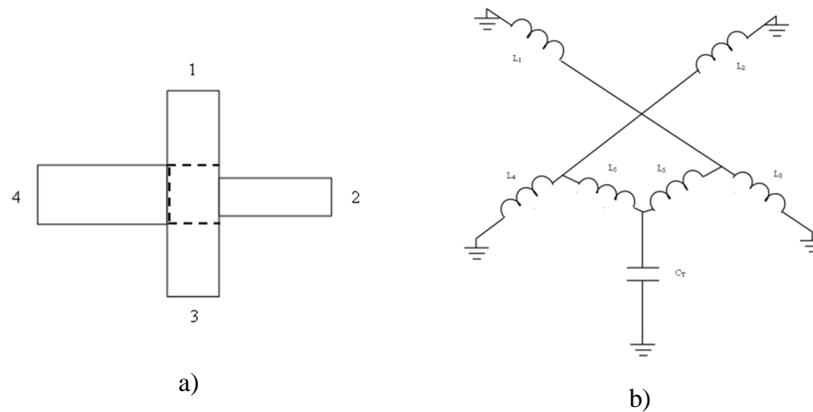


Figura 17. Unión cruz. a) Esquema de la discontinuidad. b) Circuito equivalente [Edwards, 1981, p.120].

La capacitancia de este tipo de unión, puede obtenerse mediante la expresión [Edwards, 1981]:

$$C_m = \frac{c}{Z_o \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (24)$$

O bien:

$$C_T \approx \frac{3}{4} C_m. \quad (25)$$

### 2.4.1.6 Escalón en el ancho de la microcinta.

Esta discontinuidad se forma debido al cambio abrupto de impedancias (dos anchos distintos), lo cual trae como consecuencia una distribución modificada de los campos eléctricos y magnéticos cerca de la discontinuidad. La distribución alterada del campo eléctrico da lugar a un cambio en la capacitancia, y la del campo magnético a una inductancia [Medley, 1992].

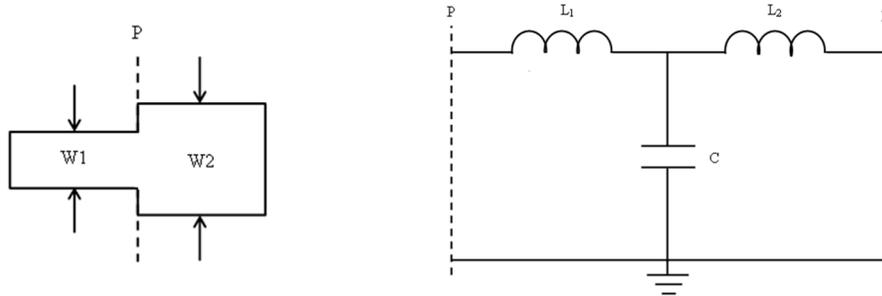


Figura 18. Escalón en el ancho de la microcinta y su circuito equivalente [Edwards, 1981, p.112].

La inductancia  $L_1$  y  $L_2$ , puede calcularse mediante las siguientes expresiones, donde se considera la inductancia por unidad de longitud de la línea de microcinta ( $L_{m1}$  y  $L_{m2}$ ) [Edwards, 1981].

$$L_1 = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{m2}} L, \quad (26)$$

$$L_2 = \frac{L_{m2}}{L_{m1} + L_{m2}} L. \quad (27)$$

Para obtener la capacitancia de esta discontinuidad pueden utilizarse cualquiera de las dos ecuaciones siguientes, dependiendo de las condiciones que se tengan:

Para  $\epsilon_r \leq 10$  ;  $1.5 \leq W_2/W_1 \leq 3.5$ ,

$$\frac{C}{\sqrt{W_1 W_2}} = (10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{W_2}{W_1} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17. \quad \text{pF/m} \quad (28)$$

Para  $\epsilon_r = 9.6$  ;  $3.5 \leq W_2/W_1 \leq 10$ ,

$$\frac{C}{\sqrt{W_1 W_2}} = 130 \log \left( \frac{W_2}{W_1} \right) - 44. \quad \text{pF/m} \quad (29)$$

El efecto capacitivo, provoca un aumento en el ancho de la línea ancha ( $W_2$ ) y una disminución de igual magnitud en la línea angosta ( $W_1$ ). Para contrarrestar el efecto capacitivo se puede disminuir un ancho  $\Delta S$  a la línea ancha calculada a partir de la siguiente ecuación.

$$\Delta S = I_{eo} \left[ 1 - \frac{W_1}{W_2} \right], \quad (30)$$

dónde  $I_{eo}$  puede obtenerse a partir de la ecuación (15).

El efecto inductivo puede compensarse disminuyendo el ancho de la línea delgada por un valor  $\Delta L$ :

$$\Delta L = \frac{L}{(L_{w1} + L_{w2})h}, \quad (31)$$

dónde:

$$L_{w1} = \frac{Z_o(w_1)\sqrt{\epsilon_{eff}(w_1)}}{c}, \quad (32)$$

$$L_{w2} = \frac{Z_o(w_2)\sqrt{\epsilon_{eff}(w_2)}}{c}, \quad (33)$$

$$L = 40.5h \left[ \frac{W_1}{W_2} - 1 \right] - 75 \log \left( \frac{W_1}{W_2} \right) + 0.2 \left[ \frac{W_1}{W_2} - 1 \right]^2. \quad (34)$$

Debido a que el efecto inductivo es mucho menor que el efecto capacitivo, se recomienda ignorar el cambio en la línea angosta [Medley, 1992].

## *Capítulo 3*

---

### *Método para caracterizar líneas de transmisión uniformes*

---

El método propuesto en este capítulo tiene como objetivo conocer la impedancia característica y constante de propagación de líneas de transmisión uniformes de impedancia característica diferente de  $50 \Omega$ . Este método se apoya del método de dos líneas para el cálculo de la constante de propagación, utilizando parámetros T [Reynoso, 2003].

Para implementar el método de caracterización de líneas de transmisión reflectoras, se utilizan básicamente tres dispositivos: dos líneas de transmisión no reflectoras (impedancia característica de  $50 \Omega$ ) con distinta longitud  $L_1$  y  $L_2$  respectivamente y conectores coaxiales en el extremo de cada una, así como un tercer dispositivo formado por una base de prueba, el DBP y los conectores coaxiales en los límites de las bases de pruebas. Estas últimas consisten en dos líneas de transmisión no reflectoras con longitud equivalente a la mitad  $L_1$  ( $L = L_1/2$ ). El DBP corresponde a una línea reflectora incrustada en la base de prueba que desea medirse. La estructura de los tres dispositivos se muestra en la figura 19. Cabe mencionar que todos los conectores coaxiales que se colocan en las líneas son de tipo SMA 3.5 mm.

#### *3.1 Desarrollo del método para obtener impedancia característica de líneas reflectoras.*

Cuando se tienen los dispositivos requeridos para poder aplicar el método, así como el equipo de medición necesario (ARV), se miden los parámetros S de los tres dispositivos (figura 20), los cuales posteriormente son convertidos a parámetros ABCD utilizando como herramienta Matlab. De manera adicional, los parámetros S de las líneas de transmisión no reflectoras, son transformados a parámetros T, utilizando la herramienta computacional antes mencionada. Esto con la finalidad de cumplir con los que pide el método, según se describe a continuación.

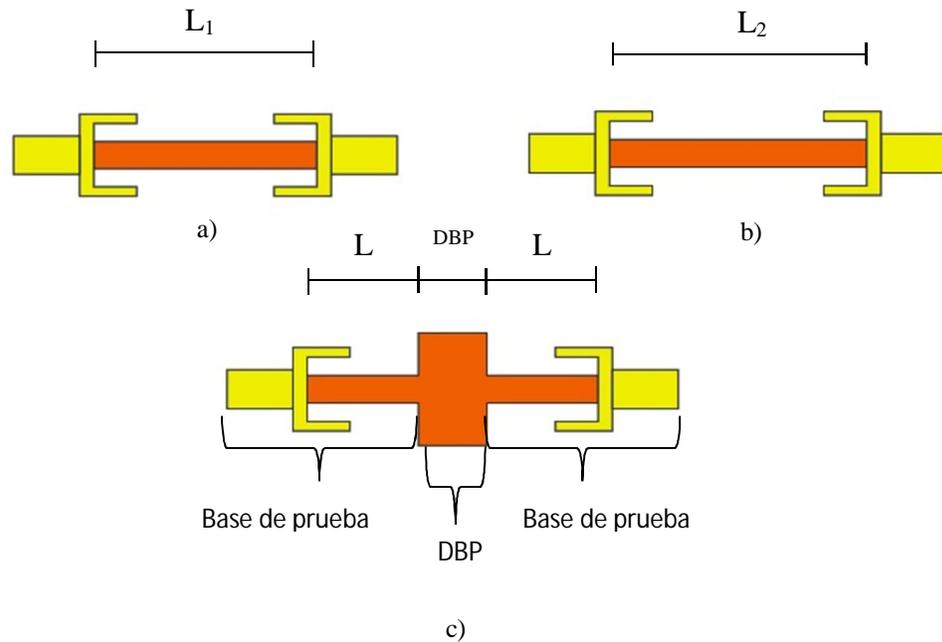


Figura 19. Dispositivos básicos para aplicar el método propuesto. a) Línea de transmisión no reflectora con longitud  $L_1$ . b) Línea de transmisión no reflectora con longitud  $L_2$ . c) Línea reflectora formada por la base de prueba y DBP.

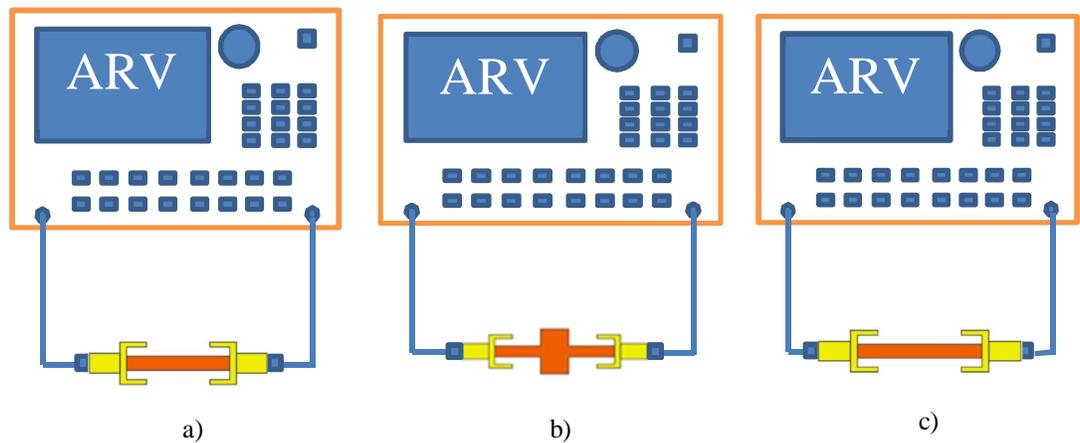


Figura 20. Esquema de medida de los parámetros S de a) Línea no reflectora de longitud  $L_1$ . b) Línea reflectora bajo prueba (DBP). c) Línea no reflectora de longitud  $L_2$ .

El desarrollo del método de caracterización de las líneas reflectoras se lleva a cabo considerando parámetros ABCD para definir los elementos que forman cada una de las estructuras según se muestra en la figura 21. De manera general el método se puede dividir en tres pasos:

- 1) Cálculo de los parámetros de dispersión  $S_{21}$  y  $S_{12}$ .
- 2) Cálculo del parámetro  $Z_L$ .
- 3) Método de dos líneas para obtener la constante de propagación  $\gamma$  y  $\lambda_x$ .

### 3.1.1 Cálculo de los parámetros de dispersión $S_{21}$ y $S_{12}$ .

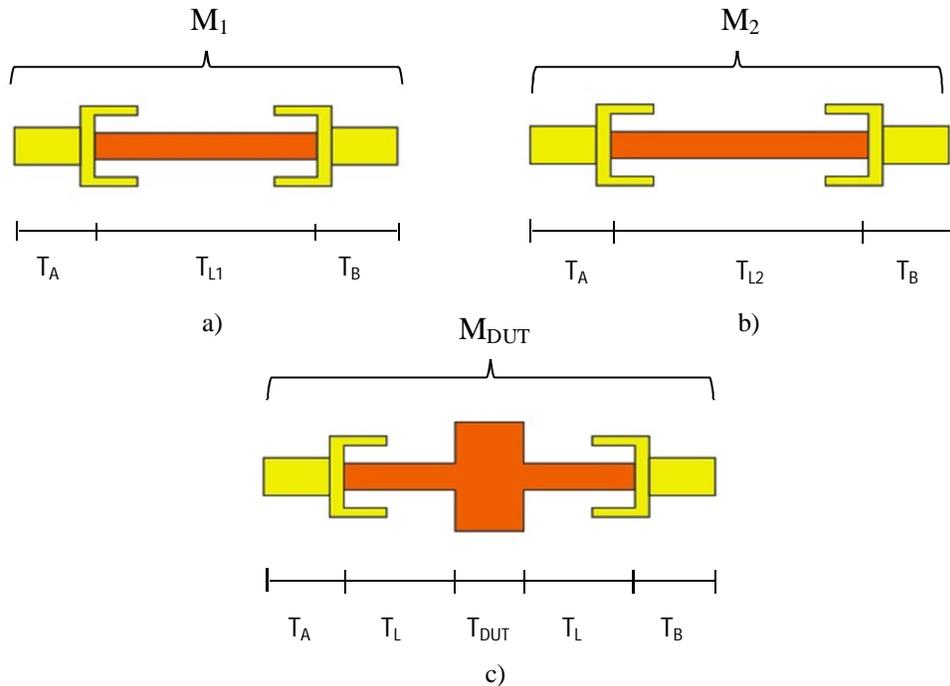


Figura 21. Definición de estructuras en función de parámetros ABCD.

De la figura 21, se tiene que  $M_1$ ,  $M_2$  y  $M_{DUT}$ , son matrices que representan los datos medidos de las estructuras, transformados en parámetros ABCD, las cuales incluyen las líneas planares y los conectores coaxiales así como cualquier elemento utilizado para medir (cables, interruptores, entre otros del ARV). En tanto que  $T_A$  y  $T_B$  son matrices que representan los conectores coaxiales y los errores propios de los puertos de entrada y salida del ARV. Las matrices  $T_A$  y  $T_B$  son diferentes debido a que los puertos de entrada y salida también lo son. Por su parte,  $T_{L1}$  y  $T_{L2}$  son las matrices de parámetros ABCD que representan las líneas no reflectoras de longitud  $L_1$  y  $L_2$ , respectivamente. Finalmente,  $T_L$  representa una línea no reflectora con una longitud equivalente a  $L_1/2$ , mientras  $T_{DUT}$ , es la

matriz que define al dispositivo bajo prueba (línea de impedancia arbitraria), ambas en parámetros ABCD.

Matemáticamente de acuerdo a la figura 21,  $M_1$ ,  $M_2$  y  $M_{DUT}$  pueden expresarse como:

$$M_{DUT} = T_A T_L T_{DUT} T_L T_B. \quad (35)$$

$$M_1 = T_A T_{L1} T_B. \quad (36)$$

$$M_2 = T_A T_{L2} T_B. \quad (37)$$

Desarrollando el determinante de  $M_{DUT}$  y  $M_1$  y aplicando la siguiente relación tenemos:

$$\frac{Det(M_{DUT})}{Det(M_1)} = \frac{Det [T_A T_L T_{DUT} T_L T_B]}{Det [T_A T_{L1} T_B]}. \quad (38)$$

Simplificando:

$$\frac{Det(M_{DUT})}{Det(M_1)} = \frac{Det [T_L T_{DUT} T_L]}{Det [T_L]}. \quad (39)$$

Debido a que la matriz de una línea de transmisión no reflectora es:

$$T_{Li} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma Li} & 0 \\ 0 & e^{\gamma Li} \end{bmatrix}, \quad (40)$$

dónde  $i=1,2$

El determinante de (40) es:

$$Det (T_L) = e^{-\gamma Li} e^{\gamma Li} - 0 = 1. \quad (41)$$

Por tanto, sustituyendo (41) en (39) tenemos:

$$\frac{Det(M_{DUT})}{Det(M_1)} = Det [T_{DUT}]. \quad (42)$$

Por otro lado, la matriz  $T_{DUT}$  en parámetros ABCD en función de los parámetros S se define como:

$$T_{DUT} = \begin{bmatrix} \frac{1+S_{11}-S_{22}-\Delta S}{2S_{21}} & \left( \frac{1+S_{11}+S_{22}+\Delta S}{2S_{21}} \right) Z_O \\ \frac{1-S_{11}-S_{22}+\Delta S}{2S_{21}Z_O} & \frac{1-S_{11}+S_{22}-\Delta S}{2S_{21}} \end{bmatrix}. \quad (43)$$

Haciendo cambio de variables y considerando que  $\Delta S=S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21}$ :

$$T_{DUT} = \frac{1}{2S_{21}} \begin{bmatrix} \tilde{A} & \tilde{B} \\ \tilde{C} & \tilde{D} \end{bmatrix}. \quad (44)$$

Calculando el determinante de  $T_{DUT}$  se tiene:

$$Det(T_{DUT}) = \left( \frac{1+S_{11}-S_{22}-\Delta S}{2S_{21}} \right) \left( \frac{1-S_{11}+S_{22}-\Delta S}{2S_{21}} \right) - \left( \frac{1-S_{11}-S_{22}+\Delta S}{2S_{21}Z_0} \right) \left( \frac{1+S_{11}+S_{22}+\Delta S}{2S_{21}} \right) Z_0, \quad (45)$$

desarrollando se llega a:

$$Det(T_{DUT}) = \frac{S_{12}}{S_{21}} \quad (46)$$

Una vez obtenido el valor del determinante de  $T_{DUT}$ , el siguiente paso, es desarrollar la relación  $\frac{Det(M_1+M_{DUT})}{Det(M_1)}$ .

Analizando por separado  $M_1+M_{DUT}$  se tiene que:

$$M_1+M_{DUT} = (T_A T_L T_B) + (T_A T_L T_{DUT} T_L T_B), \quad (47)$$

dónde:

$$T_L = T_Z T_\lambda T_Z^{-1}, \quad (48)$$

$$T_{L_{i=1,2}} = T_Z T_{\lambda_i} T_Z^{-1}, \quad (49)$$

$$T_\lambda = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda} & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix}, \quad (50)$$

$$T_{\lambda_{i=1,2}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_i} & 0 \\ 0 & \lambda_i \end{bmatrix}, \quad (51)$$

$$T_Z = \begin{bmatrix} 1 & Z_L \\ \frac{-1}{Z_L} & 1 \end{bmatrix}, \quad (52)$$

dónde:  $\lambda = e^{\frac{\gamma L_1}{2}}$   $\lambda_{i=1,2} = e^{\gamma L_i}$ .

Sustituyendo (48) y (49) en (47):

$$M_1+M_{DUT} = (T_A T_Z T_\lambda T_Z^{-1} T_B) + (T_A T_Z T_\lambda T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z T_\lambda T_Z^{-1} T_B). \quad (53)$$

Factorizando (53) y sustituyendo en la siguiente relación:

$$\frac{Det(M_1 + M_{DUT})}{Det(M_1)} = \frac{Det(T_A T_Z (T_{\lambda_1} + T_\lambda T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z T_\lambda) T_Z^{-1} T_B)}{Det(T_A T_Z T_\lambda T_Z^{-1} T_B)}. \quad (54)$$

Reduciendo términos:

$$\frac{Det(M_1 + M_{DUT})}{Det(M_1)} = \frac{Det(T_{\lambda_1} + T_\lambda T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z T_\lambda)}{Det(T_{\lambda_1})}. \quad (55)$$

Debido a que el determinante de  $T_{\lambda_1}$  es uno, se tiene que (55) se simplifica como:

$$\frac{Det(M_1 + M_{DUT})}{Det(M_1)} = Det(T_{\lambda_1} + T_\lambda T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z T_\lambda). \quad (56)$$

Realizando por separado las operaciones indicadas en (56):

Desarrollando primero la expresión  $T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z$  y sustituyendo para ello (44) y (45):

$$T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z = \begin{bmatrix} 1 & Z_L \\ -\frac{1}{Z_L} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \frac{1}{2s_{21}} \begin{bmatrix} \tilde{A} & \tilde{B} \\ \tilde{C} & \tilde{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_L \\ -\frac{1}{Z_L} & 1 \end{bmatrix}. \quad (57)$$

Desarrollando la expresión (57) y haciendo cambio de variables:

$$T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z = \frac{1}{4s_{21}} \begin{bmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{bmatrix}, \quad (58)$$

Dónde:

$$\bar{A} = \tilde{A} - \frac{\tilde{B}}{Z_L} - Z_L \left( \tilde{C} - \frac{\tilde{D}}{Z_L} \right), \quad (59)$$

$$\bar{B} = \tilde{A} Z_L + \tilde{B} - Z_L (\tilde{C} Z_L + \tilde{D}), \quad (60)$$

$$\bar{C} = \frac{1}{Z_L} \left( \tilde{A} - \frac{\tilde{B}}{Z_L} \right) + \tilde{C} - \frac{\tilde{D}}{Z_L}, \quad (61)$$

$$\bar{D} = \frac{1}{Z_L} (\tilde{A} Z_L + \tilde{B}) + \tilde{C} Z_L + \tilde{D}. \quad (62)$$

Sustituyendo (58) y (51) en (56) se tiene que:

$$\frac{Det(M_1 + M_{DUT})}{Det(M_1)} = Det \left( \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \lambda_1 \end{bmatrix} + \frac{1}{4s_{21}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda} & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda} & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} \right). \quad (63)$$

Desarrollando la expresión (63) y sustituyendo  $\lambda$ :

$$\frac{Det(M_1+M_{DUT})}{Det(M_1)} = Det \left( \begin{bmatrix} \frac{\bar{A}}{4S_{21}} e^{-\gamma L_1} + e^{-\gamma L_1} & \frac{\bar{B}}{4S_{21}} \\ \frac{\bar{C}}{4S_{21}} & \frac{\bar{D}}{4S_{21}} e^{\gamma L_1} + e^{\gamma L_1} \end{bmatrix} \right), \quad (64)$$

Calculando el determinante de la ecuación (64):

$$\frac{Det(M_1+M_{DUT})}{Det(M_1)} = \left( \frac{\bar{A}}{4S_{21}} e^{-\gamma L_1} + e^{-\gamma L_1} \right) \left( \frac{\bar{D}}{4S_{21}} e^{\gamma L_1} + e^{\gamma L_1} \right) - \left( \frac{\bar{C}}{4S_{21}} \right) \left( \frac{\bar{B}}{4S_{21}} \right). \quad (65)$$

Desarrollando (65):

$$\frac{Det(M_1+M_{DUT})}{Det(M_1)} = \frac{\bar{A}\bar{D}-\bar{B}\bar{C}}{16(S_{21})^2} + \frac{\bar{A}+\bar{D}}{4S_{21}} + 1. \quad (66)$$

Calculando el determinante de (58) y considerando que el determinante de  $T_{DUT}$  está dado por (46), la expresión (66) se puede escribir como:

$$\frac{Det(M_1+M_{DUT})}{Det(M_1)} = \frac{S_{12}}{S_{21}} + \frac{\bar{A}+\bar{D}}{4S_{21}} + 1. \quad (67)$$

Sustituyendo (59) y (62) se tiene que:

$$\frac{Det(M_1+M_{DUT})}{Det(M_1)} = \frac{S_{12}}{S_{21}} + \frac{1-\Delta S}{S_{21}} + 1. \quad (68)$$

Despejando los términos en función de  $S_{21}$  de la expresión (68) y considerando (42) y (46), tenemos:

$$\frac{Det(M_1+M_{DUT})-Det(M_{DUT})}{Det(M_1)} - 1 = \frac{1}{S_{21}} - \frac{\Delta S}{S_{21}}. \quad (69)$$

De (69) se observa que se tienen dos incógnitas  $S_{21}$  y  $\Delta S$ . El siguiente paso es obtener una segunda ecuación para resolver el sistema, partiendo de una expresión similar a la presentada en (54), pero considerando ahora  $M_2$  es decir desarrollando  $\frac{Det(M_2+M_{DUT})}{Det(M_2)}$ .

Analizando por separado  $M_2$  y  $M_{DUT}$ :

$$M_2+M_{DUT} = (T_A T_{L_2} T_B) + (T_A T_L T_{DUT} T_L T_B). \quad (70)$$

Sustituyendo (48) y (49) en (70):

$$M_2 + M_{DUT} = (T_A T_Z T_{\lambda_2} T_Z^{-1} T_B) + (T_A T_Z T_{\lambda} T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z T_{\lambda} T_Z^{-1} T_B). \quad (71)$$

Factorizando y desarrollando  $\frac{Det(M_2 + M_{DUT})}{Det(M_2)}$ :

$$\frac{Det(M_2 + M_{DUT})}{Det(M_2)} = \frac{Det(T_A T_Z (T_{\lambda_2} + T_{\lambda} T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z T_{\lambda}) T_Z^{-1} T_B)}{Det(T_A T_Z T_{\lambda_2} T_Z^{-1} T_B)}. \quad (72)$$

Reduciendo términos:

$$\frac{Det(M_2 + M_{DUT})}{Det(M_2)} = \frac{Det(T_{\lambda_2} + T_{\lambda} T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z T_{\lambda})}{Det(T_{\lambda_2})}. \quad (73)$$

Como  $Det(T_{\lambda_2}) = 1$ , la ecuación (73) se escribe como:

$$\frac{Det(M_2 + M_{DUT})}{Det(M_2)} = Det(T_{\lambda_2} + T_{\lambda} T_Z^{-1} T_{DUT} T_Z T_{\lambda}). \quad (74)$$

Sustituyendo (50), (51) y (58):

$$\frac{Det(M_2 + M_{DUT})}{Det(M_2)} = Det\left(\left[\begin{array}{cc} \frac{1}{\lambda_2} & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{array}\right] + \frac{1}{4S_{21}} \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{\lambda} & 0 \\ 0 & \lambda \end{array}\right] \left[\begin{array}{cc} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{array}\right] \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{\lambda} & 0 \\ 0 & \lambda \end{array}\right]\right). \quad (75)$$

Desarrollando la expresión (75):

$$\frac{Det(M_2 + M_{DUT})}{Det(M_2)} = Det\left(\left[\begin{array}{cc} \frac{\bar{A}}{4S_{21}} e^{-\gamma L_1} + e^{-\gamma L_2} & \frac{\bar{B}}{4S_{21}} \\ \frac{\bar{C}}{4S_{21}} & \frac{\bar{D}}{4S_{21}} e^{\gamma L_1} + e^{\gamma L_2} \end{array}\right]\right). \quad (76)$$

Calculando el determinante:

$$\frac{Det(M_2 + M_{DUT})}{Det(M_2)} = \left(\frac{\bar{A}}{4S_{21}} e^{-\gamma L_1} + e^{-\gamma L_2}\right) \left(\frac{\bar{D}}{4S_{21}} e^{\gamma L_1} + e^{\gamma L_2}\right) - \left(\frac{\bar{C}}{4S_{21}}\right) \left(\frac{\bar{B}}{4S_{21}}\right). \quad (77)$$

Desarrollando el determinante:

$$\frac{Det(M_2 + M_{DUT})}{Det(M_2)} = \frac{\bar{A}\bar{D} - \bar{B}\bar{C}}{16(S_{21})^2} + \frac{1}{4S_{21}} (\bar{A}e^{\gamma(L_2-L_1)} + \bar{D}e^{-\gamma(L_2-L_1)}) + 1. \quad (78)$$

De forma similar que en el caso anterior de (58) y (46), la ecuación (78) se puede expresar como:

$$\frac{\text{Det}(M_2+M_{DUT})}{\text{Det}(M_2)} = \frac{S_{12}}{S_{21}} + \frac{1}{\lambda_x S_{21}} - \frac{\lambda_x \Delta S}{S_{21}} + 1. \quad (79)$$

Despejando el término de  $S_{21}$  de la expresión (79):

$$\frac{\text{Det}(M_2+M_{DUT}) - \text{Det}(M_{DUT})}{\text{Det}(M_2)} - 1 = \frac{1}{\lambda_x S_{21}} - \frac{\lambda_x \Delta S}{S_{21}}, \quad (80)$$

dónde:

$$\lambda_x = e^{\gamma(L_2-L_1)}. \quad (81)$$

Definiendo las variables p y q tenemos:

$$p = \frac{\text{Det}(M_1+M_{DUT}) - \text{Det}(M_{DUT})}{\text{Det}(M_1)} - 1, \quad (82)$$

$$q = \frac{\text{Det}(M_2+M_{DUT}) - \text{Det}(M_{DUT})}{\text{Det}(M_2)} - 1. \quad (83)$$

Expresando (68) y (69) en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1/\lambda_x & -\lambda_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/S_{21} \\ \Delta S/S_{21} \end{bmatrix}. \quad (84)$$

Resolviendo el sistema mostrado en (84):

$$S_{21} = \frac{(1-\lambda_x^2)}{\lambda_x(q-\lambda_x p)}, \quad (85)$$

$$\Delta S = - \left[ \frac{\lambda_x q - p}{(1-\lambda_x^2)} \right] (S_{21}). \quad (86)$$

### 3.1.2 Cálculo del parámetro $Z_L$

Para el cálculo de la impedancia de la línea reflectora, se consideran los parámetros ABCD de una línea de transmisión arbitraria (87) y su relación los parámetros S. Los parámetros ABCD de una línea de transmisión arbitraria están definidos como:

$$ABCD L_R = \begin{bmatrix} \text{Cosh}(\gamma l) & Z_L \text{Senh}(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_L} \text{Senh}(\gamma l) & \text{Cosh}(\gamma l) \end{bmatrix}. \quad (87)$$

Y los parámetros S se definen como:

$$S_{L_R} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} Z_L^2 - Z_0 & 2Z_0 Z_L \text{Csch}(\gamma l) \\ 2Z_0 Z_L \text{Csch}(\gamma l) & Z_L^2 - Z_0 \end{bmatrix}, \quad (88)$$

dónde:

$$M = Z_L^2 + Z_0^2 + 2Z_0 Z_L \text{Coth}(\gamma l).$$

Entonces tomando el elemento  $S_{21}$  de la matriz (88):

$$S_{21} = \frac{2Z_0 Z_L \text{Csch}(\gamma l)}{Z_L^2 + Z_0^2 + 2Z_0 Z_L \text{Coth}(\gamma l)}. \quad (89)$$

Reacomodando términos:

$$Z_L^2 + 2Z_0 Z_L \left[ \text{Coth}(\gamma l) - \frac{\text{Csch}(\gamma l)}{S_{21}} \right] + Z_0^2 = 0. \quad (90)$$

Resolviendo la ecuación cuadrática presentada en (90), se conoce la impedancia de la línea reflectora  $Z_L$ . Mientras que una de las raíces es cercana al valor teórico diseñado la otra raíz se aleja por completo de dicho valor. Por tanto el criterio de elección entre las dos raíces, se basa en aquella cuya parte real sea cercana al valor teórico esperado.

Sin embargo, se observa en (85) y (90) que para calcular  $S_{21}$  y  $Z_L$  es necesario conocer previamente  $\lambda_x$  y la constante de propagación  $\gamma$  las cuales se obtienen aplicando el método de dos líneas [Reynoso, 2003], según se describe en el siguiente apartado.

### 3.1.3 Método de dos líneas para obtener la constante de propagación $\gamma$ y $\lambda_x$ .

Para calcular  $\lambda_x$  se aplica el procedimiento propuesto por [Reynoso, 2003] en donde se consideran únicamente las líneas no reflectoras  $N_{L1}$  y  $N_{L2}$ , las cuales para este punto en específico, están definidas en términos de los parámetros T (parámetros de transmisión) [Anexo A], según se indica a continuación.

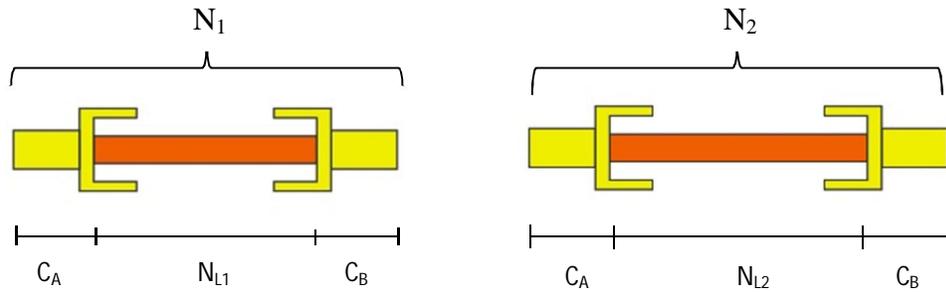


Figura 22. Líneas no reflectoras utilizadas en el método de dos líneas.

Denotando como  $N_1$  y  $N_2$  las matrices de parámetros T de la línea L1 y L2, respectivamente, los cuales se obtienen de la transformación de los parámetros S medidos con el ARV a parámetros T. La medida de parámetros S incluyen la línea de microcinta y los conectores coaxiales. Por otro lado  $C_A$  y  $C_B$ , representan los conectores coaxiales en parámetros T (o cualquier elemento utilizado en la medida debido a que el ARV no este calibrado), mientras que  $N_{L1}$  y  $N_{L2}$ , son las representaciones de las líneas no reflectoras también en parámetros T.

Matemáticamente, la figura 22 puede expresarse como:

$$N_1 = C_A N_{L1} C_B, \quad (91)$$

$$N_2 = C_A N_{L2} C_B, \quad (92)$$

dónde definiendo la expresión:

$$N_x = N_{L2} N_{L1}^{-1}. \quad (93)$$

Dónde  $N_{L2}$  y  $N_{L1}$  son las representaciones matriciales de líneas no reflectoras tal como se muestra en (40).

Sustituyendo (40) en (93):

$$N_x = \begin{bmatrix} e^{-\gamma L_2} & 0 \\ 0 & e^{\gamma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma L_1} & 0 \\ 0 & e^{\gamma L_1} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (94)$$

Resolviendo  $N_x$ :

$$N_x = \begin{bmatrix} e^{-\gamma(L_2-L_1)} & 0 \\ 0 & e^{\gamma(L_2-L_1)} \end{bmatrix}. \quad (95)$$

Escribiendo en términos de  $\lambda_x$  (81):

$$N_x = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_x} & 0 \\ 0 & \lambda_x \end{bmatrix}. \quad (96)$$

Del mismo modo,  $N_x$  también puede definirse como:

$$N_x = C_A^{-1} N C_A. \quad (97)$$

Dónde N está dada por:

$$N = N_2 N_1^{-1} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}. \quad (98)$$

Y el conector coaxial  $C_A$  puede representarse matemáticamente como:

$$C_A = r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}. \quad (99)$$

Sustituyendo (98) y (99) en (97):

$$N_x = \frac{(r_{22})^2}{(r_{22})^2(a-bc)} \begin{bmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}. \quad (100)$$

Desarrollando la ecuación (100):

$$N_x = \frac{1}{(a-bc)} \begin{bmatrix} at_{11} + ct_{12} - abt_{21} - bct_{22} & bt_{11} + t_{12} - b^2t_{21} - bt_{22} \\ -act_{11} - c^2t_{12} + a^2t_{21} + act_{22} & -bct_{11} - ct_{12} + abt_{21} + at_{22} \end{bmatrix}. \quad (101)$$

Igualando (97) y (101):

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_x} & 0 \\ 0 & \lambda_x \end{bmatrix} = \frac{1}{(a-bc)} \begin{bmatrix} at_{11} + ct_{12} - abt_{21} - bct_{22} & bt_{11} + t_{12} - b^2t_{21} - bt_{22} \\ -act_{11} - c^2t_{12} + a^2t_{21} + act_{22} & -bct_{11} - ct_{12} + abt_{21} + at_{22} \end{bmatrix}. \quad (102)$$

Igualando término a término, se obtienen las siguientes cuatro relaciones:

$$\frac{1}{\lambda_x} = \frac{1}{(a-bc)} (at_{11} + ct_{12} - abt_{21} - bct_{22}), \quad (103)$$

$$\lambda_x = \frac{1}{(a-bc)} (-bct_{11} - ct_{12} + abt_{21} + at_{22}), \quad (104)$$

$$0 = bt_{11} + t_{12} - b^2t_{21} - bt_{22}, \quad (105)$$

$$0 = -act_{11} - c^2t_{12} + a^2t_{21} + act_{22}. \quad (106)$$

Reacomodando (105) y (106):

$$\left(\frac{a}{c}\right)^2 t_{21} + \left(\frac{a}{c}\right)(t_{22} - t_{11}) - t_{12} = 0, \quad (107)$$

$$b^2t_{21} + b(t_{22} - t_{11}) - t_{12} = 0. \quad (108)$$

Resolviendo las ecuaciones cuadráticas expuestas en (107) y (108), se obtienen los coeficientes  $b$  y  $a/c$  y se despeja  $\lambda_x$ :

$$\lambda_x = \frac{t_{22} + bt_{21} - \frac{b}{a/c}t_{11} - \frac{1}{a/c}t_{12}}{1 - \frac{b}{a/c}}, \quad (109)$$

O bien:

$$\lambda_x = \frac{\left(1 - \frac{b}{a/c}\right)}{t_{11} + \frac{1}{a/c}t_{12} - bt_{21} - \frac{b}{a/c}t_{22}}. \quad (110)$$

Una vez obtenido  $\lambda_x$ , se puede calcular el parámetro de dispersión  $S_{12}$  con la expresión (111) y la constante de propagación  $\gamma$  con la ecuación (112):

$$S_{12} = \text{Det}(T_{DUT}) \cdot S_{21} = \frac{\text{Det}(M_{DUT})}{\text{Det}(M_1)} \cdot S_{21}, \quad (111)$$

$$\gamma = \frac{\ln(\lambda_x)}{(L_1 - L_2)}. \quad (112)$$

### 3.2 Algoritmo de cálculo en Matlab.

Para resumir el método expuesto en este capítulo, se presenta un diagrama de flujo que indica el procedimiento que se siguió para elaborar un programa en Matlab, que calcula la impedancia  $Z_L$ ,  $\gamma$ , el parámetro  $S_{21}$ , así como el parámetro  $S_{12}$ .

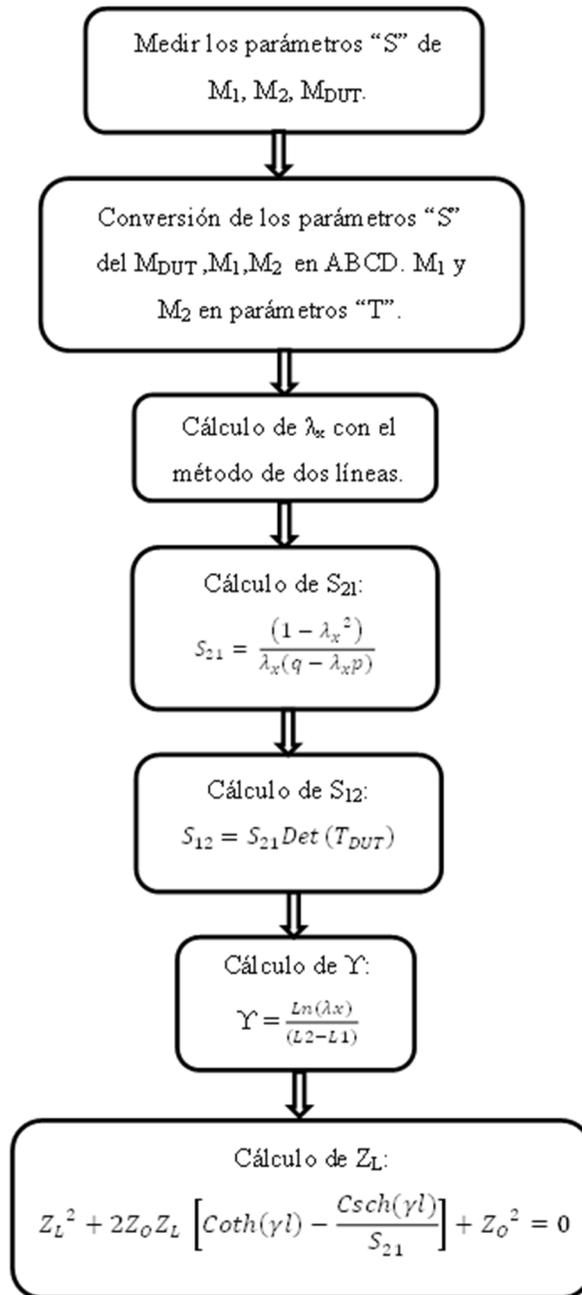


Figura 23. Diagrama de flujo del método propuesto.

## Capítulo 4

---

### *Síntesis y simulación de líneas de microcinta*

---

El proceso de síntesis de líneas de transmisión de microcinta descrito en el capítulo II de este trabajo y resumido en la figura 9 del mismo capítulo, forma parte de las herramientas computacionales de programas de diseño asistido por computadora, la síntesis y el análisis de líneas de transmisión, tal como es el caso de *Linecalc*, que es un programa para calcular los parámetros eléctricos y físicos de líneas de transmisión. *Linecalc* está incluido como una de las herramientas que contiene el “software” *Advanced Design System* (ADS). Para el diseño de líneas de transmisión se consideran parámetros tales como la frecuencia de diseño, la constante dieléctrica y permeabilidad del sustrato, las pérdidas tangenciales del dieléctrico, el grosor de la cinta y del sustrato. Una vez diseñadas las líneas de microcinta, estas deben ser analizadas en simuladores electromagnéticos, con la finalidad de conocer a priori el comportamiento del dispositivo antes de ser construido.

Básicamente para este trabajo se utilizaron dos herramientas computacionales para la simulación de las líneas de transmisión: el momentum de ADS y el CST (“*Computer Simulation Technology*”). ADS es un software de diseño electrónico que brinda un ambiente integrado para dispositivos electrónicos de RF, en particular la herramienta “*momentum*” ofrece una elevada precisión al realizar la simulación electromagnética del dispositivo bajo estudio la cual se realiza mediante el método de momentos. Sin embargo, esta herramienta sólo analiza estructuras en 2D [Agilent, 2009], lo que resulta ser un inconveniente, ya que para este trabajo se necesita un simulador en 3D debido al conector coaxial que se requiere simular. Por su parte, CST es un paquete computacional en 3D, con herramientas de diseño y de optimización de operación de dispositivos en un amplio rango de frecuencias. Entre los beneficios que ofrece se encuentra el entorno de

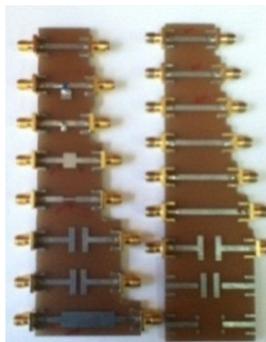
diseño integrado el cual brinda un acceso total a un rango de soluciones tecnológicas [CST design studio, 2006].

***4.1 Simulaciones previas al diseño de líneas de transmisión en microcinta utilizando el simulador ADS (Simulador electromagnético momentum).***

Con la finalidad de establecer las mejores condiciones de simulación para los diseños posteriores propios de este trabajo, se utilizó un grupo de líneas de microcinta (figura 24) fabricadas previamente al inicio de este trabajo de tesis de las cuales se midieron sus parámetros “S”. Las medidas se comparan con los resultados de simulación de las líneas de microcinta utilizando el software ADS, esto con la finalidad de determinar los parámetros de simulación en ADS que tienen la mejor concordancia con los datos medidos con el ARV. La ventaja de comparar simulaciones con datos medidos, es que permiten obtener las condiciones del simulador que brinden un resultado congruente entre simulación y medidas, razón por la cual, antes de presentar el diseño del kit a caracterizar en este trabajo de tesis, se llevaron a cabo dichas pruebas.

Cabe destacar que estas líneas de transmisión fueron elaboradas para otros fines y únicamente se utilizan para establecer los parámetros óptimos en el simulador electromagnético. Las pruebas realizadas para esta sección fueron:

- Definición del mallado.
- Definición de la metalización.
- Elección del puerto.
- Formación de la estructura (línea de microcinta).



Kit 14 Septiembre 2005 Kit Canadá.

Figura 24. Líneas utilizadas para simulaciones previas al diseño de líneas de microcinta.

#### 4.1.1 Definición del mallado.

El mallado es la división en celdas de la estructura bajo estudio, lo que permite resolver electromagnéticamente celda por celda, lo cual da como resultado un análisis completo de toda la estructura.

Para hacer las pruebas del mallado y de la metalización, se utiliza una línea de impedancia de  $74.41 \Omega$  del kit 14 de septiembre de 2005 (figura 24). Las medidas de la línea son de 6.4 mm de largo, por 1.5 mm de ancho y las características de sustrato utilizadas en la simulación corresponden al FR4 (Resina epoxi/fibra de vidrio) mientras que las características de la metalización corresponden al cobre. Los valores para el cobre y el FR4 se muestran en la tabla 1.

Tabla 1. Características del conductor y del sustrato de la línea bajo

Característica.	Valor.
Permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del sustrato	4.3.
Grosor del sustrato	1.6 mm.
Grosor de la metalización	0.036 mm.
Pérdidas tangenciales	0.026
Conductividad	$5.96 \times 10^7$ s/m

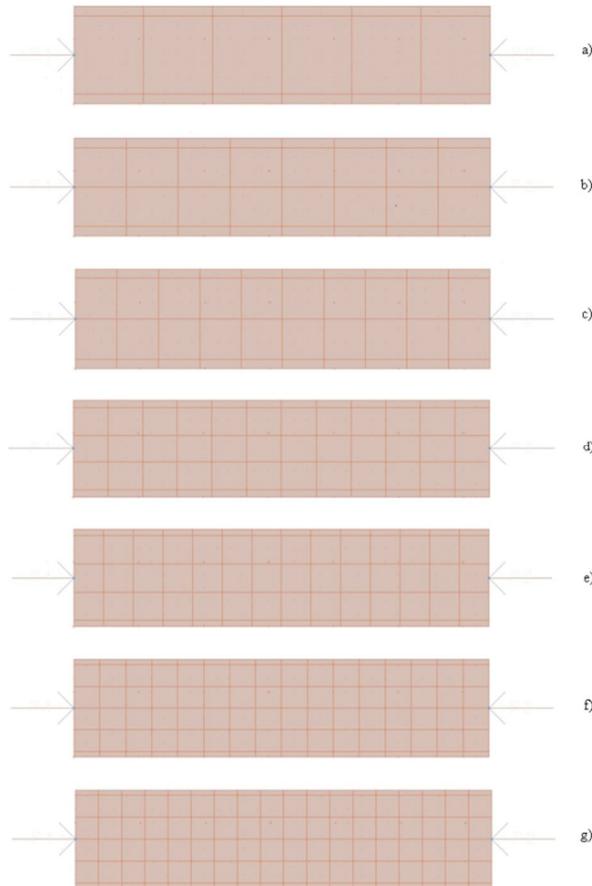
En la figura 25 se muestra el dibujo en el simulador electromagnético Momentum de ADS de la línea bajo estudio ( $74.41 \Omega$ ).



Figura 25. Línea en estudio para la obtención de parámetros óptimos del simulador ADS.

Se simuló la línea de transmisión variando únicamente el mallado desde 15 hasta 45 celdas por longitud de onda incrementando el valor de cinco unidades en cinco unidades. El tipo de metalización utilizada fue el modo *sheet* o modo de no expansión, elegido de

manera aleatoria de entre los tres modos presentados por el simulador electromagnético Momentum de ADS, ya que para este punto es irrelevante el tipo de metalización utilizada (El análisis con diferentes tipos de metalización se presenta en el apartado siguiente.). En la figura 26 se muestran los diferentes mallados aplicados a la línea bajo estudio (figura 25), donde se observa la división de la estructura en un numero de celdas determinado de acuerdo al mallado elegido.



**Figura 26. Variación de la densidad del mallado a) mallado 15 b) mallado 20 c) mallado 25 d) mallado 30 e) mallado 35 f) mallado 40 g) mallado 45.**

En la figura 27 se comparan los parámetros “S” simulados variando el mallado y los parámetros “S” medidos con el ARV (obtenidos a partir de la técnica TRL) donde estos últimos son considerados como referencia para la elección del mallado.

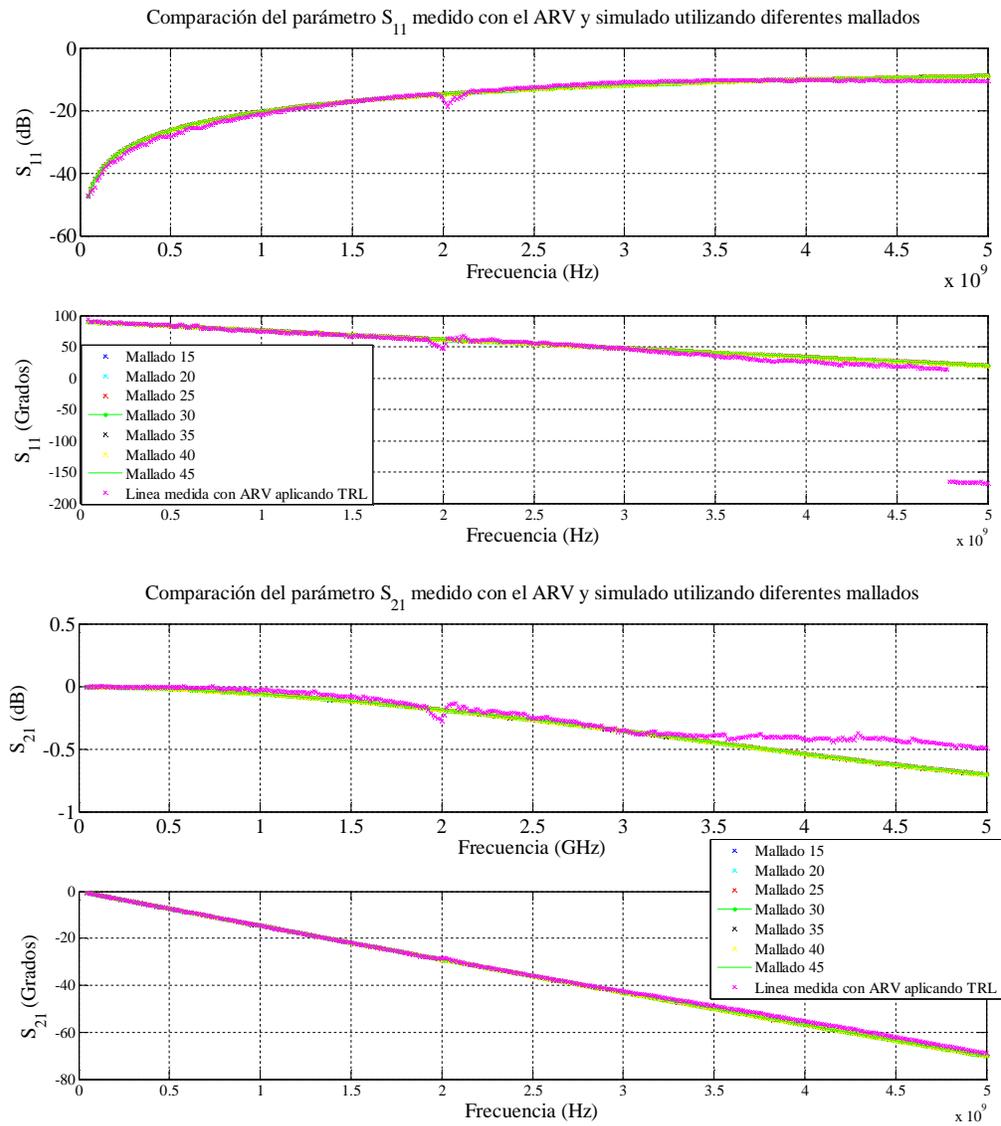


Figura 27. Parámetro  $S_{11}$  y  $S_{21}$  variando el mallado de la línea bajo estudio.

Como puede observarse en la figura 27 únicamente se muestran dos de los cuatro parámetros de dispersión, ya que al ser la línea de transmisión un elemento pasivo (actúa directamente sobre la señal sin agregar potencia), esta es recíproca y simétrica (ambos puertos son intercambiables) por lo que su coeficiente de reflexión de entrada ( $S_{11}$ ) es igual al coeficiente de reflexión de salida ( $S_{22}$ ), así el coeficiente de transmisión directo ( $S_{21}$ ) es igual al coeficiente de transmisión inverso ( $S_{12}$ ). Además puede observarse que no hay diferencia entre indicar un mallado de 15, uno de 30 o uno de 45 celdas por longitud de onda. Esto se debe a que la línea que se está analizando es geoméricamente muy sencilla,

pero se ha observado que cuando se tienen estructuras complejas (con curvas y rectas en una sola estructura) la variación de la respuesta de la línea de acuerdo al mallado que se elija será diferente.

Por otro lado al indicar un mallado con valor alto se tiene una alta precisión en la respuesta de la línea, pero también un tiempo de cálculo muy grande, ocurriendo lo contrario cuando se tiene un mallado muy pequeño. Esto lleva a considerar un compromiso entre una buena precisión y el tiempo de cálculo, razón por la cual se opta por tomar un mallado de 30 celdas por unidad de longitud.

#### 4.1.2 Definición de la metalización.

La elección del tipo de metalización es muy importante ya que los resultados pueden mostrar diferencias, dependiendo de cuál se considere para la simulación. Los tres modos que ofrece el simulador electromagnético Momentum de ADS es el modo *sheet* o modo hoja, el modo *expansion up* o de expansión hacia arriba y el modo *expansion down* o expansión hacia abajo. El modo hoja (*sheet*) considera una propagación de la densidad de corriente uniforme a través de todo el conductor, considerando que la cinta metálica es muy delgada. Por su parte el modo expansión hacia arriba (*up*) y expansión hacia abajo (*down*) considera una distribución de la densidad de corriente en los bordes del conductor de una manera no uniforme (efecto *skin*).

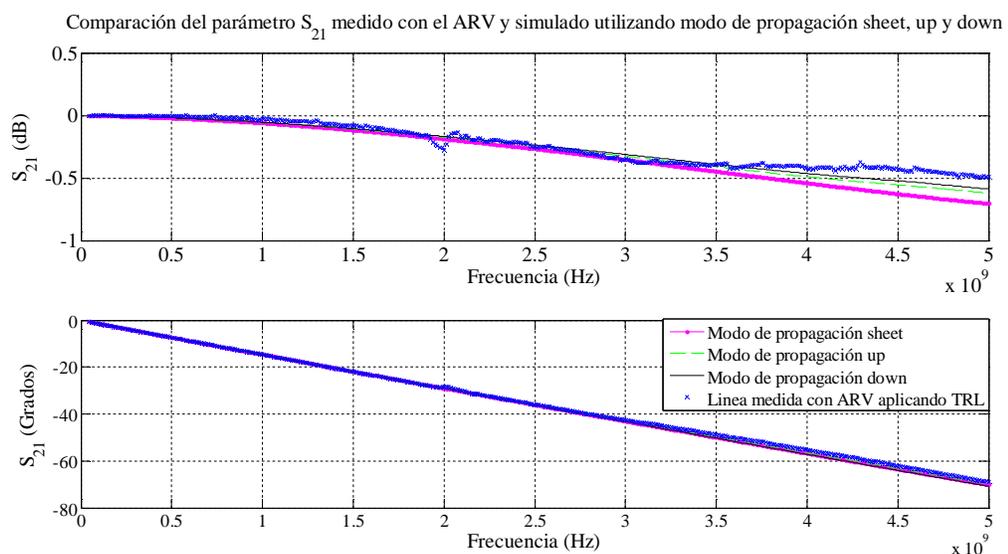


Figura 28. Parámetro  $S_{21}$  de la línea de transmisión bajo estudio de acuerdo al tipo de metalización.

En la figura 28 se compara la respuesta de la línea de transmisión (la misma que se utilizó para la definición del mallado) para los tres tipos de metalización y al igual que en la definición del mallado se toma como referencia los parámetros “S” obtenidos de la técnica TRL aplicada a los datos medidos con el ARV de la línea de transmisión. Para la simulación se utilizaron las características mostradas en la tabla 1 y el mallado definido en la sección 4.1.1.

Como puede observarse la respuesta más parecida a los datos reales (TRL), es el modo de metalización *sheet* o modo hoja, en el cual se consideran unas pérdidas tangenciales de 0.026. El parámetro elegido para definir el tipo de metalización es el parámetro de dispersión  $S_{21}$ , ya que en este se puede observar la relación de entrada y salida de la señal a través del bipuerto. Es importante mencionar que el parámetro  $S_{11}$  no muestra resultados representativos para esta sección ya que únicamente considera el puerto de entrada y no la propagación de densidad de corriente a lo largo del dispositivo. Por tanto, de esta sección se puede concluir, que el mallado óptimo es de 30, utilizando el modo *sheet*.

#### **4.1.3 Elección del puerto.**

Para la elección del puerto se simularon los parámetros “S” de la línea de la figura 25 con diferentes tipos de puerto. ADS ofrece seis tipos de puertos: puerto calibrado o “*single*”, puerto interno o “*internal*”, puerto diferencial o “*differential*”, puerto coplanar o “*coplanar*”, el puerto modo común o “*common mode*” y el puerto referencia a tierra o “*ground reference*” [Anexo C].

De acuerdo a las características de cada puerto, el puerto “*single*” y el puerto “*internal*” son los que pueden aplicar a este trabajo, sin embargo, es necesario hacer pruebas con ambos puertos para elegir el que coincida mejor con los datos medidos con el ARV después de aplicar la técnica TRL. Los valores de parámetros “S” de la línea ideal mostrada en la figura 25, se comparan tanto en magnitud como en fase con los valores obtenidos después de aplicar la técnica TRL a las líneas medidas con el ARV (figura 24).

Los resultados obtenidos se encuentran en las figuras 29 y 30 donde únicamente se muestran los parámetros de dispersión  $S_{11}$  y  $S_{21}$  respectivamente, ya que se trata de una

línea de transmisión recíproca y simétrica, por lo que no es necesario graficar los cuatro parámetros de dispersión.

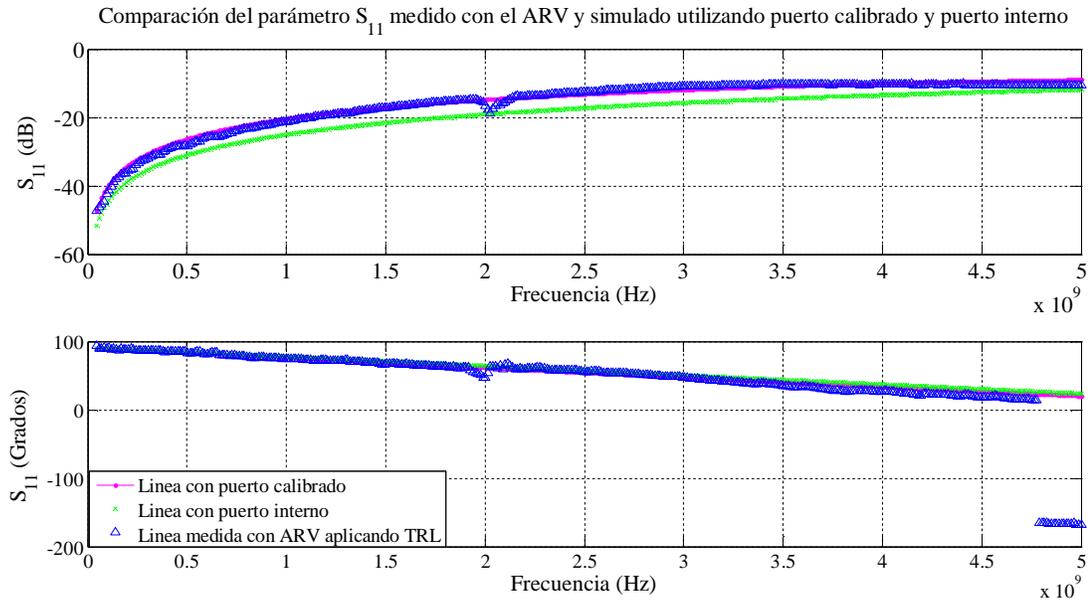


Figura 29. Parámetro  $S_{11}$  de la línea bajo estudio simulada con puerto calibrado y puerto interno así como medida con el ARV.

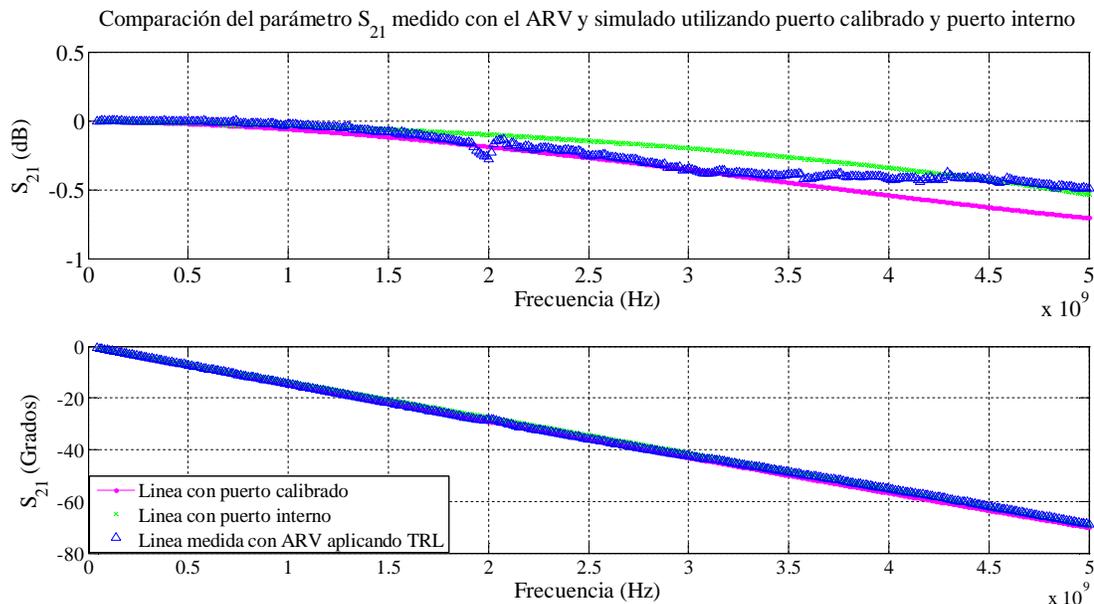


Figura 30. Parámetro  $S_{21}$  de la línea bajo estudio simulada con puerto calibrado y puerto interno así como medida con el ARV.

Como se puede observar en las figuras anteriores, la línea de transmisión simulada con puerto calibrado tiene un comportamiento similar al que presenta la línea construida

físicamente en casi todo el rango de frecuencias, lo cual no ocurre con la línea simulada con puerto interno, cuya respuesta se aleja de los parámetros “S” medidos, sobre todo en magnitud coincidiendo sólo un pequeño rango de frecuencias.

Debido a estos resultados, se llega a la conclusión de que la simulación de la línea de transmisión con puerto calibrado presenta valores más cercanos a los medidos con el ARV por lo cual se elige este parámetro para simulaciones posteriores.

#### **4.1.4 Resumen de parámetros óptimos de simulación en ADS.**

La tabla 2 muestra un resumen de las características de ADS que se utilizarán para las futuras simulaciones de este trabajo, determinadas según los resultados obtenidos después de realizar las distintas pruebas descritas en las secciones anteriores.

Tabla 2. Características óptimas para simulador ADS.

<b>Característica.</b>	<b>Valor.</b>
Mallado (“mesh”).	30.
Tipo de metalización.	Modo hoja (“ <i>sheet, no expansion</i> ”)
Tipo de puerto.	Calibrado (“ <i>single</i> ”).

#### **4.2 Síntesis de líneas de transmisión en microcinta (kit de pruebas).**

Para el diseño del kit que se utilizará en este trabajo de tesis, se consideran líneas con impedancias por arriba y por debajo de 50  $\Omega$ . Los dispositivos propuestos para este trabajo así como sus características se muestran en la tabla 2.

Tabla 3. Valores propuesto para diseño de kit de líneas de transmisión en microcinta, la frecuencia de diseño es de 5 GHz.

<b>Dispositivo.</b>	<b>Impedancia (<math>\Omega</math>).</b>	<b>Longitud (mm).</b>	<b>Frecuencia(GHz).</b>
Línea no reflectora	50	26	5
Línea no reflectora	50	30	5
Línea reflectora	15	8	5
Línea reflectora	25	8	5

Línea reflectora	75	8	5
Línea reflectora	100	8	5
Línea reflectora	25	12	5
Línea reflectora	75	12	5
Línea no reflectora	50	34	5
Línea no reflectora	50	38	5
Corto circuito	--	13	5

Una vez propuestos los valores de la tabla 3 y considerando las características del conductor metálico y del sustrato mostrados en la tabla 1, se procede a obtener las dimensiones  $W$  de las líneas que se desean construir, utilizando la herramienta Linecalc de ADS, en la cual, basta indicar los parámetros mencionados en las tablas anteriores para obtener las dimensiones del diseño. La figura 31 muestra un ejemplo de la ventana de diseño de linecalc.

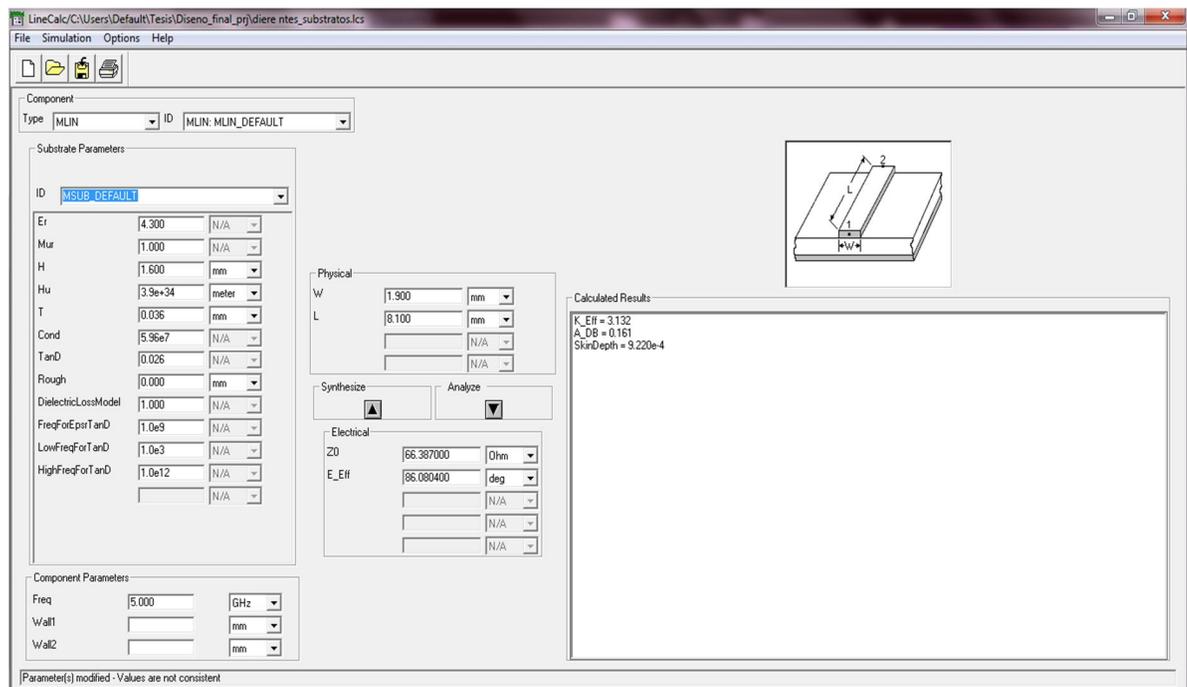


Figura 31. Ventana que muestra la síntesis de la línea de  $25 \Omega$  utilizando linecalc.

Como puede verse en la figura 32, indicando los parámetros necesarios se obtiene el ancho  $W$  y la longitud eléctrica de la línea en proceso de diseño. Se repitió el mismo procedimiento para obtener las dimensiones del resto de las líneas, mismos que se muestran en la tabla 4, donde se resumen las medidas correspondientes de cada impedancia deseada.

Figura 32. Parámetros del sustrato y del componente.

Tabla 4. Dimensiones de las líneas de transmisión de acuerdo a la impedancia deseada.

Dispositivo.	Impedancia propuesta ( $\Omega$ ).	Longitud propuesta (mm).	W calculado (mm).
$L_0$	50	26	3.18
$L_1$	50	30	3.18
$L_{R15}$	15	8	16.53
$L_{R258}$	25	8	8.74
$L_{R758}$	75	8	1.47
$L_{R100}$	100	8	0.71
$L_{R2512}$	25	12	8.74
$L_{R7512}$	75	12	1.47

$L_2$	50	34	3.18
$L_3$	50	38	3.18
CC	---	13	3.18
CC	---	3.18	8

En la figura 33 se muestra la plantilla de líneas de transmisión en microcinta diseñadas para su estudio en este trabajo de tesis obtenidas en ADS de acuerdo a las dimensiones mostradas en la tabla 4.

Es importante mencionar que se agregaron además de los dispositivos necesarios mostrados en la figura 19, para la aplicación del método propuesto en el capítulo 3, dos líneas no reflectoras de longitud mayor y un corto circuito. Esto con el fin de tener los estándares necesarios para la aplicación de una técnica comparable en la obtención del  $S_{21}$  del DBP mencionada anteriormente denominada TRL.

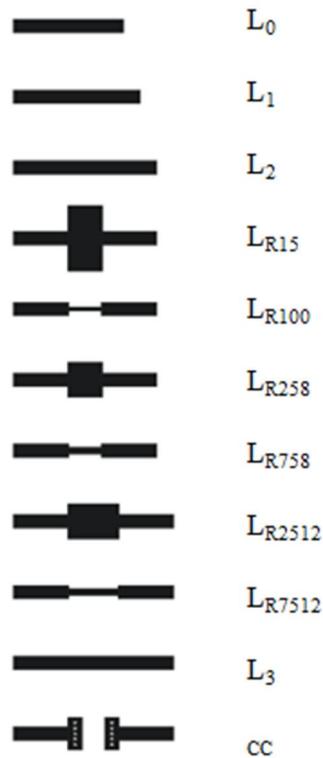


Figura 33. Plantilla de líneas de transmisión en microcinta diseñadas para su estudio en este trabajo de tesis. Las características de las líneas se muestran en la tabla 4.

### ***4.3 Simulaciones previas a la implementación del diseño de líneas de transmisión en microcinta utilizando el simulador CST.***

Una vez obtenidos los parámetros de simulación óptimos de ADS en la sección 4.1, se hacen pruebas similares en CST pero ahora considerando a las líneas diseñadas de la figura 33. Algunos parámetros se eligieron a raíz de la definición que brinda el fabricante de CST, los cuales se muestran en el anexo B. Sin embargo, otros parámetros tales como la precisión del simulador y el mallado, tuvieron que simularse y elegirse en función de la respuesta de los parámetros S de las líneas a lo largo de la frecuencia. Como se muestra en los siguientes apartados la respuesta de algunas líneas presentaban un comportamiento incorrecto según se describe más adelante.

#### ***4.3.1 Elección de la precisión del simulador CST.***

La precisión del simulador se refiere a la congruencia entre la respuesta del simulador y la que se espera de él, de acuerdo al dispositivo bajo estudio. El cálculo de los parámetros S en el simulador CST se ve afectado principalmente por dos fuentes de imprecisiones numéricas:

- ✓ Errores de truncamiento numérico introducidos por el intervalo de simulación en tiempo finito.
- ✓ Imprecisiones que surgen de la resolución de mallado finito.

La precisión puede medirse como moderada, alta y muy alta, a la cual le corresponden valores respectivos de -30 dB, -40 dB y -50 dB o más.

Para fines de esta prueba, se inició con la precisión moderada analizando así la línea bajo prueba (en este caso, se simuló la línea de  $25 \Omega$  de 8 mm de largo, elegida de manera aleatoria) y observando la respuesta del simulador. Para cada línea la respuesta fue diferente, ya que algunas presentaron al inicio del análisis un valor mayor a 0 dB en el parámetros de transmisión  $S_{21}$ , que es absurdo ya que indicaría una ganancia en el dispositivo, lo cual es imposible al tratarse de un elemento pasivo.

Debido a esto, la precisión moderada se descarta, y se aumenta a precisión alta. Al variar este valor, la respuesta se mejora en algunas líneas, pero en otras, se presenta el mismo problema de supuesta ganancia. La precisión se continuó aumentando hasta que todas las líneas contempladas en el kit de pruebas, dieran una respuesta congruente con su naturaleza, resultando una precisión muy alta con un valor de -60 dB. En la figura 34 se muestra una comparativa de la línea bajo estudio con una precisión de -30 dB (de donde se partió) y una precisión de -60 dB, que es la precisión final.

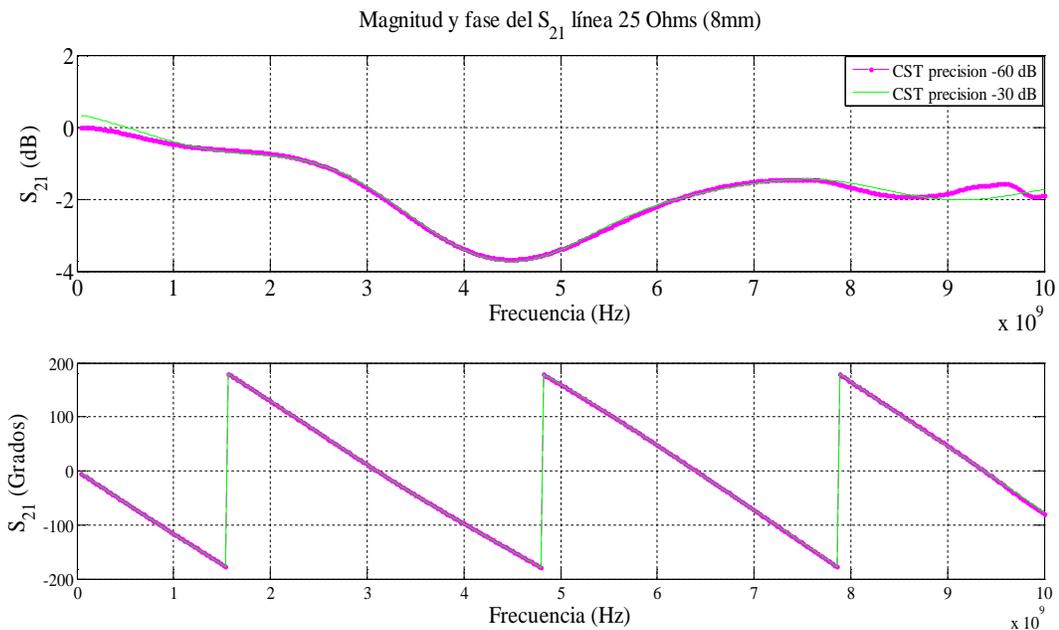


Figura 34. Comparación de la respuesta de la línea bajo estudio con una precisión moderada (-30 dB) y muy alta (-60 dB).

Es importante mencionar que utilizar una precisión muy alta como lo es -60 dB trae consigo un tiempo de cálculo mayor así como el uso de mayores recursos computacionales.

#### 4.3.2 Elección del mallado en CST.

La resolución del mallado influye en los resultados que se obtienen de la simulación. Para esto, CST cuenta con un sistema experto, basado en el análisis de la geometría de la figura, con lo cual identifica las partes donde el comportamiento electromagnético es crítico para el dispositivo. El mallado es refinado automáticamente en esta región.

Debido a la complejidad de los problemas electromagnéticos, este enfoque puede no ser capaz de determinar todos los dominios críticos en la estructura, razón por la cual CST cuenta con una opción manual para refinar el mallado en toda la estructura. La desventaja de utilizar este refinado manual, es que se hace en toda la estructura y no en los puntos críticos de ésta, por lo cual el tiempo de cálculo es grande.

Para esta prueba se implementó el método del capítulo 3 utilizando como datos las simulaciones en CST de las líneas diseñadas mostradas en la figura 33, para calcular la impedancia con mallado refinado y sin refinar, para observar las posibles diferencias entre ambos casos. La tabla 5 muestra los resultados obtenidos.

Tabla 5. Impedancia de las líneas bajo estudio con y sin refinamiento en CST.

<b>Línea Reflectora</b>	<b>Mallado sin refinar (impedancia <math>\Omega</math>).</b>	<b>Mallado refinado (impedancia <math>\Omega</math>).</b>
15 $\Omega$	9.762	10.07
25 $\Omega$ (8 mm.)	20.04	20.79
25 $\Omega$ (12 mm.)	20.98	22.05
75 $\Omega$ (8 mm.)	78.73	75.61
75 $\Omega$ (12 mm.)	84.48	78.57
100 $\Omega$	99.93	101

De acuerdo a la tabla 5, cuando se refina este parámetro, se tiene un valor más cercano al diseñado (tabla 4), lo cual indica que lo más óptimo es entonces, refinar el mallado.

#### ***4.3.3 Resumen de parámetros óptimos de simulación en CST.***

La tabla 6 muestra un resumen de las características de CST que se utilizaran para las futuras simulaciones de este trabajo, que son el resultado de distintas pruebas realizadas en

las secciones anteriores así como otras que se eligieron de acuerdo a la definición del fabricante y su coincidencia con las características deseadas para este trabajo.

Tabla 6. Características óptimas para simulador CST.

Característica.	Valor.
Tipo de puerto.	Guía de onda (“ <i>waveguide</i> ”).
Tipo de simulación.	Tiempo transitorio (“ <i>transient solver</i> ”).
Tamaño de área de simulación.	25
Precisión.	Muy alta (-60 dB).
Mallado.	Refinado manual.

#### 4.4 Simulación en ADS de líneas de transmisión de microcinta.

En esta sección se muestra la respuesta de cada una de las líneas diseñadas, con su respectivo “*layout*” en ADS . Sin embargo, como ya se había mencionado con anterioridad, ADS sólo hace simulaciones en 2D razón por la cual, el conector coaxial mostrado en la figura 24 no puede simularse. Para obtener resultados simulados parecidos a los reales, se utiliza un modelo de conector coaxial propuesto por Zúñiga [Zúñiga, 2003] como se muestra en la figura 35, donde se presenta el diseño realizado en el esquemático de ADS del conector coaxial, que se representa mediante un circuito tipo  $\pi$  con dos capacitores y un inductor.

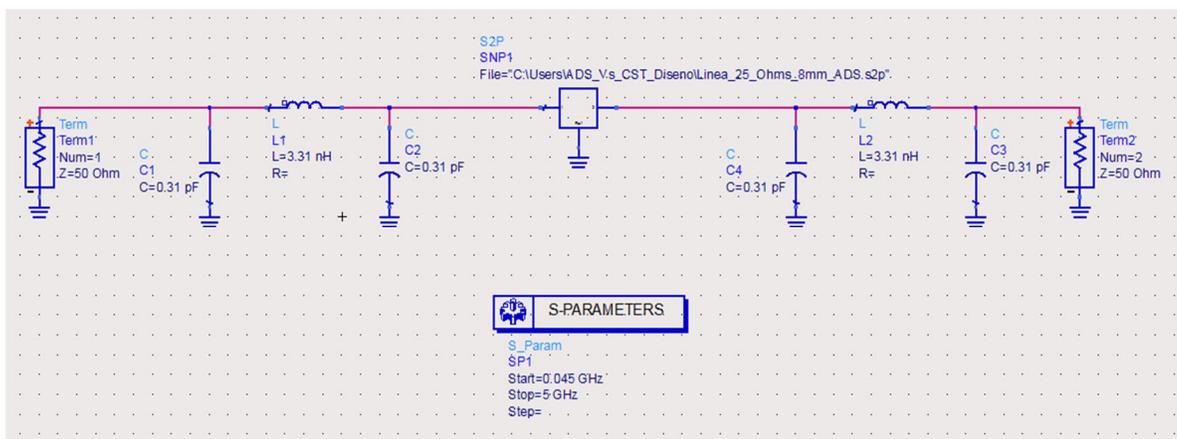


Figura 35. Línea de transmisión bajo estudio considerando conectores coaxiales con circuito tipo  $\pi$ .

Es importante mencionar que en la figura anterior se carga un archivo conocido como “*dataset*” donde se encuentran los parámetros de dispersión generados por la simulación electromagnética generados a partir del “*layout*” de la figura 36. Este archivo “*dataset*” se utiliza dentro del entorno de ADS llamado esquemático, donde al agregar el modelo del conector coaxial se simulan nuevamente los parámetros “S” tal como se muestra en la figura 35. Los parámetros de dispersión se utilizan para aplicar el método propuesto en el capítulo 3 y calcular con ello el  $S_{21}$  y  $Z_L$  del dispositivo bajo prueba, sin transiciones ni conectores.

Una manera de observar la similitud entre los resultados obtenidos por el método y la simulación del DUT ideal se muestra en el apartado siguiente, donde los resultados teóricos son los mostrados en la tabla 4, los resultados ideales se obtienen a partir de la simulación electromagnética de la figura 37, específicamente el  $S_{21}$  el cual se introduce en la ecuación 90 y se obtiene  $Z_L$ . Los parámetros calculados con el método propuesto se obtienen a partir de la simulación del esquema mostrado en la figura 35 al cual se le introducen datos de la simulación electromagnética realizada a la figura 36 así como el modelo de conector coaxial (circuito  $\pi$ ).

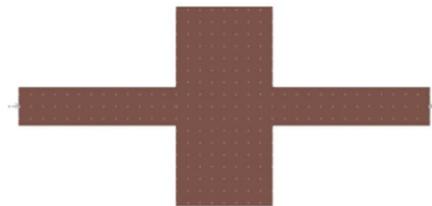


Figura 36. “*Layout*” de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de  $15 \Omega$  de 8 mm.

#### 4.4.1 Línea reflectora de $15 \Omega$ (8 mm.).

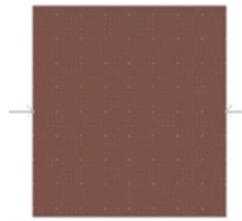


Figura 37. “*Layout*” del DUT ideal simulado en momentum considerando como línea no reflectora una línea de  $15 \Omega$  de 8 mm.

En la figura 38 se muestra la comparación entre los datos obtenidos a partir del método aplicado a las simulaciones de la figura 35 y los datos obtenidos a partir de la figura 37.

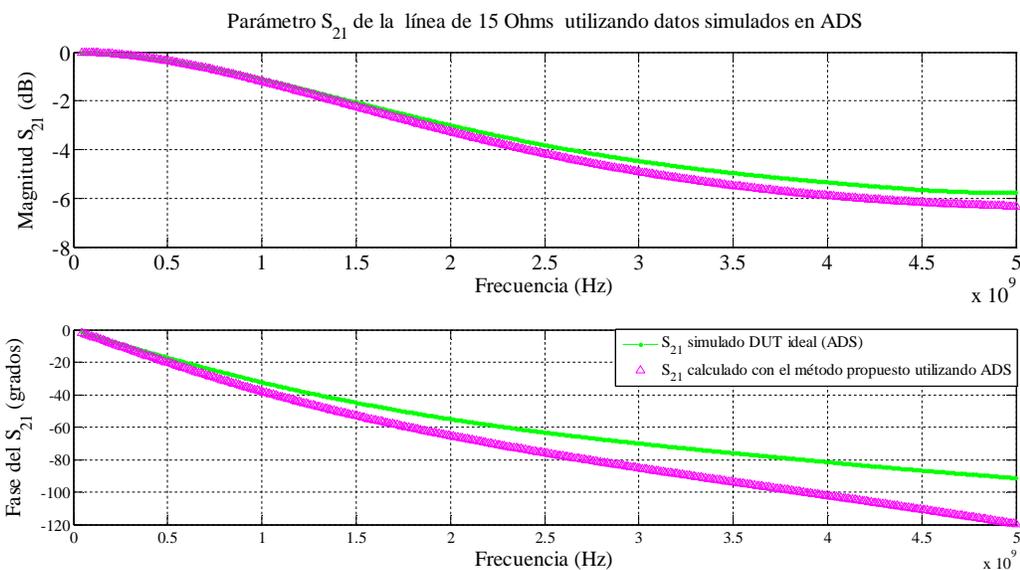


Figura 38. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 15  $\Omega$ .

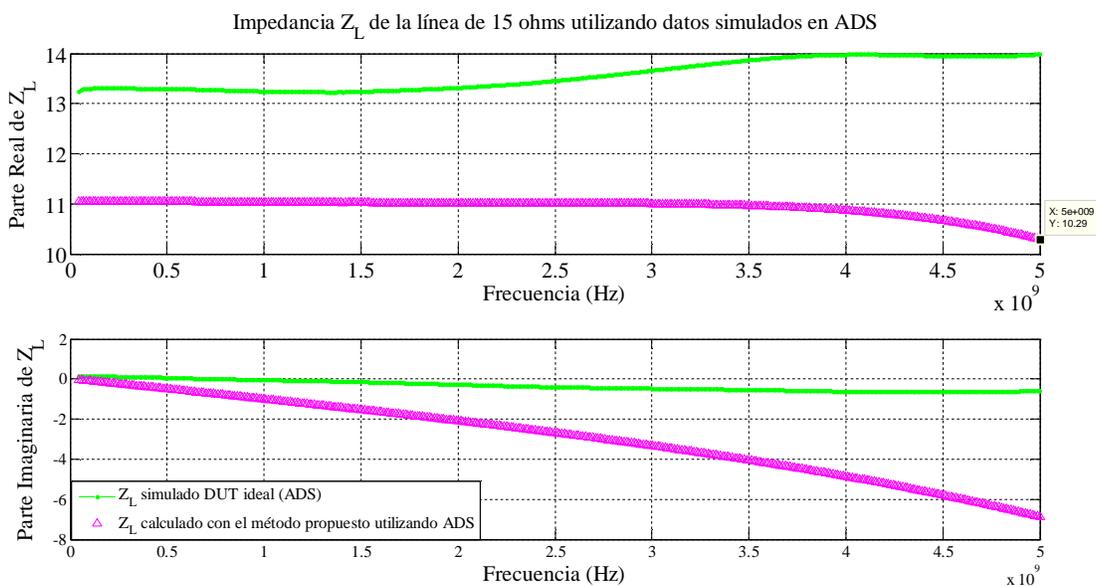


Figura 39. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.

Como puede observarse en la figura 38, el parámetro  $S_{21}$  calculado con el método propuesto en este trabajo de tesis es muy parecido al  $S_{21}$  ideal (línea de 15  $\Omega$  sin

transiciones, figura 37), sin embargo, la impedancia de la línea difiere mucho en los resultados ideales y los calculados con el método tal como se observa en la figura 39.

Con el método propuesto, se tiene una impedancia de  $10.29 \Omega$  a  $5 \text{ GHz}$  cuando idealmente el valor es de  $13.99 \Omega$ , que no es exactamente  $15 \Omega$  (valor teórico mostrado en tabla 4), ya que varía un poco debido a que las expresiones matemáticas para la microcinta son solo aproximaciones (modelo cuasi-estático) y tienen un determinado porcentaje de error, el cual depende de las ecuaciones elegidas para el cálculo. Por otro lado, el bajo valor de la impedancia obtenida con el método propuesto, respecto al valor teórico de la línea diseñada, se debe a problemas de discontinuidad por escalón (cambio abrupto de impedancias), tema que se abordará en secciones posteriores.

#### 4.4.2 Línea reflectora de $25 \Omega$ (8 mm.).

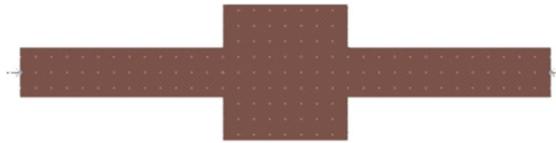


Figura 40. "Layout" de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de  $25 \Omega$  de 8 mm.

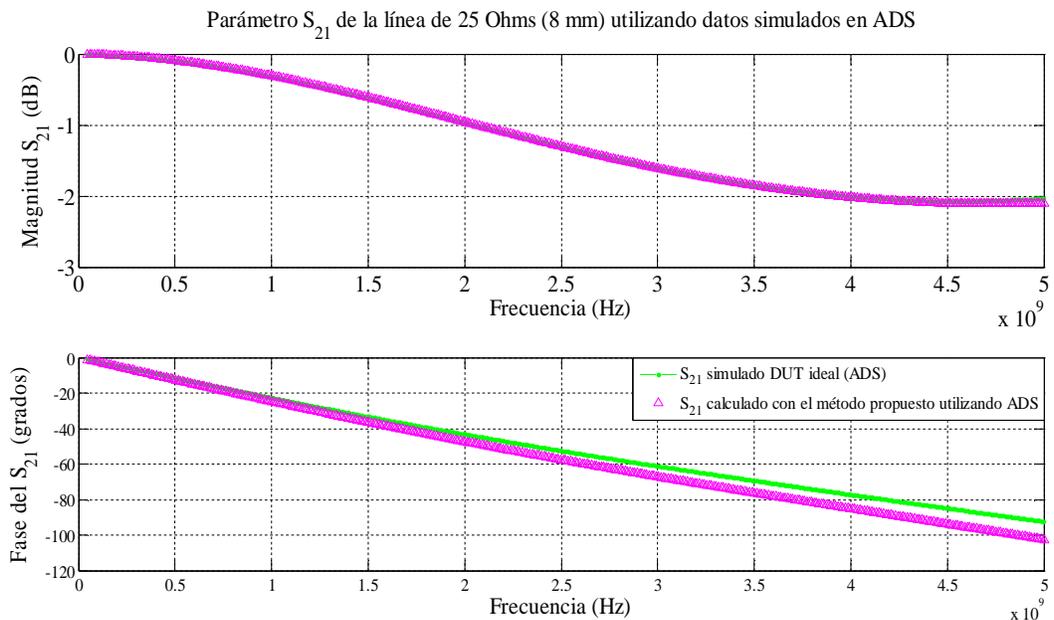
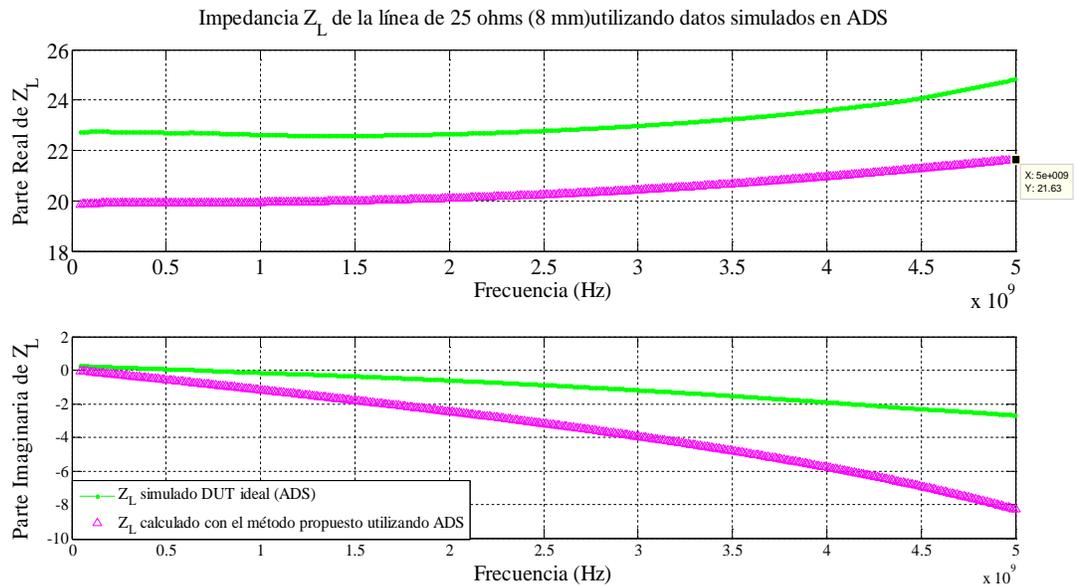


Figura 41. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de  $25 \Omega$  (8 mm).



**Figura 42. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.**

En la figura 40, en donde se muestra el “*layout*” de la línea de 25  $\Omega$ , puede observarse que al aumentar el valor de impedancia propuesta las dimensiones del escalón se reducen. Por esta razón, la diferencia entre el parámetro  $S_{21}$  calculado por el método y el ideal difieren poco como se muestra en la figura 41. Del mismo modo, en la figura 42 la impedancia calculada con el método (21.63  $\Omega$ ), al igual que en el caso anterior, no es igual a la teórica (25  $\Omega$ ) pero tampoco, a la calculada con datos ideales (en este caso es 24.84  $\Omega$ ) ello asume que se debe a la modificación de campos eléctrico y magnético producidos por existencia del escalón formado en la unión de dos líneas de diferente impedancia (transición planar).

#### 4.4.3 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (8 mm.).



**Figura 43. “*Layout*” de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de 75  $\Omega$  de 8 mm**

Mientras mayor sea el valor de la impedancia deseada, menor será el ancho de ésta, lo cual se observa en la figura 43, donde se presenta el “*layout*” implementado en momentum para simular la línea de 75  $\Omega$ . Además se observa que el escalón no es tan abrupto como en los otros casos.

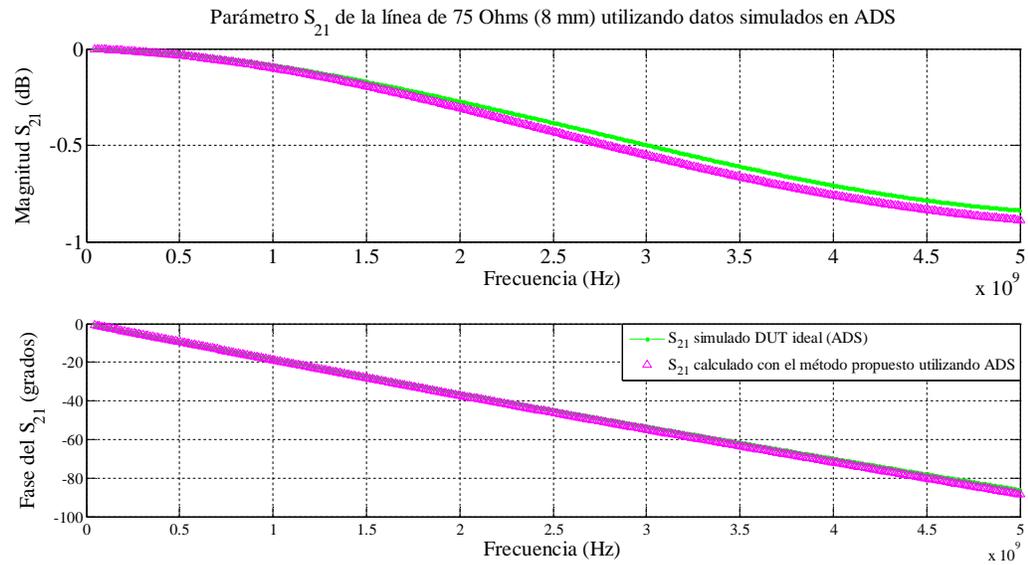


Figura 44. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 75  $\Omega$  (8 mm).

Al observar el comportamiento en fase y en magnitud de la línea mostrada en la figura 44 puede notarse que los parámetros  $S_{21}$  ideal y calculado a partir del método son muy parecidos lo cual se atribuye a la forma de la transición mostrada en la figura 43 donde el cambio de escalón no es tan abrupto como en las líneas de 15  $\Omega$  y 25  $\Omega$  donde se presentaron variaciones particularmente en fase.

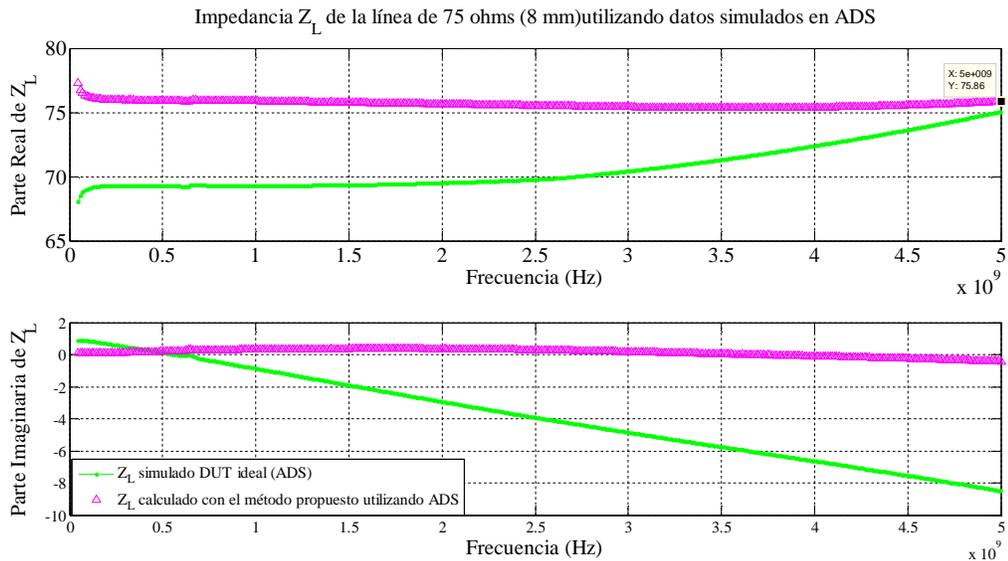


Figura 45. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.

Respecto al valor de la impedancia mostrado en la figura 45 en ambos casos (ideal  $75.06 \Omega$  y calculado a partir del método  $75.86 \Omega$ ) se tiene la impedancia deseada teóricamente con una pequeña variante

#### 4.4.4 Línea reflectora de $100 \Omega$ (8 mm.).



Figura 46. “Layout” de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de  $100 \Omega$  de 8 mm.

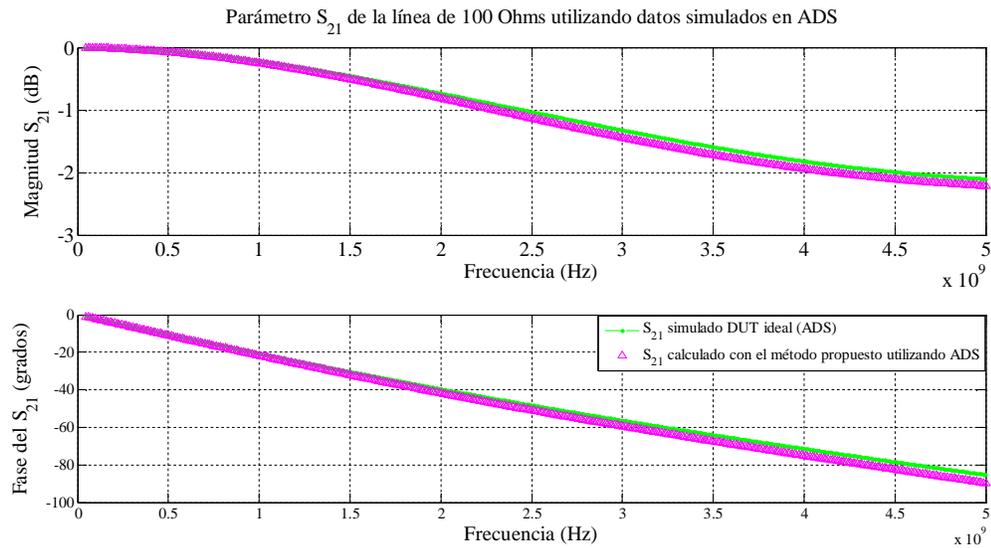
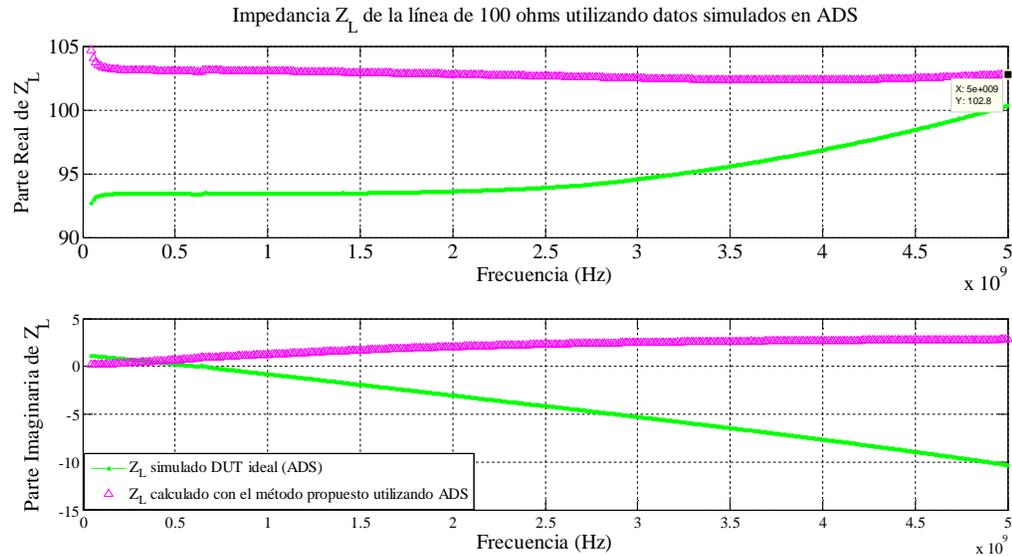


Figura 47. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de  $100 \Omega$  (8 mm).

Al igual que en el caso de la línea de  $75 \Omega$ , el parámetro  $S_{21}$  ideal como el calculado con el método propuesto en este trabajo de tesis es muy similar, lo cual como ya se mencionó con anterioridad se debe al escalón poco abrupto y a la poca concentración (comparada con los casos anteriores) de campos eléctricos y magnéticos alrededor de la discontinuidad. En la figura 47 se muestra la fase y la magnitud de este parámetro que presenta variantes mínimas a lo largo de la frecuencia.



**Figura 48. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.**

En la figura 48 se presentan variantes entre el valor de la impedancia calculada con datos ideales y la impedancia obtenida con el método propuesto. Sin embargo, en la frecuencia de diseño (5 GHz), la impedancia ideal arroja un valor de  $100.4 \Omega$  y la obtenida con el método propuesto en base a la estructura de la figura 46 es  $102.8 \Omega$ , lo cual está un poco arriba del valor esperado. Sin embargo, esta variación es mínima tanto en magnitud como en fase lo cual se debe a que al tratarse de una línea de mayor impedancia el ancho que la define es menor, y por tanto el efecto de puntas es menor que en los primeros dos casos ( $15 \Omega$  y  $25 \Omega$ ).

#### 4.4.5 Línea reflectora de $75 \Omega$ (12 mm.).



**Figura 49. "Layout" de la estructura simulada en momentum considerando como línea no reflectora una línea de  $75 \Omega$  de 12 mm.**

En la figura 50 pueden observarse que para la línea de  $75 \Omega$  con 12 mm de longitud, parámetros  $S_{21}$  ideal y el  $S_{21}$  obtenido con el método propuesto son similares, sin embargo en la figura 51 existen algunas diferencias en lo que al valor de impedancia se refiere. El valor obtenido aplicando el método propuesto a la figura 49 arroja un valor de  $81.64 \Omega$  a la frecuencia de diseño, en tanto que el valor obtenido de los datos ideales da un valor de

86.88  $\Omega$  y ambos resultados difieren del valor de diseño teórico. Esto puede deberse a que la línea es más larga que las mostradas en las figuras anteriores y por tanto, presenta un mayor desfase lo cual implica problemas en el cálculo de la impedancia debido a la naturaleza de la ecuación 87.

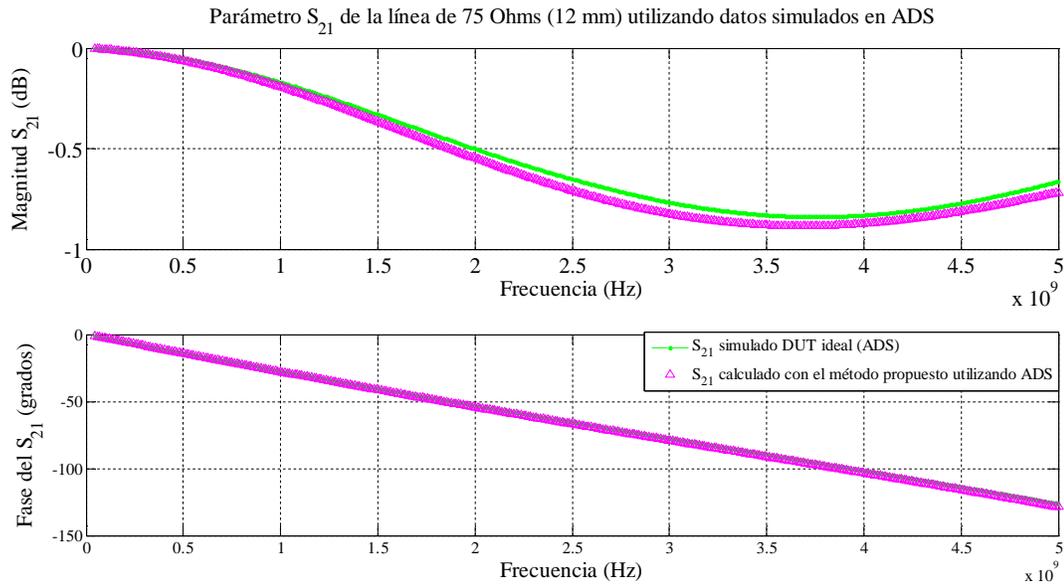


Figura 50. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 75  $\Omega$  (12 mm).

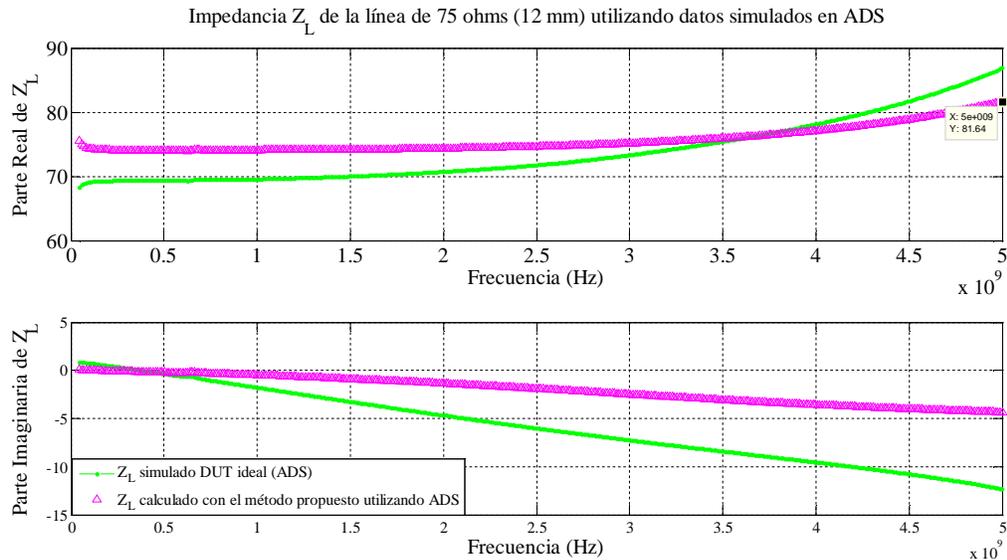


Figura 51. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.

Sin embargo, existe la posibilidad de que al tratarse de una línea más larga el muestreo aplicado no sea suficiente para cubrir todos los puntos de la línea y por tanto la simulación no arroje los resultados correctos. Esta hipótesis se abordará en el capítulo de simulación en

CST y en el capítulo de resultados donde se observará el comportamiento de la línea simulada en CST y construida físicamente la cual en caso de ser cierta la idea anterior, arrojará un resultado alejado al brindado por la simulación en ADS.

#### 4.4.6 Constante de propagación calculada a partir de datos simulados en ADS utilizando el método de dos líneas.



Figura 52. "Layout" de las líneas no reflectoras simuladas en momentum de 26 y 30 mm de longitud.

Las líneas mostradas en la figura 52 son utilizadas para aplicar el método de dos líneas [Reynoso, 2003] a partir del cual se obtiene la constante de propagación, con la cual se pueden conocer las pérdidas y la fase por unidad de longitud de las líneas mostradas previamente en función de la frecuencia.

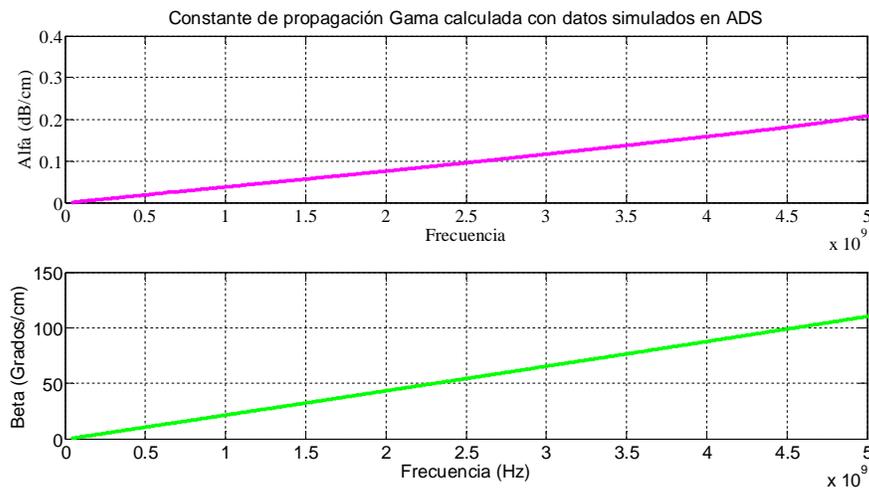


Figura 53. Constante de propagación de las líneas bajo estudio.

Como puede observarse en la figura 53, las pérdidas predichas por el simulador son bajas y aumentan en función de la frecuencia, lo cual se debe a los efectos de dispersión que aparecen en las líneas de microcinta. La constante de atenuación para la frecuencia de diseño (5 GHz) es de 0.2089 dB/cm, mientras que la constante de fase es de 110.5 grados/cm.

#### 4.5 Simulación del diseño de líneas de transmisión de microcinta en CST.

En ésta sección se simulan las líneas diseñadas en el apartado 4.3 cuyas dimensiones se especifican en la tabla 4. La finalidad de utilizar este simulador es obtener una predicción de la respuesta de las líneas diseñadas una vez que sean medidas con el ARV al ser construidas físicamente, lo que lleva a la necesidad de simular el conector coaxial en 3D que se utilizará para la construcción, lo cual no es posible con ADS debido a su limitante de simulación en 2D. Para este simulador se amplió el rango de frecuencia de 45 MHz hasta 10 GHz, de tal manera que la frecuencia de diseño quedará cerca del centro de la frecuencia de análisis. Es importante mencionar que al igual que en las figuras anteriores (ADS) se simula una línea ideal en CST tal como se muestra en la figura 54 obteniendo de ésta el parámetro  $S_{21}$  a partir del cual se calcula la impedancia utilizando la ecuación (111) (llamados simulado DUT ideal). Este dato ideal se compara con el parámetro  $S_{21}$  y la impedancia  $Z_L$  obtenida a partir de la aplicación del método propuesto en el capítulo III a las líneas con transiciones mostradas en los apartados posteriores (nombrado calculado con el método propuesto utilizando CST).

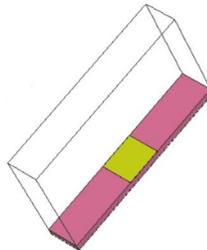


Figura 54. Línea ideal simulada en CST sin transiciones.

##### 4.5.1 Línea reflectora de $15 \Omega$ (8 mm.).

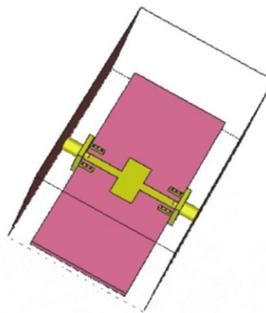
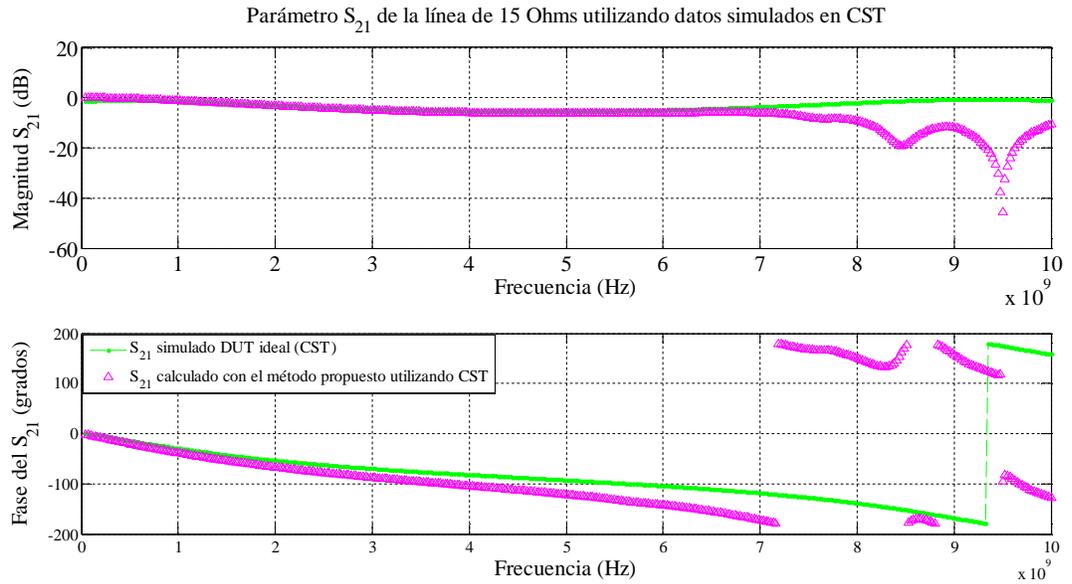
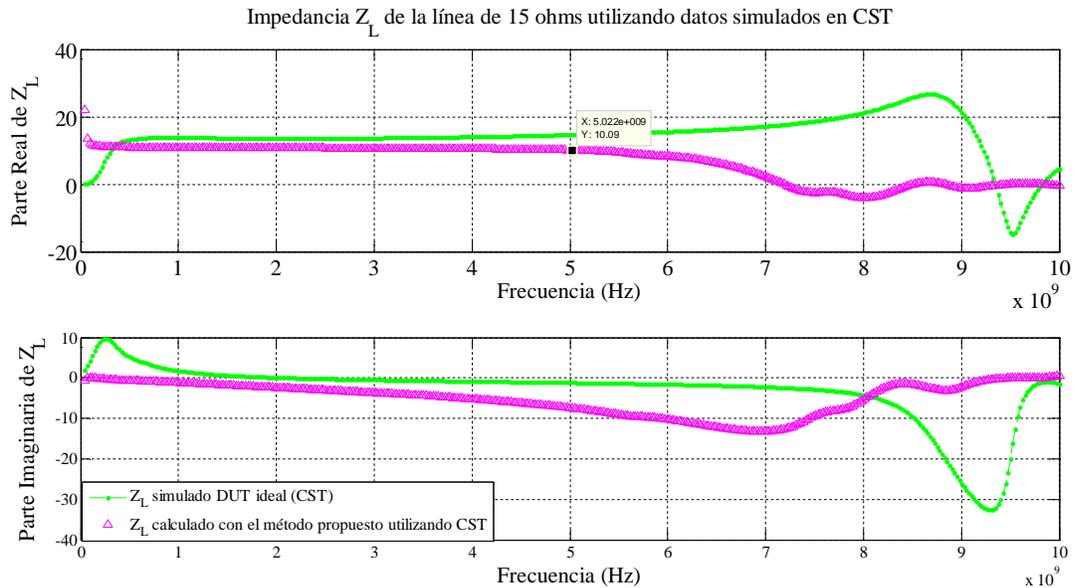


Figura 55. Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de  $15 \Omega$  de 8 mm.

Como puede observarse en la figura 55, para la simulación en CST se implementa el sustrato, la metalización y se determina espacio de trabajo (tamaño de la caja de simulación) y especialmente se observan los conectores coaxiales en 3D con las medidas reales.



**Figura 56. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 15  $\Omega$  (8 mm).**



**Figura 57. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.**

En la figura 56 la magnitud del parámetro  $S_{21}$  es prácticamente idéntico tanto el ideal como el calculado por el método hasta una frecuencia de 7 GHz. A frecuencias mayores

ambos resultados difieren mostrando mayores pérdidas las calculadas con el método propuesto, lo cual puede deberse a efectos del substrato utilizado.

Por su parte la fase es un poco diferente en los datos ideales y los calculados con el método, se observa que este último pareciera estar un poco más largo que el ideal, lo cual puede deberse a diferencias en las medidas del conector.

En la figura 57 se puede observar que la impedancia obtenida con el método propuesto da un valor de  $10.29 \Omega$  lo cual concuerda con lo mostrado en la figura 39 e indica que la baja impedancia obtenida respecto a los datos del diseño no se debe a la aproximación del conector coaxial utilizada en ADS, sino causada por la discontinuidad presente en esta estructura. Por otro lado, la línea ideal para este caso da un valor de  $14.65 \Omega$ , un valor mucho más cercano al deseado lo cual indica que la simulación en CST da una mejor respuesta respecto a la obtenida en ADS (figura 34, impedancia con datos ideales  $13.99 \Omega$ ).

#### 4.5.2 Línea reflectora de $25 \Omega$ (8 mm.).

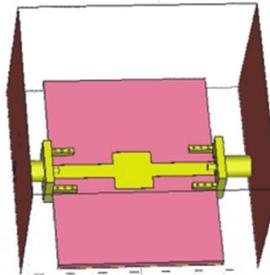
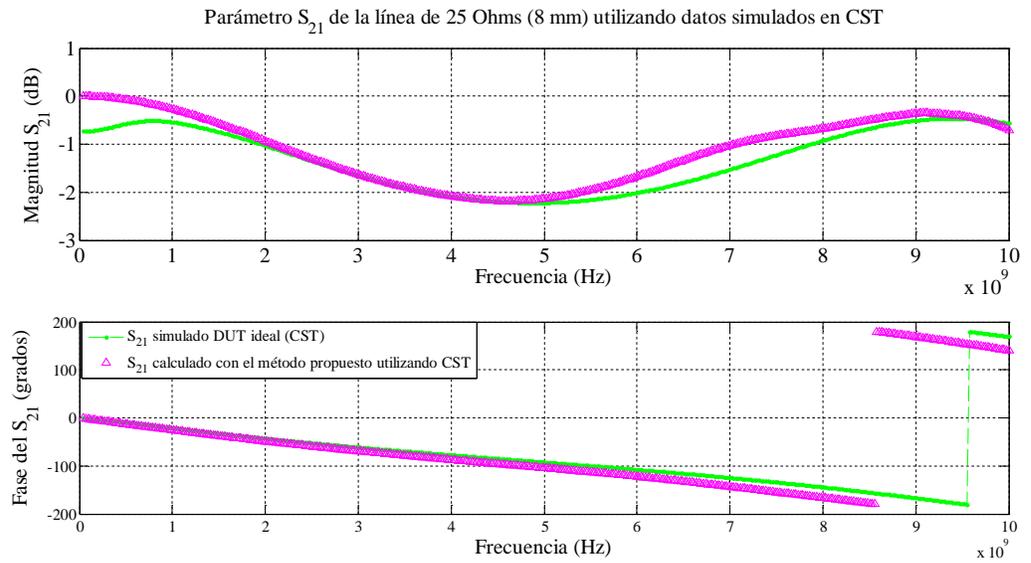
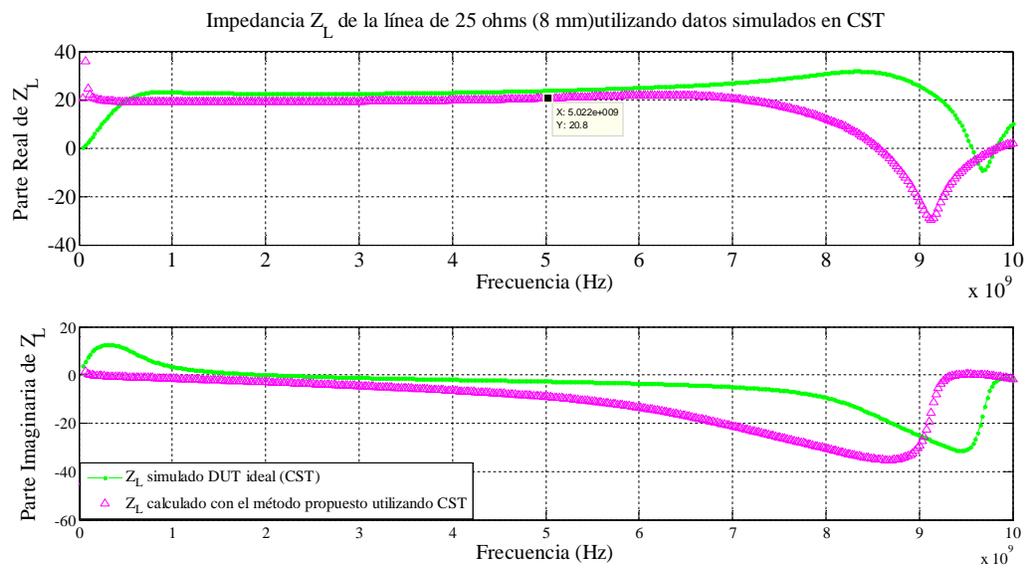


Figura 58. Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de  $25 \Omega$  de 8 mm.

Al igual que en el caso anterior, el parámetro  $S_{21}$  para esta línea difiere un poco de los datos ideales, sin embargo esta diferencias son mínimas. En cambio cuando se observa el valor de la impedancia se encuentra una similitud en la respuesta pero con un valor de impedancia bajo. Para el caso del método propuesto se tiene un valor de  $20.8 \Omega$ , en tanto que para los valores ideales se tiene una impedancia de  $23.98 \Omega$ , lo cual difiere un poco del valor diseñado (teórico). Este tipo de comportamiento se asocia, tanto en esta línea como en la de la sección anterior, al escalón que presentan debido a la naturaleza del substrato y de las características eléctricas deseadas en ambas líneas, especialmente en la de  $15 \Omega$ .

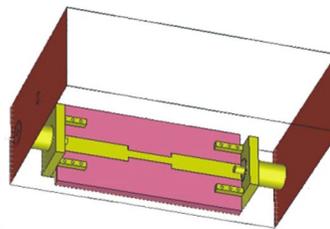


**Figura 59. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 25  $\Omega$  (8 mm).**

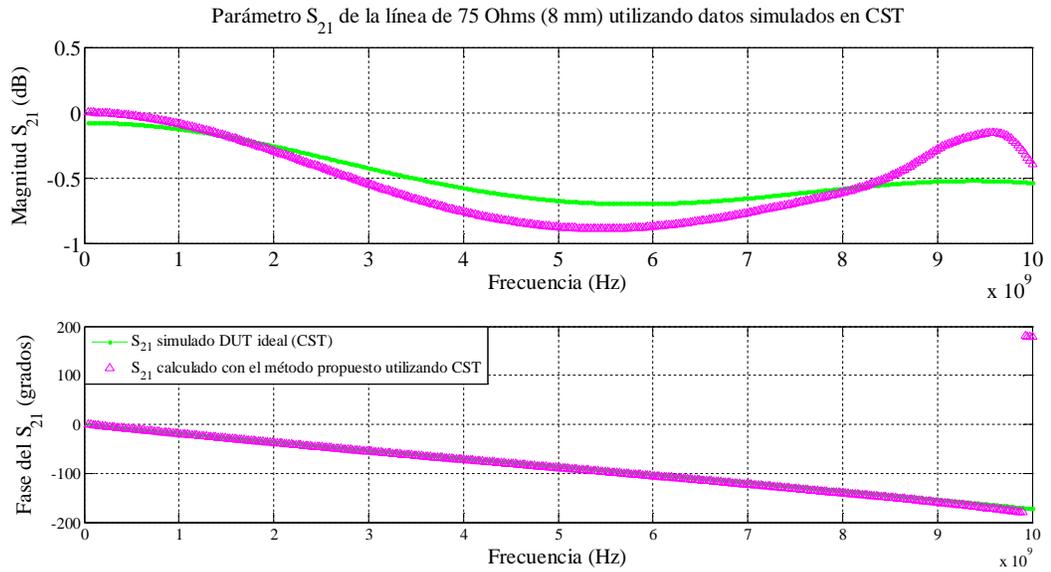


**Figura 60. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.**

### 4.5.3 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (8 mm.).

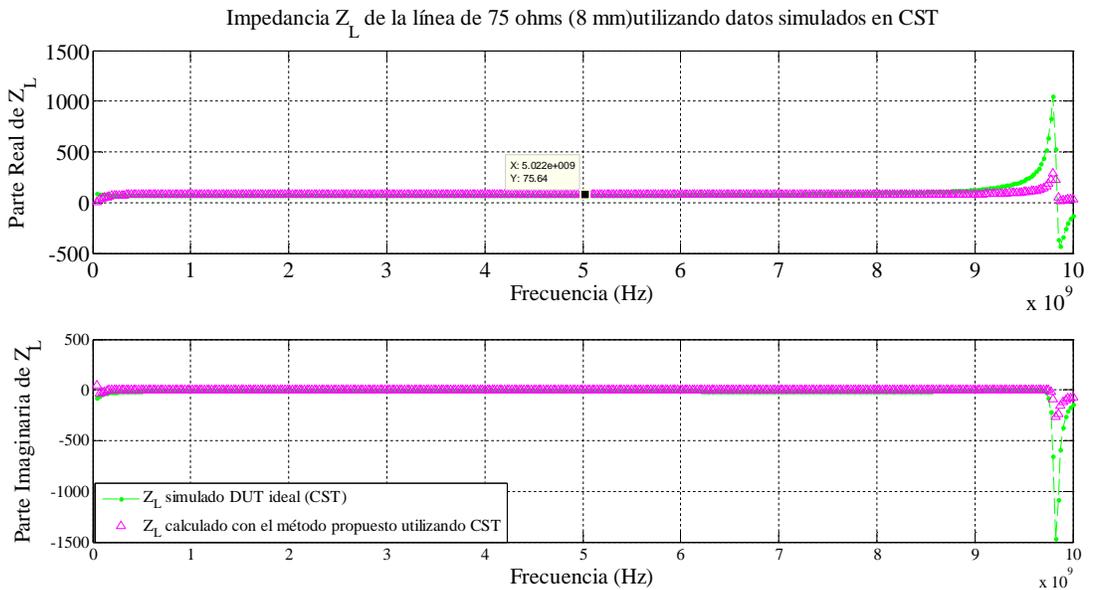


**Figura 61. Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 75  $\Omega$  de 8mm.**



**Figura 62. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 75  $\Omega$  (8 mm).**

En la figura 62 se muestra que el parámetro  $S_{21}$  es muy similar en el caso del cálculo con el método propuesto y el obtenido a partir de datos ideales (simulación electromagnética), mientras que en la figura 63 se muestra la impedancia obtenida a partir de datos ideales que es de 75.1  $\Omega$  mientras que la obtenida a partir de líneas simuladas en CST aplicando el método propuesto es de 75.64  $\Omega$ , valores muy similares a los obtenidos con ADS y por supuesto a los esperados de acuerdo al diseño (valores teóricos).



**Figura 63. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.**

4.5.4 Línea reflectora de 100 Ω (8 mm.).

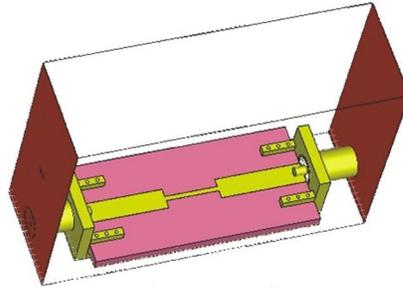


Figura 64. Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 100 Ω de 8 mm.

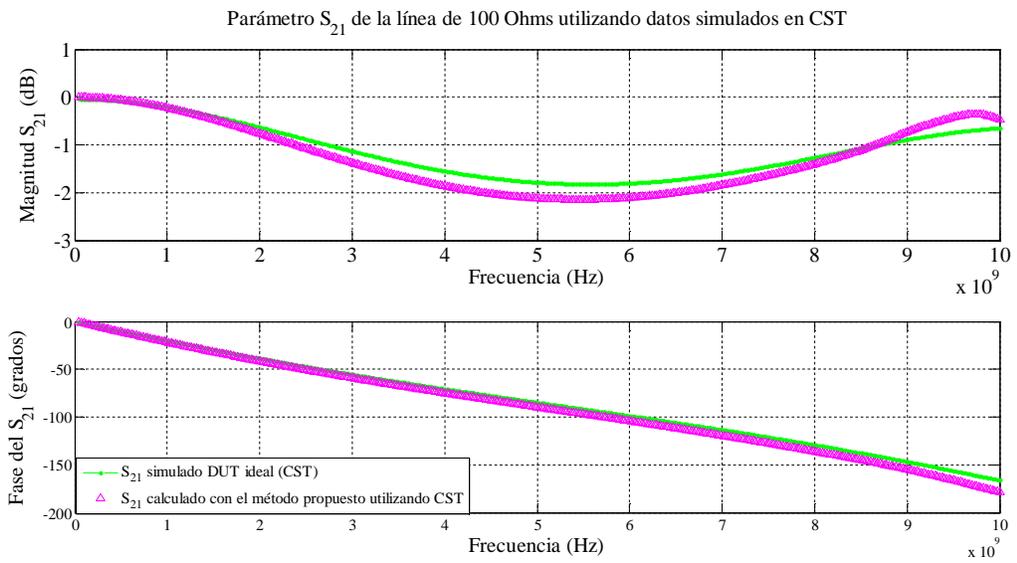


Figura 65. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 100 Ω (8 mm).

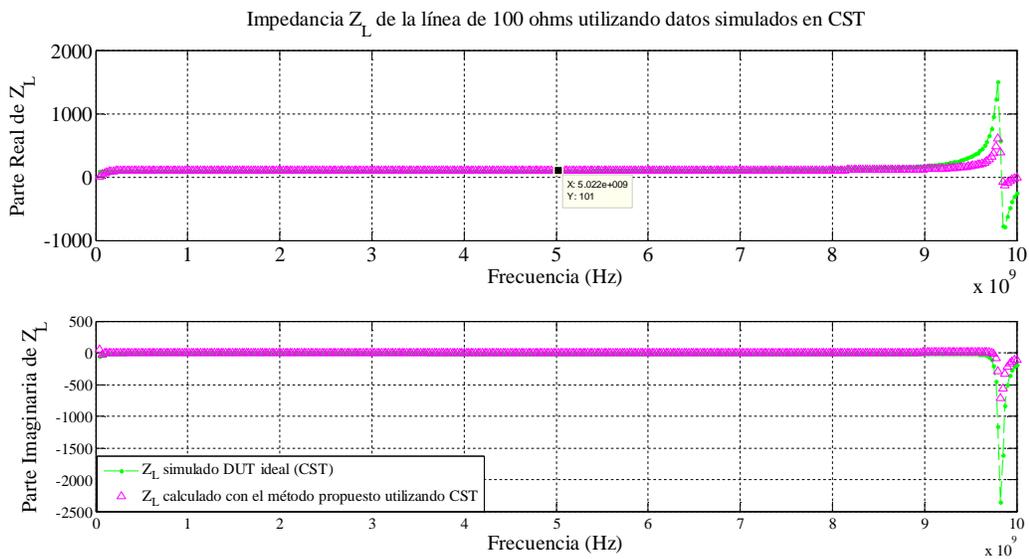
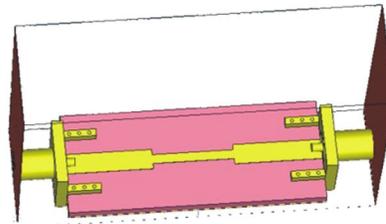


Figura 66. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.

Tanto en la figura 62 como en la figura 65 se observan pequeñas diferencias en magnitud respecto al parámetro  $S_{21}$ , sin embargo, cuando se observa la fase se puede apreciar que prácticamente coinciden los datos obtenidos a partir de simulación ideal como los obtenidos a partir del método propuesto. Esto se debe a que la discontinuidad en ésta línea no está tan marcada como en las líneas menores a  $50 \Omega$  presentadas anteriormente, donde el cambio de escalón es muy abrupto por tanto se tiene un efecto de puntas mayor, lo que provoca que tanto el parámetro  $S_{21}$  como la impedancia presenten un valor alejado al valor de diseño así como una diferencia entre el valor de estos parámetros obtenidos a partir de datos ideales y los obtenidos con el método propuesto. En la figura 66 se muestra la impedancia calculada para esta línea donde se espera se tenga el un comportamiento similar al descrito en este apartado.

Como se mencionó en el párrafo anterior, la impedancia obtenida a partir de datos ideales y la obtenida a partir del método propuesto tienen un comportamiento similar y ambos valores se acercan al valor diseñado, ya que al utilizar datos ideales se tiene una impedancia de  $99.8 \Omega$  mientras que cuando se utiliza el método propuesto se tiene una impedancia de  $101 \Omega$ .

#### ***4.5.5 Línea reflectora de $75 \Omega$ (12 mm.).***



**Figura 67. Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de  $75 \Omega$  de 12 mm.**

Mientras que en los casos pasados al trabajar con líneas mayores a  $50 \Omega$  se tiene un comportamiento similar entre ambas líneas ( $75 \Omega$  y  $100 \Omega$ ), en este caso no puede decirse que sucederá lo mismo debido a que la línea a pesar de ser diseñada a  $75 \Omega$  tiene una longitud mayor a las líneas anteriores por lo cual esto lleva a tener presentes mayores pérdidas y variación de fase.

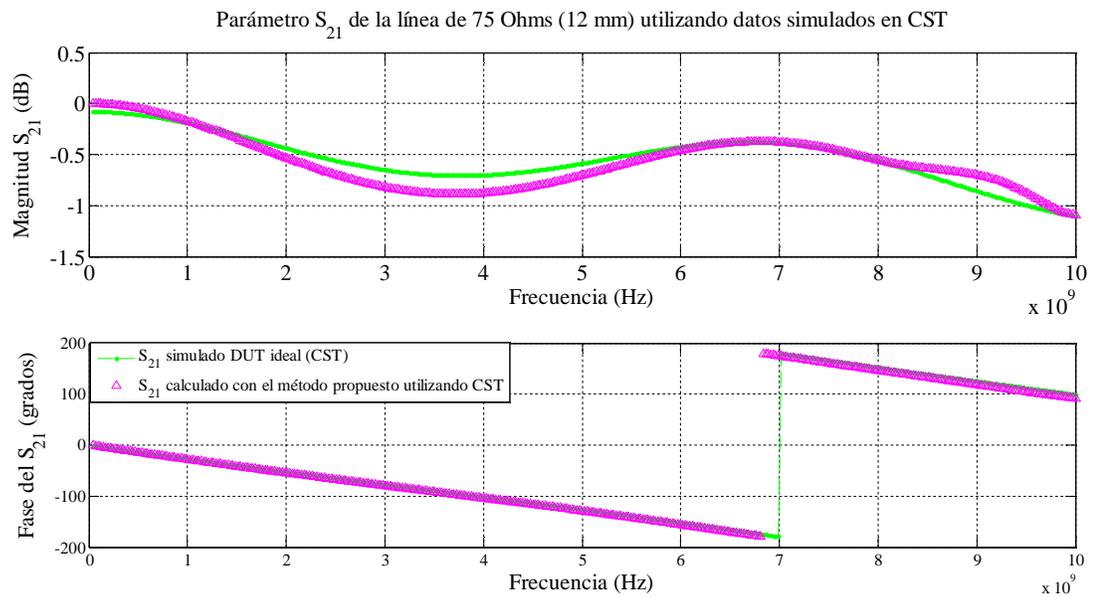


Figura 68. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 75  $\Omega$  (12 mm).

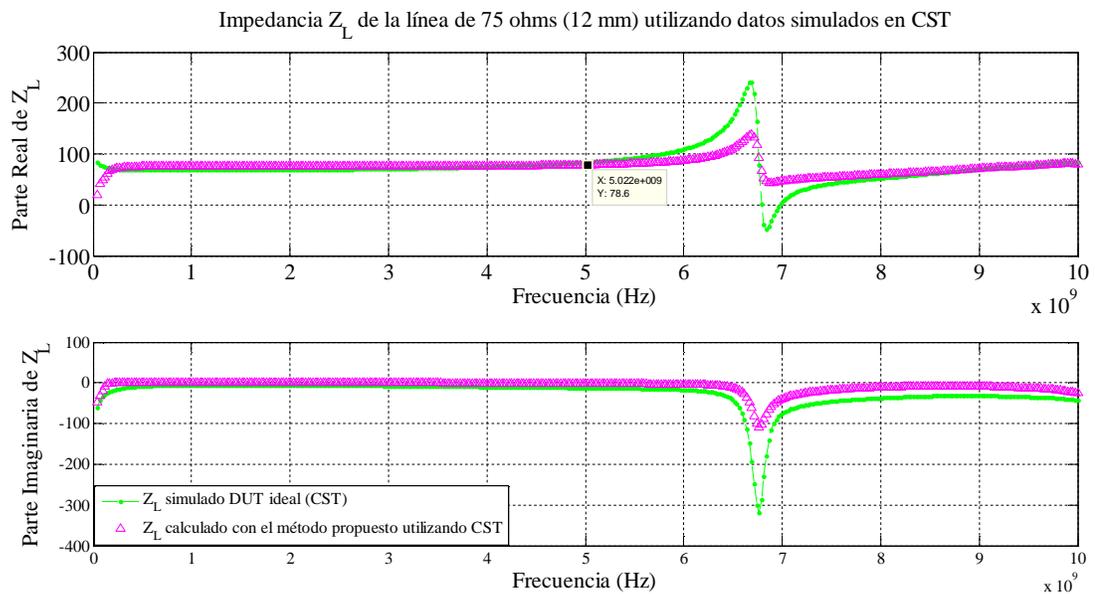


Figura 69. Impedancia ideal e impedancia calculada a partir del método propuesto.

En la figura 68 se observa al igual que en los casos anteriores como se menciona en el párrafo anterior, una gran similitud entre el parámetro de dispersión  $S_{21}$  obtenido a partir de datos simulados con la estructura aplicando el método propuesto y el obtenido a partir de la simulación de la línea ideal tanto en fase como en magnitud. La única variante es que se presenta una fase más larga, lo cual es de esperarse al tratarse de una línea de longitud más

larga se tiene un número mayor de cambios de fase de la señal de entrada a lo largo del dispositivo. En lo que respecta a la figura 69 la impedancia obtenida a partir de método propuesto es de  $78.6 \Omega$ , un valor menor al obtenido con ADS (figura 49), mientras que utilizando datos ideales se obtuvo un impedancia de  $84.06 \Omega$ . La variación del valor de impedancia de esta línea está asociada al mallado aplicado a la estructura simulada, ya que para este caso, se tiene un valor menor de impedancia que el obtenido con ADS al cual se le aplicó un mallado menos fino.

#### 4.5.6 Constante de propagación calculada a partir de datos simulados en CST utilizando el método de dos líneas.

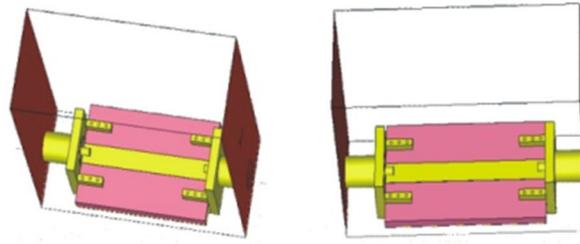


Figura 70. Figura de las líneas no reflectoras simuladas en CST de 26 y 30 mm de longitud.

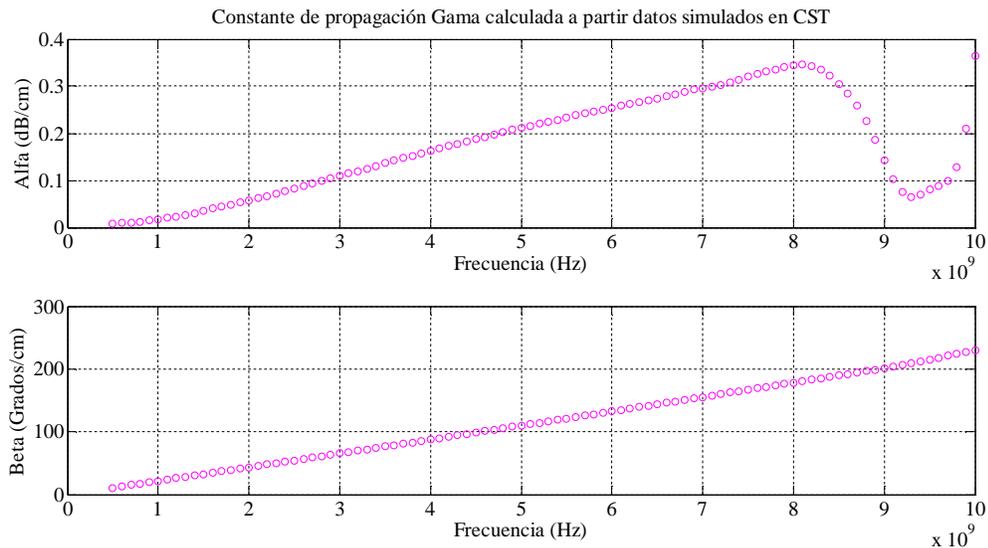


Figura 71. Constante de propagación de las líneas bajo estudio.

Al igual que en la figura 52, las líneas de la figura 70 se utiliza para obtener la constante de propagación mediante el método de dos líneas [Reynoso, 2003], conociendo así las

pérdidas y la fase por unidad de longitud de las líneas mostradas previamente de acuerdo a la frecuencia. En la figura 71, se observan las pérdidas estimadas por el simulador las cuales aumentan conforme lo hace la frecuencia, lo que se atribuye a los efectos de dispersión que aparecen en las líneas de microcinta. La misma variación se presenta en la fase. Específicamente para la frecuencia de diseño, se tiene una constante de atenuación de 0.2119 dB/ mm, y una constante de fase de 1.10 radianes/mm. Respecto ADS se tiene una constante de atenuación menor, pero una constante de fase mayor.

#### 4.6 Comparación de los datos obtenido en ADS y CST.

Para tener una idea más clara del comportamiento de cada una de las líneas diseñadas de acuerdo al simulador utilizado, se muestra en esta sección una tabla con un resumen de las impedancias obtenidas con el método propuesto y la impedancia obtenida a partir de datos ideales. Todo esto con el fin de comparar simulaciones.

Tabla 7. Resumen de impedancias obtenidas con ADS y CST.

<b>Impedancia (<math>\Omega</math>).</b>				
<b>Linealc.</b>	<b>ADS.</b>		<b>CST.</b>	
<i>Diseñada.</i>	<i>Datos ideales.</i>	<i>Método propuesto.</i>	<i>Datos ideales.</i>	<i>Método propuesto.</i>
15 $\Omega$ .	13.99	10.29	14.65	10.29
25 $\Omega$ .	24.84	21.63	23.98	20.8
75 $\Omega$ .	75.06	75.86	75.1	75.64
100 $\Omega$ .	100.4	102.8	99.8	101
75 $\Omega$ (12mm).	81.64	86.88	84.6	78.6

En la tabla 7 claramente se observa que las líneas mayores a 50  $\Omega$ , presentan impedancias muy cercanas a las diseñadas, tanto en ADS como en CST, mientras que las líneas menores a 50  $\Omega$  presentan valores alejados a los valores diseñados, cuando se calcula la impedancia con el método propuesto. Es importante lograr que todas las líneas tengan

valores similares a los diseñados cuando se les aplica el método propuesto específicamente las líneas simuladas en CST ya que las condiciones de simulación en este último, son similares a las que se presentan cuando se miden las líneas con el ARV. Las diferencias entre los valores teóricos de impedancia y los obtenidos por el método propuesto se deben básicamente a la discontinuidad presente en la línea bajo estudio, lo cual es provocado por un cambio de impedancia abrupto. Esta condición trae consigo una concentración de campos electromagnéticos alrededor de la discontinuidad conocido como efecto de puntas el cual afecta el valor de la impedancia vista por el simulador, lo cual se explica en detalle en el siguiente apartado.

#### ***4.7 Efectos de la discontinuidad escalón y compensación de su efecto.***

Los problemas de baja impedancia respecto al diseño en las líneas menores a  $50 \Omega$  son debidas al problema de discontinuidad sumamente abrupto que estas presentan. Este problema trae consigo una distribución modificada de los campos eléctricos y magnéticos cerca de la discontinuidad, es decir, la distribución alterada del campo eléctrico da lugar a un cambio en la capacitancia, y la del campo magnético a una inductancia. El efecto capacitivo, provoca un aumento en el ancho de la línea ancha ( $W_2$ ) y una disminución de igual magnitud en el ancho de la línea angosta ( $W_1$ ) como se muestra en la figura 18. Debido a que el efecto inductivo es mucho menor que el efecto capacitivo, se recomienda ignorar el cambio en la línea angosta.

Para contrarrestar el efecto capacitivo se puede disminuir una longitud  $\Delta S$  (ecuación 30) a la línea ancha calculada a partir de la ecuación (28), la cual a su vez se auxilia de las ecuaciones (5) y (11). Una vez sustituidos los valores mostrados en las tablas 1 y 4 en las ecuaciones correspondientes, se obtienen los valores de  $\Delta S$  los cuales para cada línea se muestran en la tabla 8.

Tabla 8. Valores de  $\Delta S$  para contrarrestar el efecto capacitivo.

<b>Línea reflectora</b>	<b><math>\Delta S</math></b>
15 $\Omega$	0.586 mm.
25 $\Omega$ (8 mm).	0.4468 mm.

Utilizando el valor de  $\Delta S$  en los valores de la tabla 4, se tienen nuevos valores para  $W$  ( $W$  compensado) en las líneas menores a  $50 \Omega$ , tal como se muestra en la tabla 9.

Tabla 9. Valores de  $W$  compensados.

Dispositivo.	W calculado linecalc.	W compensando.
Línea $15 \Omega$	16.53 mm	13.014 mm.
Línea $25 \Omega$	8.74 mm	6.058 mm.

El paso siguiente es simular nuevamente las líneas de  $15 \Omega$  y  $25 \Omega$  con los nuevos valores de  $W$  utilizando únicamente el simulador CST, ya que esta herramienta permite colocar condiciones de simulación muy similares a los reales, lo cual le da una gran ventaja sobre ADS.

#### ***4.8 Simulación de líneas de $15 \Omega$ y $25 \Omega$ utilizando compensación para contrarrestar el efecto de la discontinuidad.***

En este apartado se muestra el parámetro de dispersión  $S_{21}$  así como el valor de la impedancia  $Z_L$  obtenido a partir de la compensación calculada para  $W$  a fin de contrarrestar el efecto capacitivo provocado por la concentración de campos eléctricos en la discontinuidad.

##### ***4.8.1 Línea de $15 \Omega$ (8 mm) compensada.***

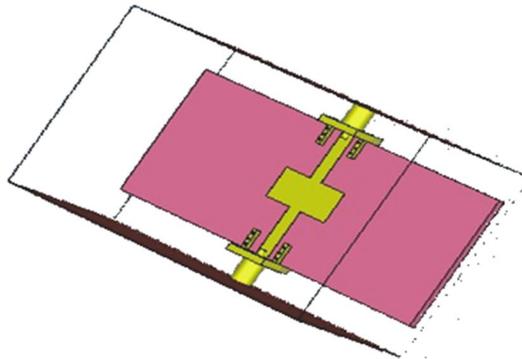


Figura 72. Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de  $15 \Omega$  compensada de 8 mm.

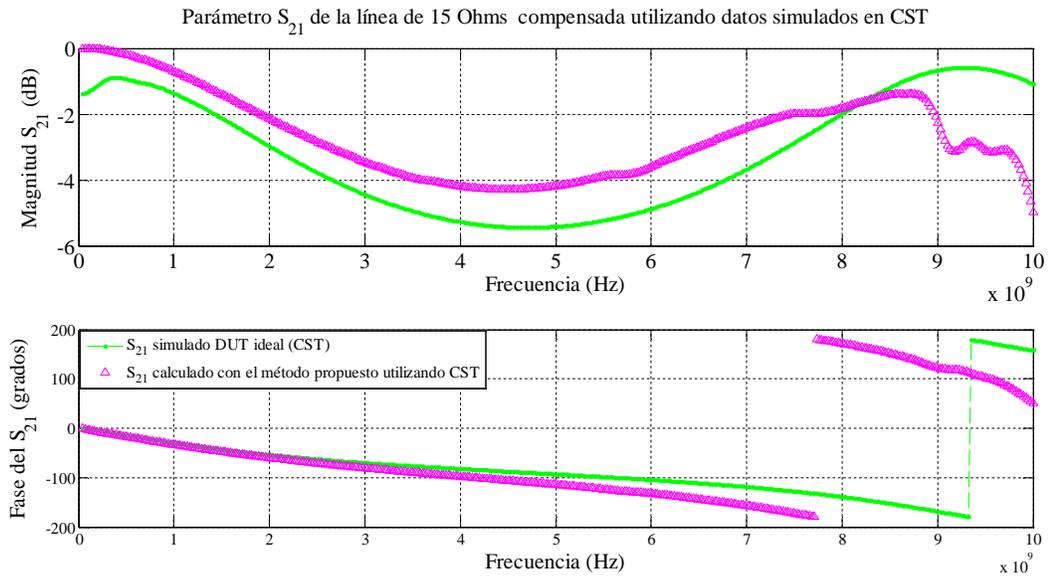


Figura 73. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 15  $\Omega$  compensada (8 mm).

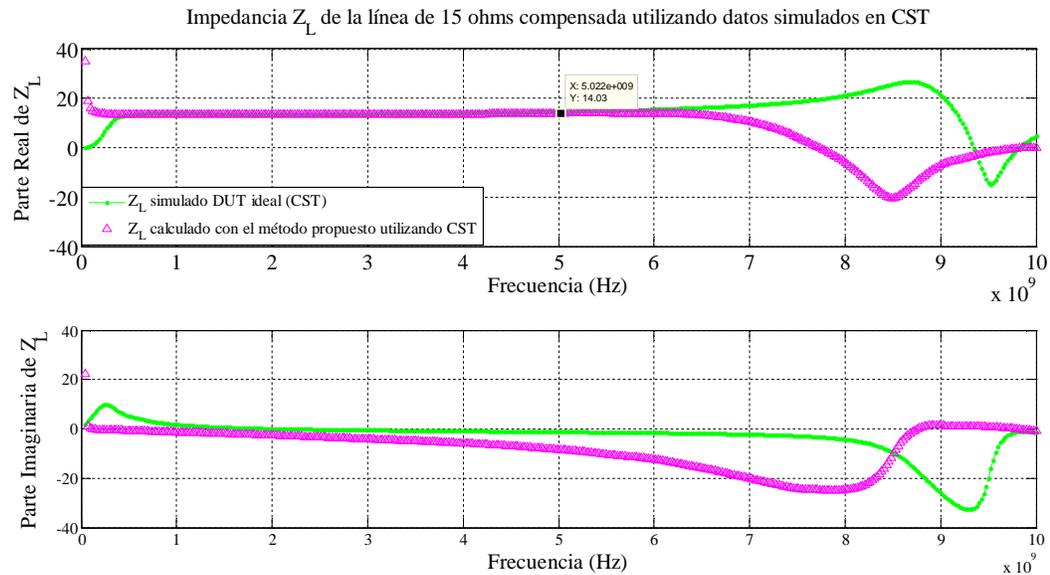


Figura 74. Impedancia ideal e impedancia compensada calculada a partir del método propuesto.

Al observar la figura 73 puede verse claramente que los valores calculados a partir de datos ideales y los obtenidos con el método propuesto pero compensado la línea, difiere bastante tanto en fase como en magnitud, lo cual se esperaba ya que las dimensiones de la línea simulada con datos ideales no son las mismas que la línea compensada. Sin embargo, si se observa el valor de la impedancia en la figura 74, se contrarresta el efecto capacitivo y la línea ya no aparece de 10.29  $\Omega$  como suceda anteriormente, sino de 14.03  $\Omega$ , un valor

muy cercano al diseñado. Por tanto se puede decir que la compensación cumplió con su objetivo.

#### 4.8.2 Línea de 25 $\Omega$ (8 mm) compensada.

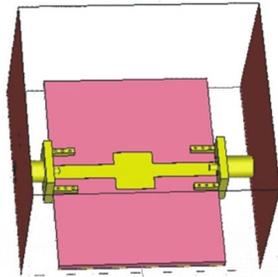


Figura 75. Figura de la estructura simulada en CST considerando como línea no reflectora una línea de 25  $\Omega$  compensada de 8 mm.

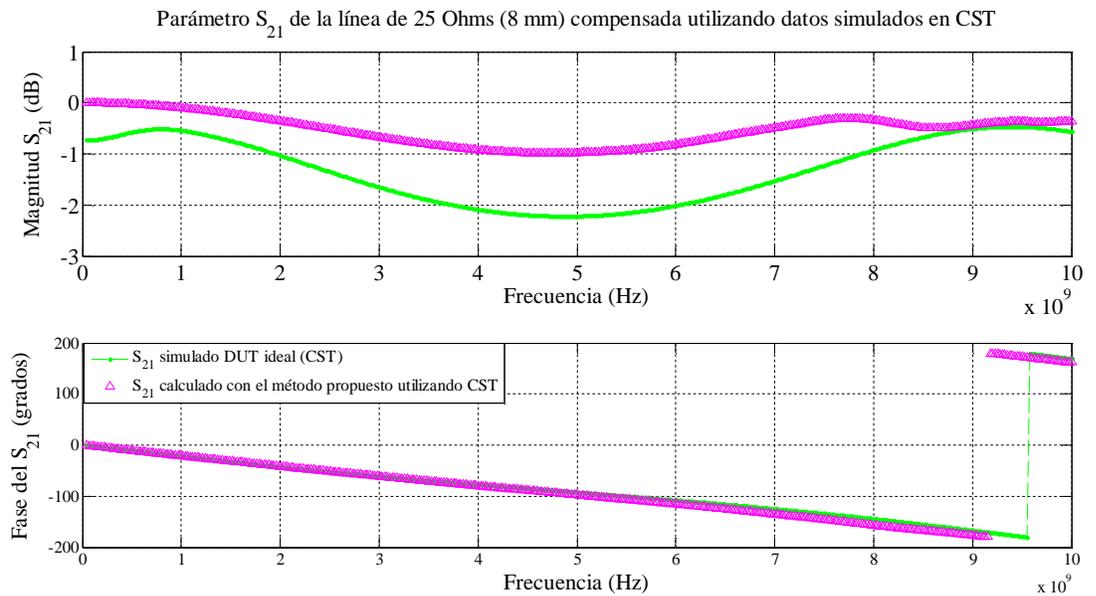
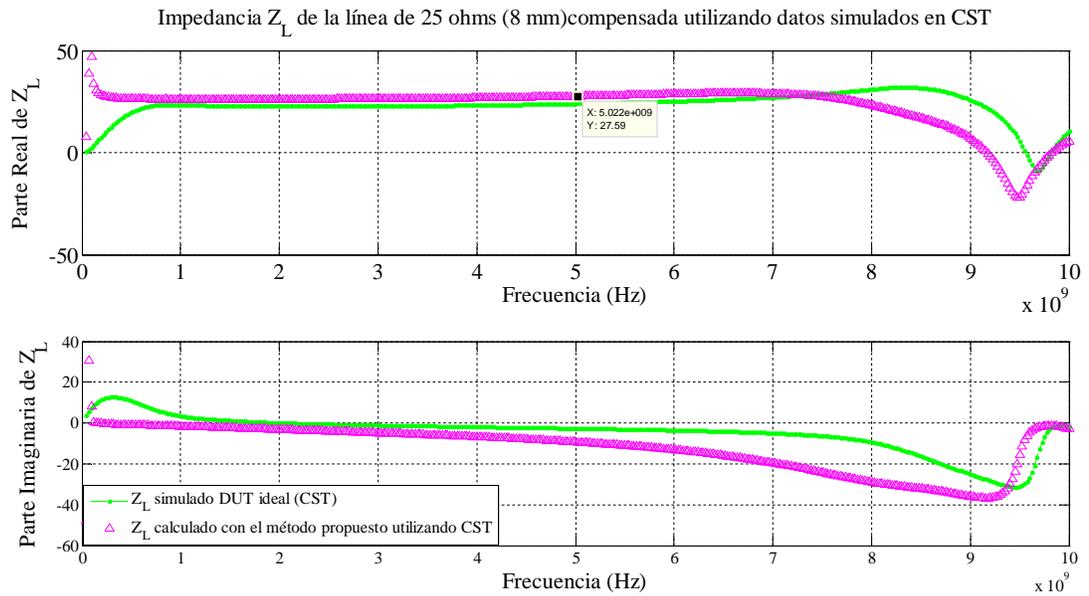


Figura 76. Parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de 25  $\Omega$  compensada (8 mm).

Al igual que en la línea de 15  $\Omega$  compensada los valores calculados a partir de datos ideales y los obtenidos con el método propuesto pero compensado la línea, difiere bastante tanto en fase como en magnitud, lo cual como ya se mencionó, se debe a que las dimensiones de la línea simulada con datos ideales no son las mismas que la línea compensada.



**Figura 77. Impedancia ideal e impedancia compensada calculada a partir del método propuesto.**

En lo que respecta al valor de la impedancia se observa en la figura 77, que el efecto capacitivo se contrarresta y la línea presenta un valor de  $27.59 \Omega$ , el cual es un valor cercano al diseñado, aunque un poco superior al esperado. Por tanto se puede decir que la compensación cumplió con su objetivo aunque no como en el caso anterior.

Resumiendo, las líneas mayores de  $50 \Omega$  se dibujan en CST con las dimensiones calculadas con Linecalc, y las líneas menores a  $50 \Omega$  se dibujan en este mismo simulador con las dimensiones calculadas a partir de las compensaciones mostradas en la tabla 9. El simulador CST presenta resultados similares a las medidas de las estructuras incluyendo el conector coaxial ya que en este simulador electromagnético puede simular el conector coaxial.

## ***Capítulo 5***

---

### ***Construcción y caracterización de líneas de microcinta***

---

Después de hacer las simulaciones del kit diseñado como se mostró en el capítulo anterior, el siguiente paso fue construir las líneas con las dimensiones propuestas en la tabla 4 y la tabla 9, de acuerdo a las características del sustrato y metalización especificado previamente, y posteriormente medirlas con el ARV.

La construcción de circuitos impresos puede realizarse de diversas formas, por ejemplo mediante un proceso fotolitográfico o un proceso de maquinado (utilizando un equipo llamado trazador o “*plotter*”). Ambos procesos tienen la finalidad de remover la capa de cobre excedente de acuerdo al diseño del circuito. En las siguientes secciones se detallan dichos procesos y se presentan las líneas construidas con su respectiva caracterización y análisis.

#### ***5.1 Construcción y caracterización de líneas de microcinta con proceso fotolitográfico.***

En esta sección se muestra el proceso de construcción del kit diseñado en el capítulo anterior basado en una técnica conocida como fotolitografía. Una vez descrito el proceso se muestran resultados obtenidos de la caracterización del kit construido utilizando como datos medidos las lecturas tomadas del ARV HP8510 en un rango de frecuencias de 0.045-10 GHz y procesando los datos con un programa implementado en Matlab.

##### ***5.1.1 Construcción con proceso fotolitográfico.***

Al ser el proceso fotolitográfico el que se utiliza para la construcción de circuitos en el laboratorio de altas frecuencias del CICESE, se tomó como primera opción para la fabricación del kit diseñado. El proceso consiste de manera general en transferir un patrón

desde una fotomáscara a la superficie de la placa donde se imprimirá el circuito que se desea construir (en este caso el kit diseñado).

Para la construcción de los circuitos se utilizó una placa de FR4 cubierta de cobre por ambos lados. Uno de los lados corresponde al plano de tierra (se deja toda la placa de cobre), y el lado contrario es en donde se imprimen las estructuras. Para ello primero se aplica una resina fotosensible (sustancia que cambia sus características químicas con la exposición a la luz generalmente radiación ultravioleta), posteriormente se introduce al horno donde la resina se seca y se endurece. Una vez transcurrido el tiempo de fijado, se utiliza una fotomáscara con el patrón a imprimir. La fotomáscara se coloca interponiéndose entre la placa de cobre y la fuente luminosa logrando con ello exponer a la luz sólo las partes claras (blancas) de la fotorresina, mientras que las que se desean imprimir quedan ocultas. En la cara del plano de tierra se cubre todo el cobre. Una vez revelada la película fotosensible en la placa de cobre, la región del circuito que no fue expuesta a la luz se encuentra lista para reaccionar a un ataque químico dejando así el patrón de la fotomáscara grabado en la placa (éste queda protegido con la fotomáscara del ataque químico). La placa debe introducirse nuevamente en el horno a fin de fijar los cambios que se hicieron en la impresión. Finalmente se aplica cloruro férrico y se remueven los restos de la resina fotoresistente a la placa [Mack, 1993] obteniendo como resultado el kit diseñado previamente. Finalmente, se soldan los conectores coaxiales. En la figura 78a se resume esquemáticamente la técnica fotolitográfica explicada anteriormente y en la figura 78b donde se muestra el conjunto de líneas elaborado.

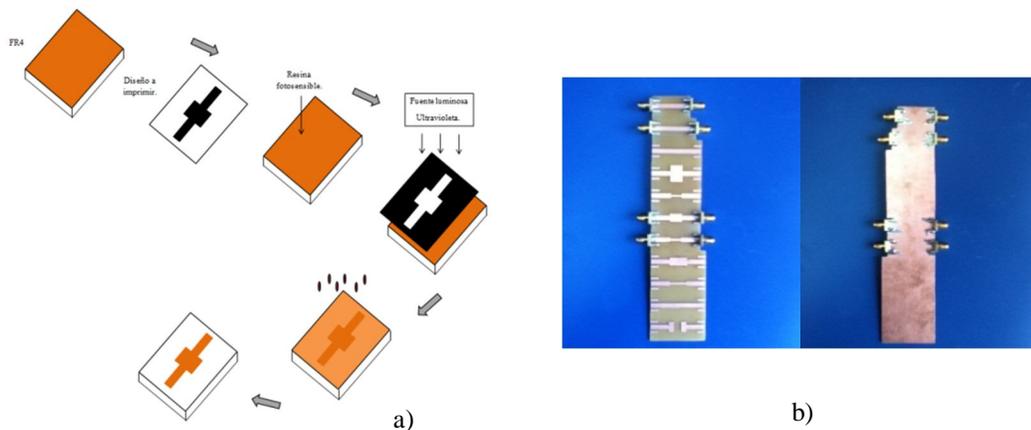


Figura 78.a) Esquema de técnica fotolitográfica b) Construcción del kit diseñado utilizando esta técnica.

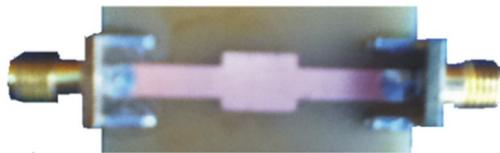
Como puede observarse en la figura 78b, la cara posterior de la placa corresponde al plano de tierra que como ya se mencionó en esta cara no se removió el cobre. En cambio, en la cara frontal se le removió el excedente de cobre necesario para obtener las estructuras diseñadas. Así mismo, puede verse que solamente se colocaron conectores coaxiales a dos líneas no reflectoras,  $L_0$  y  $L_1$  (con el fin de aplicar el método de dos líneas) y a dos líneas reflectoras (DBP), una con impedancia característica teórica de  $75 \Omega$  y otra con  $25 \Omega$ . Esto con la finalidad de observar la calidad de la técnica para este caso en particular.

### ***5.1.2 Caracterización de líneas de microcinta elaboradas con proceso fotolitográfico.***

Al tener físicamente el kit mostrado en la figura 78b se hace la conexión mostrada en la figura 20 para tomar la lectura de parámetros S de las estructuras necesarias para determinar el parámetro  $S_{21}$  y la impedancia característica  $Z_L$  de las dos líneas reflectoras, así como su constante de propagación, aplicando el método que se propone es este trabajo de tesis.

Al ser la línea de transmisión un elemento pasivo y simétrico, el parámetro  $S_{11}$  es igual al parámetro  $S_{22}$  y el  $S_{21}$  igual al  $S_{12}$ , razón por la cual en el resto del documento sólo se muestran el coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ ) y el coeficiente de transmisión directo ( $S_{21}$ ).

#### ***5.1.2.1 Línea reflectora de $25 \Omega$ (8 mm).***



**Figura 79. Línea de  $25 \Omega$  con 8 mm de longitud, construida con proceso fotolitográfico.**

La curvatura en los bordes de la línea reflectora de  $25 \Omega$  mostrada en la figura 79 hace pensar en que ésta puede ser una fuente de error en el cálculo de la impedancia así como la variación de las dimensiones propuestas en el diseño respecto a las obtenidas realmente

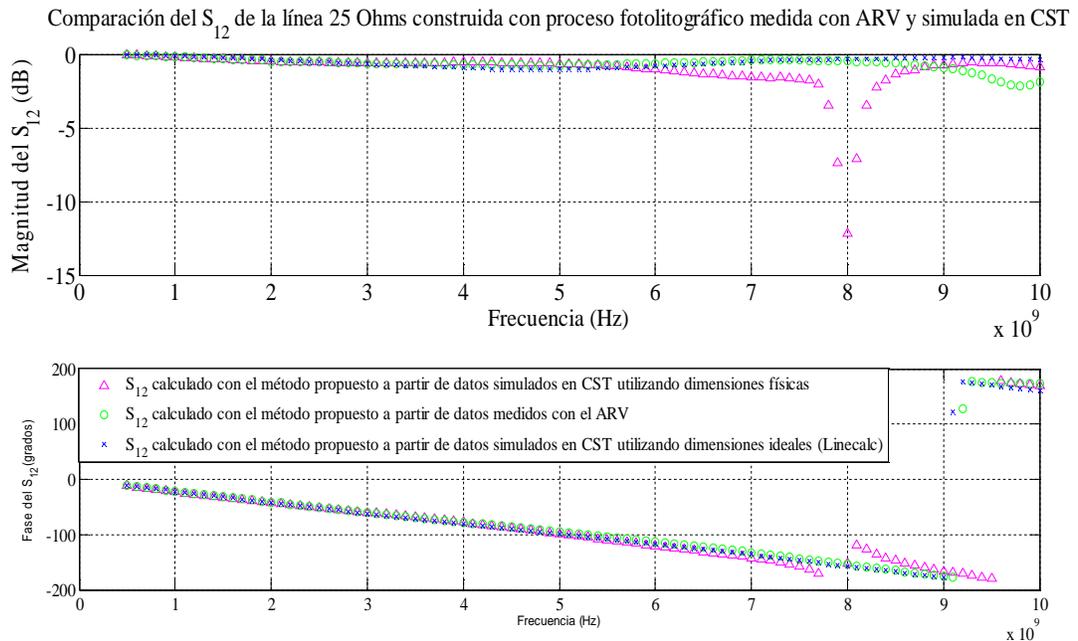
mediante el proceso de construcción como se muestra en la tabla 10. Las dimensiones del kit se midieron utilizando un microscopio.

Tabla 10. Dimensiones físicas obtenidas con microscopio y dimensiones diseñadas de las líneas del kit de calibración propuesto en la figura 78b.

<b>Línea.</b>	<b>Dimensiones diseñadas. WxL (mm).</b>	<b>Dimensiones físicas (DF). WxL (mm).</b>
L <sub>0</sub>	3.18 x 26	3.6 x 26.2
L <sub>1</sub>	3.18 x 30	3.4 x 30.1
L <sub>R258</sub>	3.18 x 13	3.45 x 12.95
	6.058 x 8	6.15 x 8.15
	3.18 x 13	3.45 x 13.35
L <sub>R758</sub>	3.18 x 13	3.6 x 13.34
	1.47 x 8	1.9 x 8.1
	3.18 x 13	3.6 x 12.96

Dichas fuentes de error están asociadas a problemas ocurridos durante la construcción del circuito tales como problemas con el cloruro férrico al momento de remover excedentes. Los errores en la construcción pueden provocar que el comportamiento predicho por el simulador difiera del que se obtiene con los datos medidos. Para verificar si tales diferencias se deben a diferencias entre las dimensiones de las estructuras construidas y las de diseño, se simularon nuevamente las estructuras en CST considerando las dimensiones de construcción y se compararon con los resultados de la simulación de las estructuras originales (dimensiones ideales).

Para analizar esta teoría en la figura 81 se realiza la comparación entre los resultados obtenidos con el ARV y las simulaciones realizadas en CST utilizando líneas con dimensiones físicas medidas con microscopio (dimensiones físicas obtenidas del kit construido con proceso fotolitográfico) y simulaciones en CST utilizando líneas con dimensiones ideales (propuestas en el diseño).



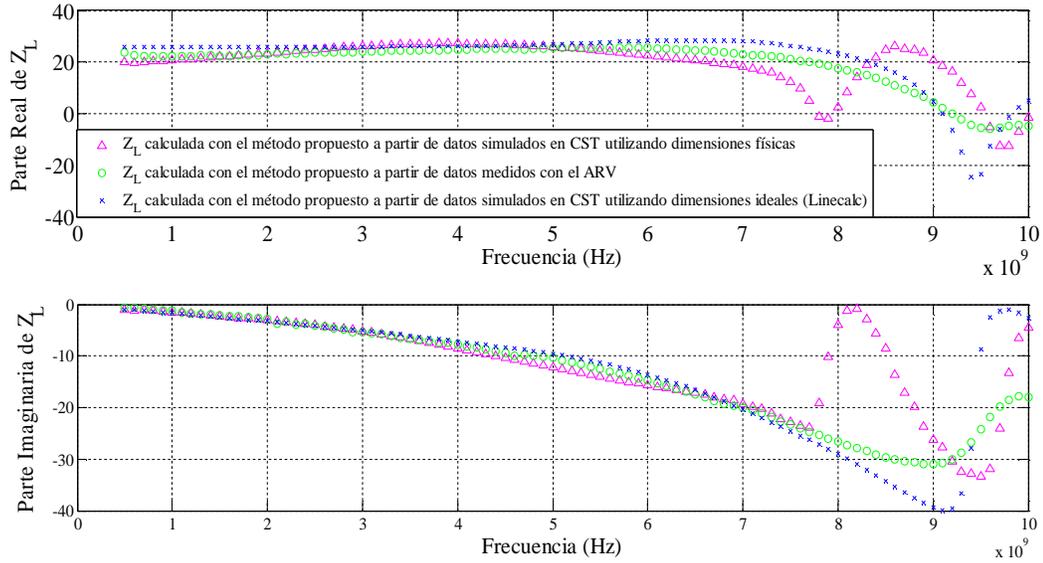
**Figura 80. Comparación del parámetro  $S_{21}$  de la Línea de 25  $\Omega$  construida con proceso fotolitográfico y simulada en CST con dimensiones físicas e ideales.**

La figura 80 muestra el comportamiento del parámetro  $S_{21}$  calculado con el método propuesto utilizando las mediciones con el ARV, los datos obtenidos a partir de simulaciones en CST considerando dimensiones físicas y dimensiones ideales (propuestas en el diseño).

El comportamiento entre los tres resultados es similar para frecuencias menores a 6 GHz. Se puede observar que las simulaciones de las líneas considerando sus dimensiones físicas concuerda muy bien tanto en fase como en magnitud con el  $S_{21}$  calculado con medidas realizadas con el ARV hasta 6 GHz, indica que la diferencia observada inicialmente entre los valores medidos y simulados se debe a las diferencias de las dimensiones físicas de la estructura respecto a las dimensiones del diseño.

En la figura 81 se tiene un comportamiento similar al mostrado en la figura 80 donde la parte real e imaginaria de  $Z_L$  calculada a partir de datos simulados en CST con dimensiones físicas es muy similar al obtenido a partir de las medidas.

Comparación de la impedancia  $Z_L$  de la línea 25 Ohms construida con proceso fotolitográfico medida con ARV y simulada en CST



**Figura 81. Comparación de la impedancia  $Z_L$  de la línea de 25  $\Omega$  construida con proceso fotolitográfico y simulada en CST considerando dimensiones físicas e ideales.**

Para este caso, la línea fue diseñada a un valor de 25  $\Omega$ , sin embargo, por efectos de puntas el resultado en la simulación es de 27.59  $\Omega$  a 5 GHz. El valor de la impedancia obtenida a partir de datos medidos oscila entre los 22.2  $\Omega$  y 25.72  $\Omega$  a frecuencias menores a 7 GHz mientras que a frecuencias más altas se observan picos que se atribuyen a que el substrato funciona correctamente hasta los 6 o 7 GHz. El comportamiento de la impedancia calculada a partir de simulaciones de líneas con dimensiones físicas muestra un comportamiento similar al obtenido a partir de medidas. En este caso el valor de la impedancia varía entre los 19.98  $\Omega$  y los 27.24  $\Omega$  para frecuencias menores a 6 GHz y a la frecuencia de diseño el valor es de 25.94  $\Omega$  valor muy parecido al que se obtiene de los datos medidos. El comportamiento en general entre los datos simulados y medidos es similar, sin embargo, si se considera el valor esperado a partir de la simulación en CST de la línea con dimensiones ideales, hay un indicativo de que el ancho de las líneas construidas es mayor a las propuestas en la tabla 4 y 9 ya que la línea tiene una impedancia más baja a la esperada por la simulación electromagnética con datos ideales (27.59  $\Omega$ ) lo cual se corrobora cuando se hace la comparación entre la impedancia obtenida a partir de mediciones y la impedancia obtenida a partir de simulaciones en CST considerando las

dimensiones físicas del kit construido, observando valores similares entre ellas, verificando con ello que tiene un problema de construcción.

### 5.1.2.2 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (8 mm).

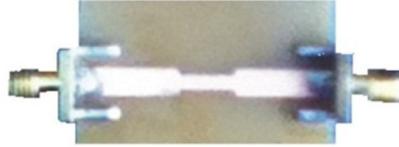


Figura 82. Línea de 75  $\Omega$  con 8 mm de longitud construida con proceso fotolitográfico.

Al igual que en el caso anterior, las fuentes de error mencionadas anteriormente pueden estar presentes y afectar los valores de los parámetros que se calculan a partir del método propuesto en este trabajo de tesis. En este caso en particular (figura 82) las curvaturas de los bordes de la línea reflectora son muy notorias, igual que en el caso anterior se comparan el parámetro  $S_{21}$  y la impedancia  $Z_L$  calculadas con el método propuesto a partir de datos medidos con el ARV y datos simulados en CST con dimensiones ideales y dimensiones físicas.

Comparación del  $S_{12}$  de la línea 75 Ohms (8 mm) construida con proceso fotolitográfico medida con ARV y simulada en CST

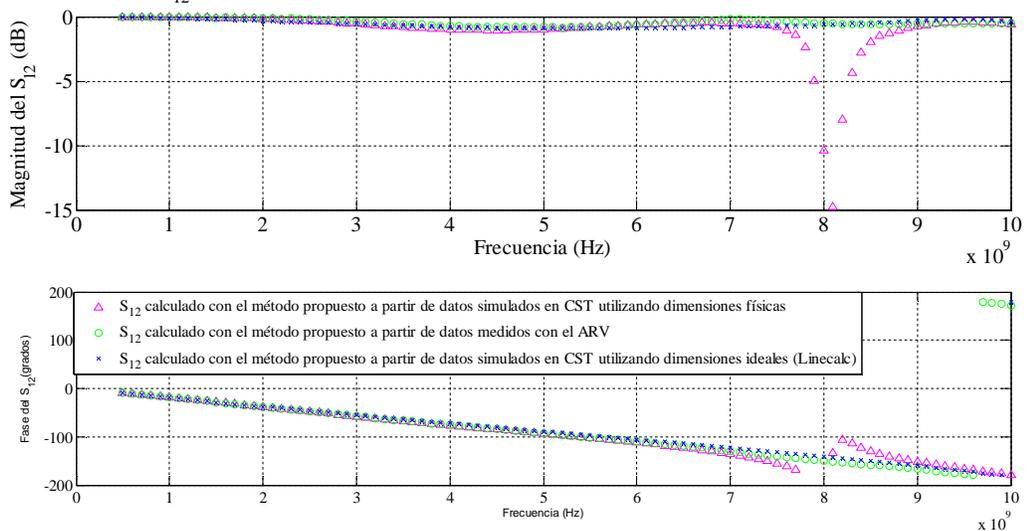
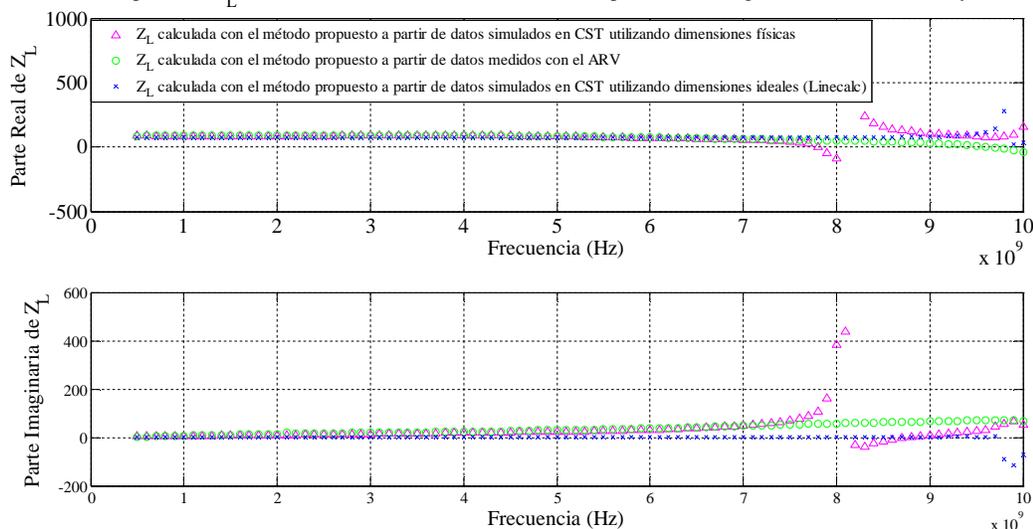


Figura 83. Comparación de la impedancia  $Z_L$  de la línea de 75  $\Omega$  construida con proceso fotolitográfico y simulada en CST considerando dimensiones físicas e ideales.

En la figura 83 se muestran los resultados del  $S_{21}$  en donde se observa hasta 7 GHz una gran similitud entre ellos, a frecuencias mayores los resultados de simulaciones con

dimensiones físicas presentan una resonancia predicha por el simulador tanto en fase como en magnitud. El comportamiento de este parámetro no da mucha información acerca del problema de dimensiones ya que los resultados son muy similares. El comportamiento del parámetro  $Z_L$  permitirá definir si existen diferencias.

Comparación de la impedancia  $Z_L$  de la línea 75 Ohms (8 mm) construida con proceso fotolitográfico medida con ARV y simulada en CST



**Figura 84. Comparativa del parámetro  $Z_L$  de la Línea de 75  $\Omega$  construida con proceso fotolitográfico y simulada en CST con dimensiones físicas e ideales.**

En la figura 84 las impedancias calculadas a partir de datos medidos y simulados tienen un comportamiento muy similar especialmente en magnitud hasta aproximadamente 7 GHz. En frecuencias superiores a 7 GHz la impedancia calculada a partir de simulaciones en CST con dimensiones físicas presenta variaciones rápidas en los valores de la impedancia (picos) asociados a problemas de dispersión. Cabe mencionar que el valor esperado para esta línea a partir de simulaciones realizadas en CST con dimensiones ideales a la frecuencia de diseño es de 75.64  $\Omega$ . Sin embargo, el rango de valores de impedancia obtenidas a partir de datos medidos con el ARV es de 82.75  $\Omega$  hasta 90.89  $\Omega$ , en el rango de frecuencias medido con un valor a la frecuencia de diseño de 83.87  $\Omega$ , cuyo valor es mayor al calculado a partir de simulaciones en CST con dimensiones ideales. Mientras que los valores de la impedancia obtenida a partir de simulaciones en CST con dimensiones físicas varía de 83.11  $\Omega$  hasta 90.05  $\Omega$  para frecuencias menores a 7 GHz de manera similar a los resultados obtenidos a partir de datos medidos con el ARV, especialmente a la

frecuencia de diseño en donde se tiene un valor de  $81.88 \Omega$  muy cercano al obtenido con las medidas del ARV. La diferencia entre los resultados obtenidos con el método propuesto calculados a partir de datos medidos con el ARV y los obtenidos a partir de datos simulados en CST con dimensiones ideales se debe a la variación de las dimensiones del kit construido con la técnica conocida como proceso fotolitográfico. Esta conclusión se obtiene a partir las similitudes observadas entre los parámetros obtenidos a partir de medidas realizadas con el ARV y aquellas obtenidas a partir de simulaciones en CST con dimensiones físicas.

### 5.1.2.3 Cálculo de la constante de propagación ( $\gamma$ ) kit elaborado con proceso fotolitográfico.

El método para calcular la constante de propagación utiliza dos líneas de impedancia arbitraria ( $L_0$  y  $L_1$ ) mostradas en la figura 33.

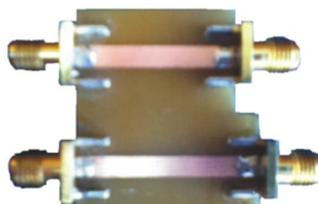


Figura 85. Líneas no reflectoras construidas con proceso fotolitográfico para el cálculo de  $\gamma$ .

Constante de propagación Gama calculada a partir de líneas construidas con proceso fotolitográfico medida con ARV y simulada en CST

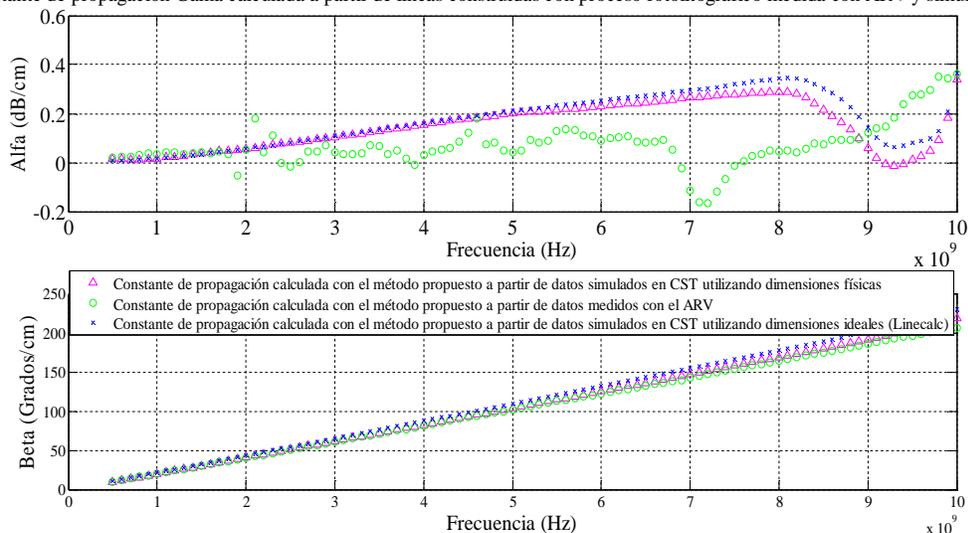


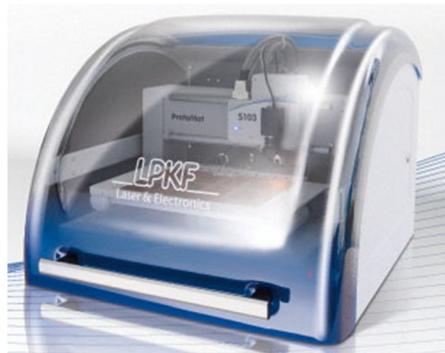
Figura 86. Comparación de la constante de propagación calculada a partir del método de dos líneas construidas proceso fotolitográfico y simuladas en CST con dimensiones físicas e ideales.

En la figura 86 se muestra la constante de propagación calculada a partir de las medidas y simulación de los parámetros S de las líneas no reflectoras. En algunos puntos de frecuencia la constante de atenuación muestra algunos valores negativos los cuales pueden deberse a que las líneas mostradas en la figura 85 tienen diferente impedancia característica que genera algún error en el cálculo de dicha constante. Mientras que la constante de atenuación para la frecuencia de diseño tiene pérdidas asociadas al material cuyo valor es de 0.04 dB/cm mientras que la fase es de 102.1 grados/cm para las líneas medidas con el ARV. Cuando se consideran los datos simulados en CST con dimensiones ideales el valor de la constante de atenuación es de 0.21 dB/cm y la fase de 110 grados/cm. Finalmente la constante de propagación obtenida a partir de datos simulados en CST con dimensiones físicas es de 0.2 dB/cm y 104.1 grados/cm.

Por tanto, de manera general se puede decir que la variación de dimensiones y las exigencias del método propuesto en el capítulo 3 provocan que con el kit elaborado mediante la técnica fotolitográfica se tengan resultados que difieran de los valores esperados por CST, por lo que para los fines de caracterización de este tema de tesis se opta por otra técnica más precisa para la construcción del kit.

### ***5.2 Construcción y caracterización de líneas de microcinta con proceso de maquinado.***

El proceso de maquinado se lleva a cabo mediante un equipo especializado denominado LPKF ProtoMat S103; éste es un maquinador de tarjetas de circuitos para producir prototipos de PCB configurado especialmente para RF y requisitos de microondas [LPKF Laser & Electronics AG].



**Figura 87. Equipo LPKF ProtoMat S103.**

Básicamente este equipo solicita las coordenadas del “*layout*” que se desea imprimir en la placa, estos datos se almacenan en archivos Gerber generados a partir del diseño del dispositivo a construir. Una vez cargados estos archivos, el equipo traza el “*layout*” indicado en la placa de cobre y elimina el excedente mediante una devastación de la misma. Debido a que el trazado se hace mediante coordenadas, la precisión de la impresión en la placa aumenta considerablemente respecto a la técnica de fotolitografía.

El kit elaborado con esta técnica, se muestra en la figura 88, donde se observa que se colocaron los conectores casi a todas las estructuras, excepto a una de las líneas ( $25 \Omega$  con 12 mm de longitud) ya que la cantidad de conectores no fue suficiente. En el apartado siguiente se muestra la caracterización de cada una de las líneas a través del análisis de los parámetros  $S_{21}$ ,  $Z_L$  y constante de propagación los cuales se comparan con los obtenidos en el capítulo anterior (datos esperados en CST).

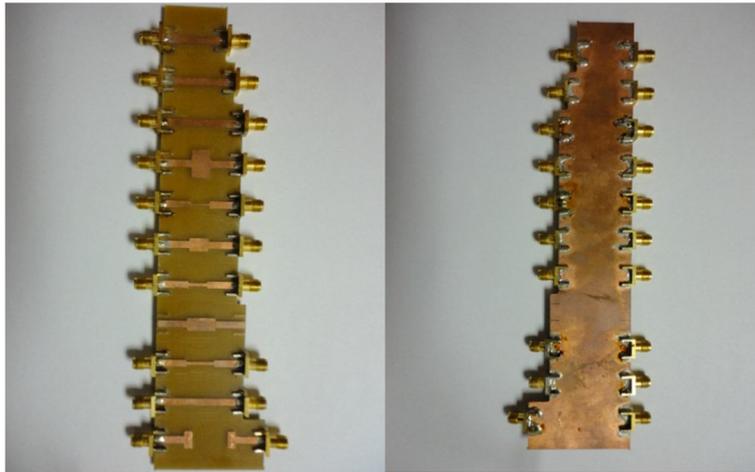


Figura 88. Construcción del kit diseñado utilizando la técnica de maquinado.

### ***5.2.1 Caracterización de líneas de microcinta elaboradas con proceso de maquinado.***

#### ***5.2.1.1 Línea reflectora de $15 \Omega$ .***

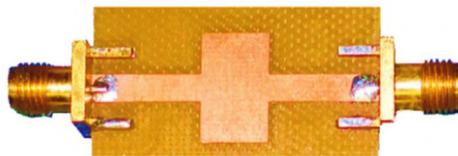
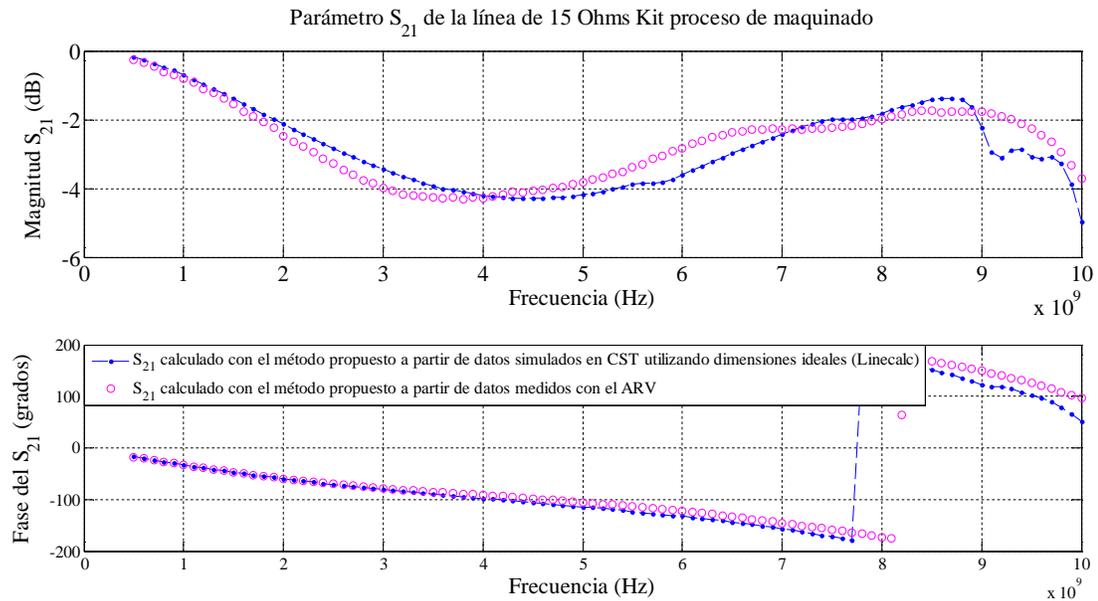
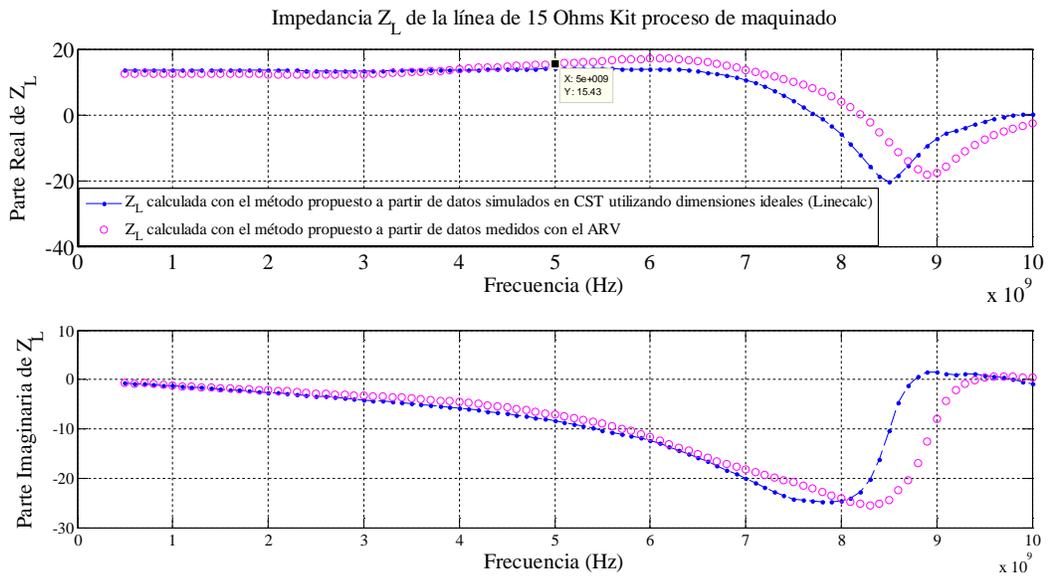


Figura 89. Línea de  $15 \Omega$  construida con proceso de maquinado.



**Figura 90. Comparación del parámetro  $S_{21}$  de la línea de 15  $\Omega$  calculada a partir del método propuesto construidas con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.**



**Figura 91. Comparación del parámetro  $Z_L$  de la línea de 15  $\Omega$  calculada a partir del método propuesto construidas con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.**

Como puede observarse en la figura 90 el parámetro  $S_{21}$  para la línea de 15  $\Omega$  obtenido a partir de datos simulados con dimensiones ideales y el  $S_{21}$  obtenido a partir de medidas con el ARV son muy similares en todo el rango de frecuencia tanto en fase como en magnitud.

Difieren un poco a partir de los 8 GHz lo cual como ya se mencionó se atribuye a que el funcionamiento del substrato es hasta 6 o 7 GHz.

En lo que respecta a la figura 91 se observa que el comportamiento en general de ambos parámetros  $Z_L$  es similar entre simulaciones y medidas a frecuencias menores a 7 GHz. A mayor frecuencia la impedancia obtenida a partir las simulaciones en CST con datos ideales presenta pequeñas diferencias tanto en la parte real como la imaginaria comparada con la impedancia obtenida a partir de datos medidos con el ARV. El valor de la impedancia calculada a partir de medidas con el ARV varía de  $12.45 \Omega$  a  $17.13 \Omega$  mientras que el valor a la frecuencia de diseño es de  $15.43 \Omega$ . Por su parte, el rango de valores de la impedancia esperada a partir de las simulaciones en CST con datos ideales varía de  $13.54 \Omega$  a  $14.15 \Omega$  teniendo un valor a 5 GHz de  $14.02 \Omega$ . La parte imaginaria a bajas frecuencias inicia con un valor cercano a cero y conforme aumenta la frecuencia, la reactancia se hace cada vez más negativa lo que indica que esta línea tiene un comportamiento capacitivo hasta 8 GHz aproximadamente. Considerando estos resultados y el comportamiento general de la línea en el rango de frecuencia medido puede decirse que el simulador electromagnético CST predice adecuadamente la respuesta del kit construido. A frecuencias altas la impedancia decae lo cual se debe a que el substrato no funciona hasta esas frecuencias aunado a la variación de las propiedades primarias de la línea debido a la dispersión.

### 5.2.1.2 Línea reflectora de $25 \Omega$ (8mm).

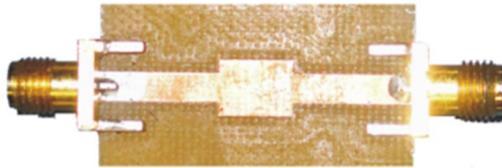


Figura 92. Línea de  $25 \Omega$  (8 mm) construida con proceso de maquinado.

En la figura 93 se muestra el parámetro de dispersión  $S_{21}$  de la línea de  $25 \Omega$  obtenido a partir de datos simulados en CST con dimensiones ideales y el  $S_{21}$  calculado a partir de medidas con el ARV donde la magnitud difiere un poco a lo largo de la frecuencia. Esta variación es mínima si se observa la escala ya que es un valor menor a 0.5 dB, mientras que

la fase de este parámetro coincide bastante bien en ambos datos, siendo ligeramente mayor la fase calculada a partir de datos simulados en CST con datos ideales.

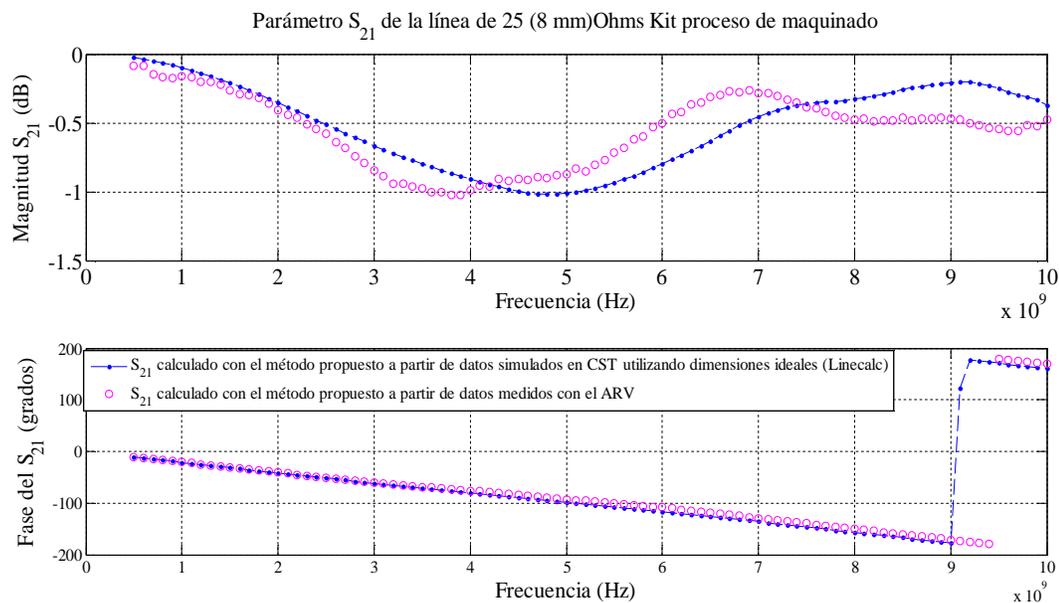


Figura 93. Comparación del parámetro  $S_{21}$  de la línea de 25  $\Omega$  calculada a partir del método propuesto construidas con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.

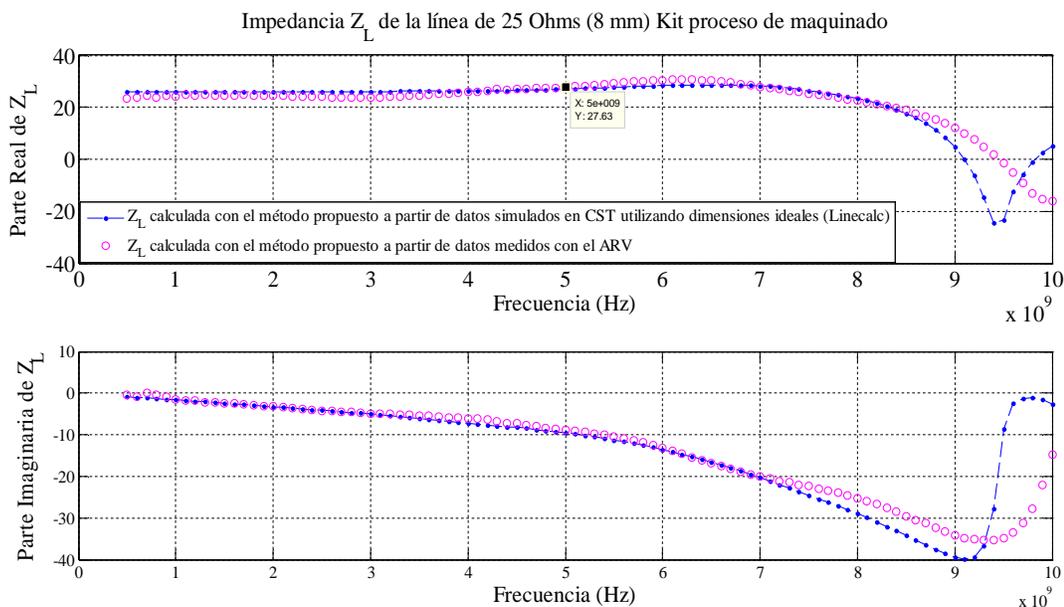


Figura 94. Comparación del parámetro  $Z_L$  de la línea de 25  $\Omega$  calculada a partir del método propuesto construidas con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.

En lo que respecta a la figura 94 se observa que hasta 8 GHz tanto la parte real como la parte imaginaria de la impedancia calculada a partir de datos medidos con el ARV y datos simulados en CST con dimensiones ideales son similares, lo cual indica una buena predicción del simulador respecto a esta línea. Particularmente los efectos de dispersión aparecen a las frecuencias más altas (a partir de 8 GHz) donde la impedancia empieza a decaer. El rango de valores de impedancias obtenidas a partir de medidas realizadas con el ARV varía de  $23.4 \Omega$  a  $30.85 \Omega$  con un valor a la frecuencia de diseño de  $27.63 \Omega$  mientras que el rango de valores de impedancia calculada a partir de simulaciones en CST con dimensiones ideales va de  $25.89 \Omega$  a  $28.65 \Omega$  presentando un valor a 5 GHz de  $27.03 \Omega$ . Por tanto, a frecuencias menores a 8 GHz, así como los valores calculados a la frecuencia de diseño coinciden muy bien entre lo esperado de acuerdo a las simulaciones en CST y lo obtenido a partir de medidas con el ARV.

### 5.2.1.3 Línea reflectora de $75 \Omega$ (8mm).

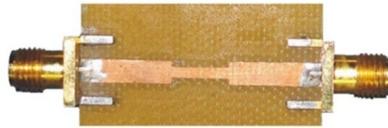


Figura 95. Línea de  $75 \Omega$  (8 mm) construida con proceso de maquinado.

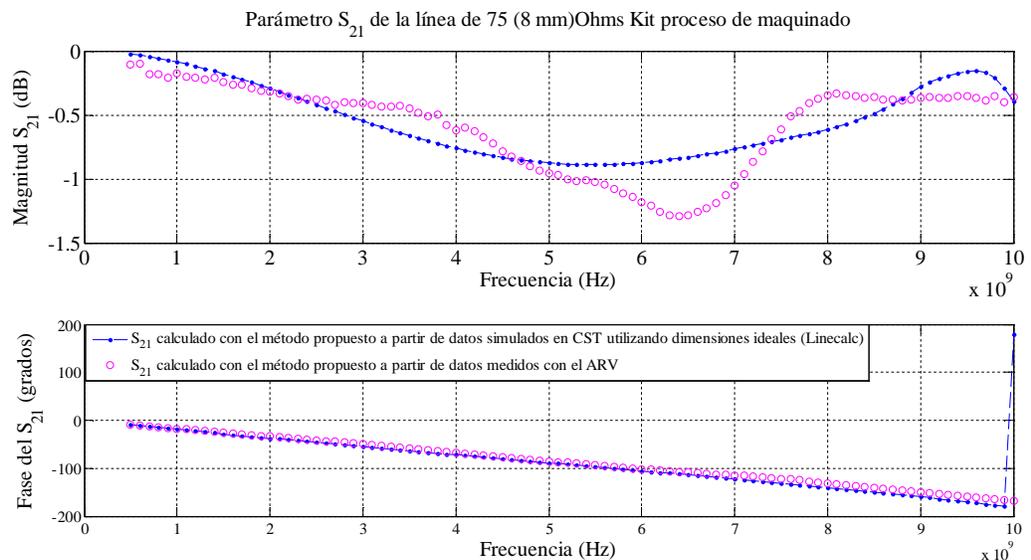
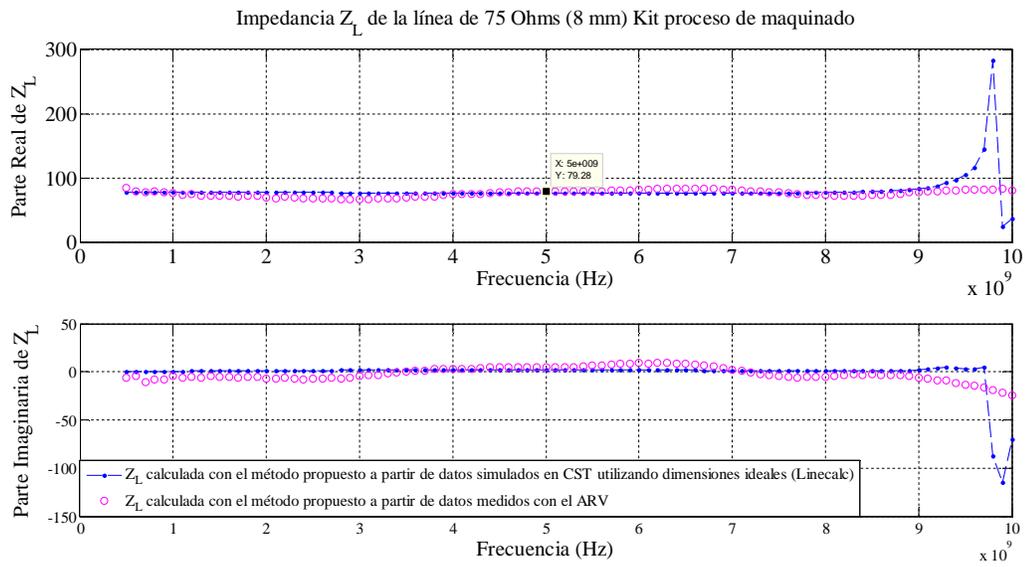


Figura 96. Comparación del parámetro  $S_{21}$  de la línea de  $75 \Omega$  (8 mm) calculada a partir del método propuesto construida con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.



**Figura 97. Comparación del parámetro  $Z_L$  de la línea de 75  $\Omega$  (8 mm) calculada a partir del método propuesto construidas con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.**

La figura 96 muestra el parámetro  $S_{21}$  calculado a partir de datos simulados en CST con dimensiones ideales y el  $S_{21}$  calculado a partir de datos medidos con el ARV, los cuales presentan diferencias en la magnitud entre ambos casos especialmente de 5 GHz a 8 GHz. Por su parte la fase coincide muy bien entre ambos parámetros lo que indica que las longitudes en ambas condiciones son muy similares.

En lo que respecta a la figura 97 la impedancia calculada a partir de datos simulados en CST con dimensiones ideales a simple vista parece muy similar tanto en la parte real como en la parte imaginaria a la impedancia calculada a partir de medidas realizadas con el ARV. Sin embargo, cuando se observa a diferente escala y en diversos puntos, las diferencias entre ambos parámetros son ligeramente diferentes. Por ejemplo, para frecuencias menores a 8 GHz la impedancia calculada a partir de datos medidos con el ARV va de 66.55  $\Omega$  a 83  $\Omega$  con un valor a la frecuencia de diseño de 79.28  $\Omega$ , mientras que los valores esperados a partir del cálculo de la simulación en CST con dimensiones ideales presenta un rango de 75.45  $\Omega$  a 77.55  $\Omega$  con un valor a 5 GHz de 75.65  $\Omega$ . En lo que respecta a la parte imaginaria en ambos casos su valor es cercano a cero, sin embargo en algunas frecuencias el valor es negativo y en otras positivo, lo cual indica un comportamiento capacitivo-inductivo respectivamente a lo largo de la frecuencia. En simulación esta línea presenta a lo

largo de la frecuencia un valor muy estable cercano al diseñado, sin embargo cuando se compara con el valor de impedancia obtenido a partir de las medidas realizadas con el ARV se observa que el valor se aleja de lo esperado, lo que indica que existe un posible problema en esta línea análisis que se abordara posteriormente.

#### 5.2.1.4 Línea reflectora de 100 $\Omega$

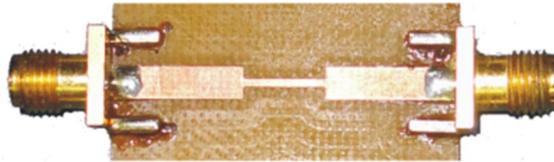


Figura 98. Línea de 100  $\Omega$  construida con proceso de maquinado.

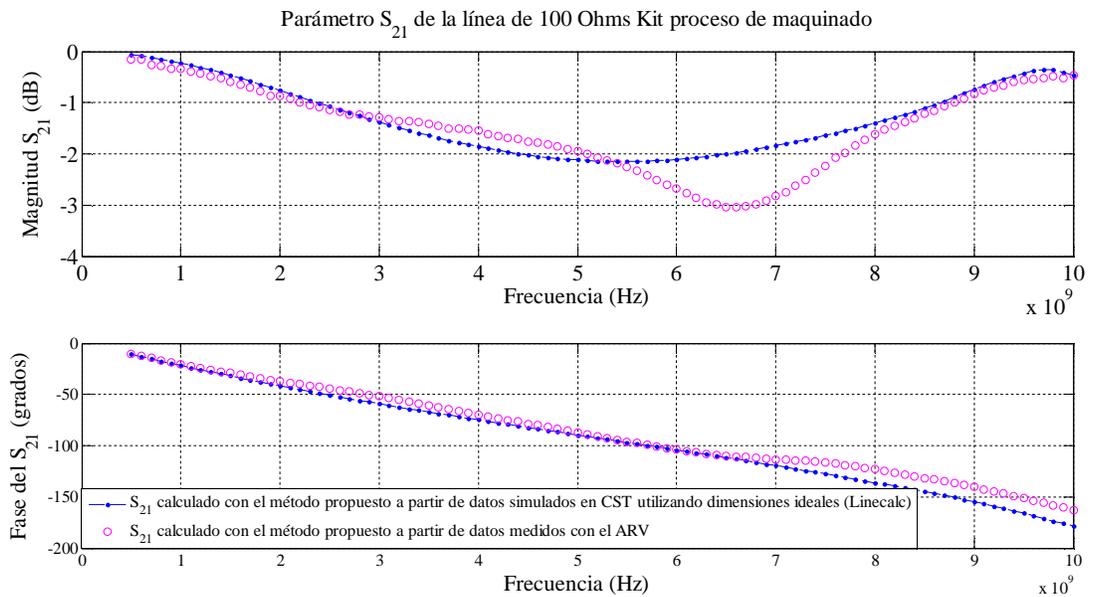
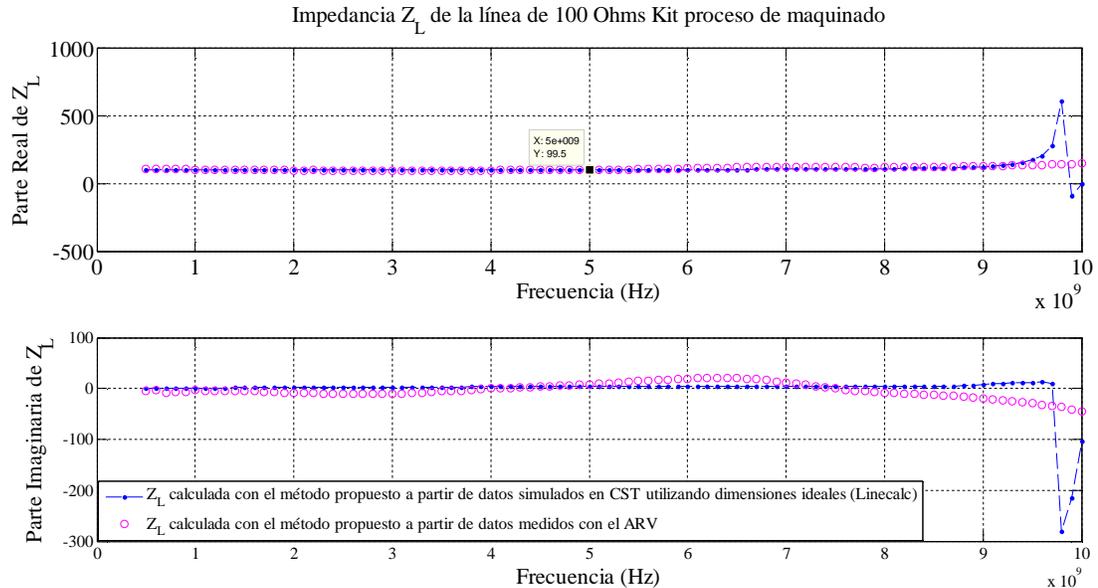


Figura 99. Comparación del parámetro  $S_{21}$  de la línea de 100  $\Omega$  calculada a partir del método propuesto construida con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.

Al igual que en el caso anterior, al observar en la figura 99 el comportamiento del  $S_{21}$  en todo el rango de frecuencia, calculado a partir de medidas realizadas con el ARV y a partir de simulaciones en CST con dimensiones ideales, difiere un poco en magnitud

específicamente en el rango de frecuencias de 5.5 GHz a 8 GHz. En lo que a la fase se refiere esta es muy similar entre ambos resultados hasta aproximadamente 7 GHz.



**Figura 100. Comparación del parámetro  $Z_L$  de la línea de 100  $\Omega$  calculada a partir del método propuesto construida con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.**

Respecto a la impedancia (figura 100) calculada a partir de simulaciones en CST con dimensiones ideales y a partir de medidas realizadas con el ARV el comportamiento en general coincide entre ambos resultados en prácticamente todo el rango de frecuencias.

El rango de valores para la impedancia calculada a partir de medidas realizadas con el ARV varía de 91.92  $\Omega$  a 111.4  $\Omega$  con un valor a la frecuencia de diseño de 99.5  $\Omega$ , un valor muy cercano al esperado obtenido a partir de la simulación en CST con dimensiones ideales a 5 GHz es de 101  $\Omega$ , éste se encuentra dentro del rango de valores mínimo y máximo obtenidos para la impedancia calculada a partir de la simulación en CST con dimensiones ideales cuyo valor está entre los 101  $\Omega$  y 106.6  $\Omega$ . Al observar la parte imaginaria, claramente el valor de la reactancia oscila alrededor del cero tomando pequeños valores positivos y negativos en ambas impedancias, indicando un efecto inductivo-capacitivo a ciertas frecuencias. En lo que a la dispersión respecta, al igual que en el caso anterior, esta aparece a frecuencias muy altas, generalmente entre los 9 GHz y 10 GHz, caso contrario al ocurrido en las líneas menores a 50  $\Omega$  donde los efectos de la dispersión son notorios a partir de 6 GHz o 7 GHz.

### 5.2.1.5 Línea reflectora de 75 $\Omega$ (12 mm).

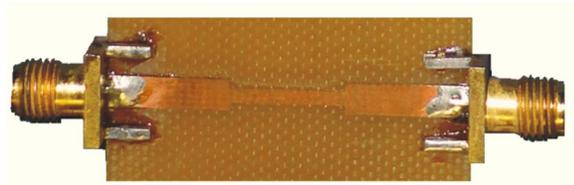


Figura 101. Línea de 75  $\Omega$  (12 mm) construida con proceso de maquinado.

De las dos líneas construidas con longitud de 12 mm de largo, esta fue la única a la que se le soldaron conectores coaxiales. En este apartado podrán observarse mayores cambios de fase de la señal de entrada a lo largo de la frecuencia, debido a que esta línea tiene una longitud eléctrica mayor a las consideradas previamente.

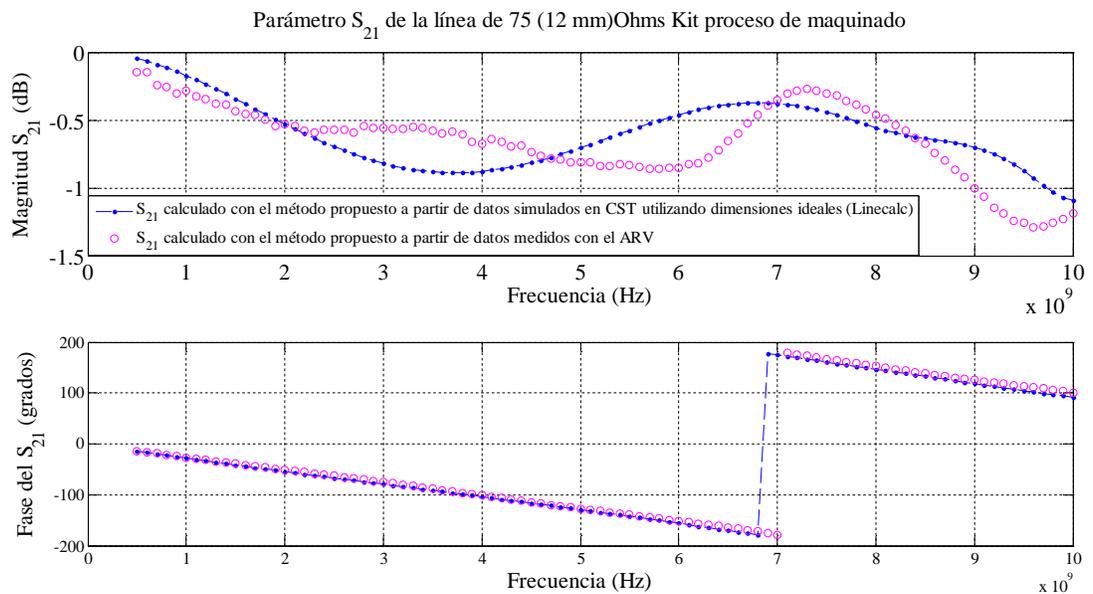
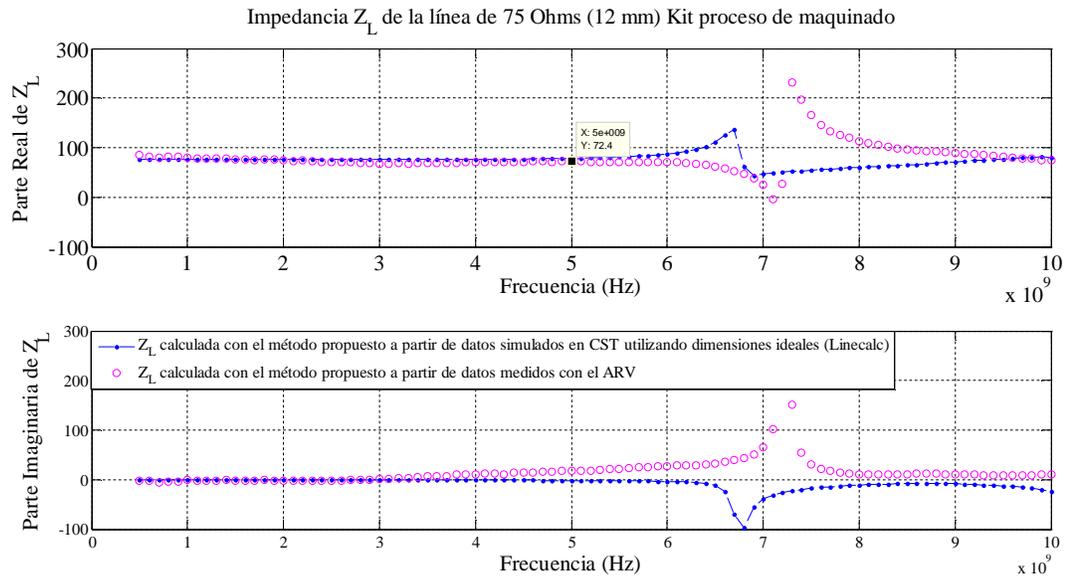


Figura 102. Comparación del parámetro  $S_{21}$  de la línea de 75  $\Omega$  (12 mm) calculada a partir del método propuesto construidas con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.

Al observar la figura 102 al igual que en los casos anteriores la magnitud del parámetro  $S_{21}$  calculado a partir de simulaciones en CST con dimensiones ideales y el  $S_{21}$  obtenido a partir de medidas realizadas con el ARV difiere un poco en magnitud (menos de 0.5 dB) en ambos casos, mientras que la fase es similar en ambos casos, lo cual indica que la longitud indicada en la simulación es correcta.



**Figura 103.** Comparación del parámetro  $Z_L$  de la línea de 75  $\Omega$  (12 mm) calculada a partir del método propuesto construidas con proceso de maquinado y simuladas en CST con dimensiones ideales.

Respecto al cálculo de la impedancia en la figura 103, se observan respuestas muy similares entre ambos resultados de impedancia tanto en la parte real como en la parte imaginaria. Para la impedancia calculada a partir de medidas realizadas con el ARV varía de 67.93  $\Omega$  a 84.75  $\Omega$  hasta 6 GHz a la frecuencia de diseño el valor es de 72.4  $\Omega$ , mientras que para la impedancia obtenida a partir de simulaciones en CST con dimensiones ideales el valor esperado es de 78.51  $\Omega$  el cual se encuentra dentro de un rango de 75.5  $\Omega$  a 85.57  $\Omega$ . El valor esperado es elevado respecto al valor teórico lo que se atribuye a que el simulador electromagnético CST presenta problemas al simular líneas largas, cuyo problema está asociado al mallado utilizado en CST.

Tanto en la parte real como en la parte imaginaria en los resultados de las simulaciones aparece un pico a casi 7 GHz lo que se debe a que la línea es de longitud eléctrica mayor a los casos anteriores (la cual es directamente proporcional a la longitud física de la línea de microcinta tal como se muestra en la ecuación 11). En este caso la reactancia inicia en ambos casos en valores cercano a cero y conforme aumenta la frecuencia van presentando mayor diferencia entre ellos, con un comportamiento inductivo para la impedancia calculada a partir de medidas realizadas con el ARV y un valor capacitivo para la impedancia calculada a partir de simulaciones en CST con dimensiones ideales.

### 5.2.1.6 Cálculo de la constante de propagación ( $\gamma$ ) kit elaborado con proceso de maquinado.

La constante de propagación se obtiene a partir de medidas de parámetros S y aplicando el método de dos líneas a las líneas  $L_0$  y  $L_1$  del kit mostrado en la figura 104, donde la parte real es la constante de atenuación y la parte imaginaria es la constante de fase.

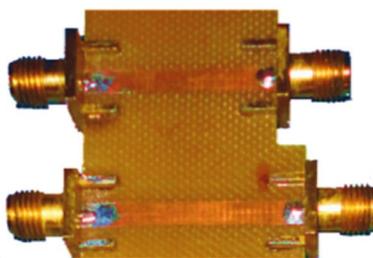


Figura 104. Líneas no reflectoras para el cálculo de  $\gamma$ .

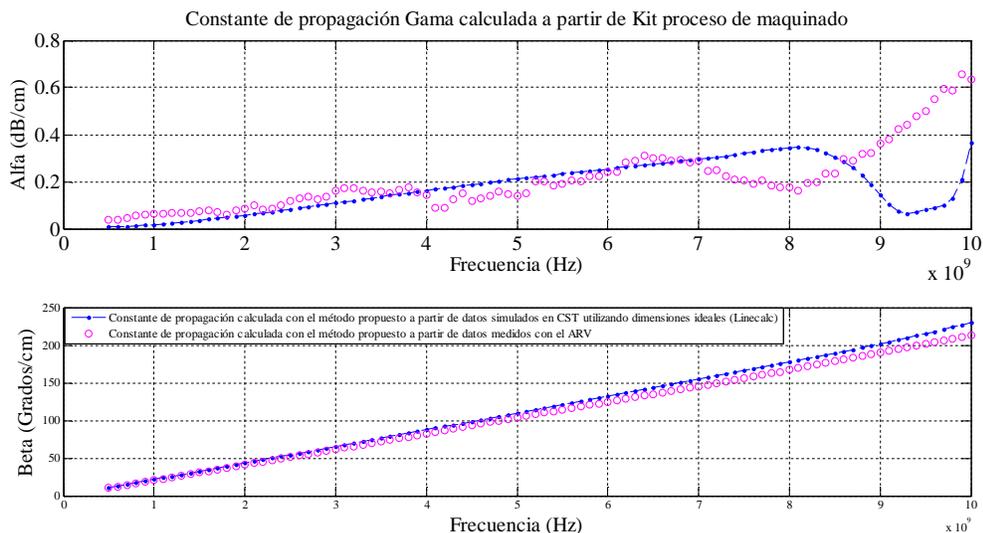


Figura 105. Constante de propagación calculada a partir de líneas no reflectoras construidas con proceso de maquinado.

En la figura 105 puede observarse tanto la constante de atenuación como la de fase. La primera representa las pérdidas de la línea por unidad de longitud mientras que la segunda indica el cambio de fase por unidad de longitud. En el caso de las pérdidas se

puede observar que no se presentan valores negativos a diferencia del kit construido mediante la técnica de fotolitografía (figura 86). Esto indica que el problema de las dimensiones del kit anterior provocaban un error en el cálculo de la constante de atenuación. Para la frecuencia de 5 GHz de los datos medidos se obtiene que la constante de atenuación es de 0.1391 dB/cm, y a la fase le corresponde un valor de 104.2 grados/cm, mientras que los valores esperados de la simulación en CST con dimensiones ideales son para la constante de atenuación 0.2119 dB/cm y para la constante de fase 110 grados/cm, lo cual indica que el simulador predice mayores pérdidas en algunos puntos y un cambio de fase un poco más rápido de lo que presenta los resultados de las medidas de las líneas construidas.

#### ***5.2.1.7 Dimensiones físicas de las líneas de microcinta elaboradas con proceso de maquinado y su simulación en CST.***

A lo largo del análisis de cada una de las líneas reflectoras caracterizadas en este apartado así como su constante de propagación se tuvieron pequeñas diferencias entre los resultados utilizados y los datos medidos simulados en CST. Esto puede deberse a que las dimensiones de las líneas construidas no son exactamente iguales a las propuestas en el diseño.

Para corroborar estas afirmaciones se midieron las dimensiones físicas del nuevo kit y se simularon nuevamente en CST. Se comparan los parámetros S obtenidos de la simulación con las medidas del ARV en donde tales parámetros “S” corresponden toda la estructura: conector coaxial, transiciones planares y dispositivo bajo prueba, figura 19c). Los resultados se muestran en el apartado siguiente.

Se utiliza un microscopio a fin de medir con la mayor precisión posible de dimensiones de las líneas construidas. Las dimensiones diseñadas y físicas (construcción) se muestran en la tabla 11. El ARV se calibró utilizando la técnica SOLT, ubicando los planos de referencia en los conectores coaxiales.

Tabla 11. Dimensiones físicas del kit construido a partir de la técnica de maquinado.

<b>Línea.</b>	<b>Dimensiones diseñadas. WxL (mm).</b>	<b>Dimensiones físicas. WxL (mm).</b>
L <sub>0</sub>	3.18 x 26	3.19 x 25.99
L <sub>1</sub>	3.18 x 30	3.19 x 30
L <sub>R15</sub>	3.18 x 13 *	3.18 x 13.02*
	13.014 x 8 **	13.01x 8.05**
	3.18 x 13 ***	3.19 x 13.29***
L <sub>R258</sub>	3.18 x 13 *	3.18 x 13.18*
	6.058 x 8 **	6.04 x 8.03**
	3.18 x 13***	3.18 x 12.57***
L <sub>R758</sub>	3.18 x 13 *	3.18 x 12.91*
	1.47 x 8 **	1.49 x 7.97**
	3.18 x 13 ***	3.18 x 12.83***
L <sub>R7512</sub>	3.18x13*	3.18x12.93*
	1.47 x 12**	1.48 x 11.97**
	3.18 x 13 ***	3.18 x 12.51***
L <sub>R100</sub>	3.18 x 13 *	3.18 x 12.85*
	0.71 x 8 **	0.76 x 7.99**
	3.18 x 13 ***	3.16 x 12.7***
L <sub>2</sub>	3.18 x 34	3.19 x 34.04
L <sub>3</sub>	3.18 x 38	3.22 x 37.49
CC <sub>I</sub>	3.18 x 13 +	3.18 x 12.46+
	8 x 3.18 ++	8.03 x 3.21++
CC <sub>D</sub>	3.18 x 13 +	3.18 x 12.95+
	8 x 3.18++	8.04 x 3.22++

Nota: Figura 21c \*T<sub>L</sub> del lado derecho; \*\*T<sub>DUT</sub>; \*\*\* T<sub>L</sub> del lado izquierdo. Corto figura 33. + Transición; ++ Línea aterrizada.

### 5.2.1.7.1 Línea de 15 $\Omega$

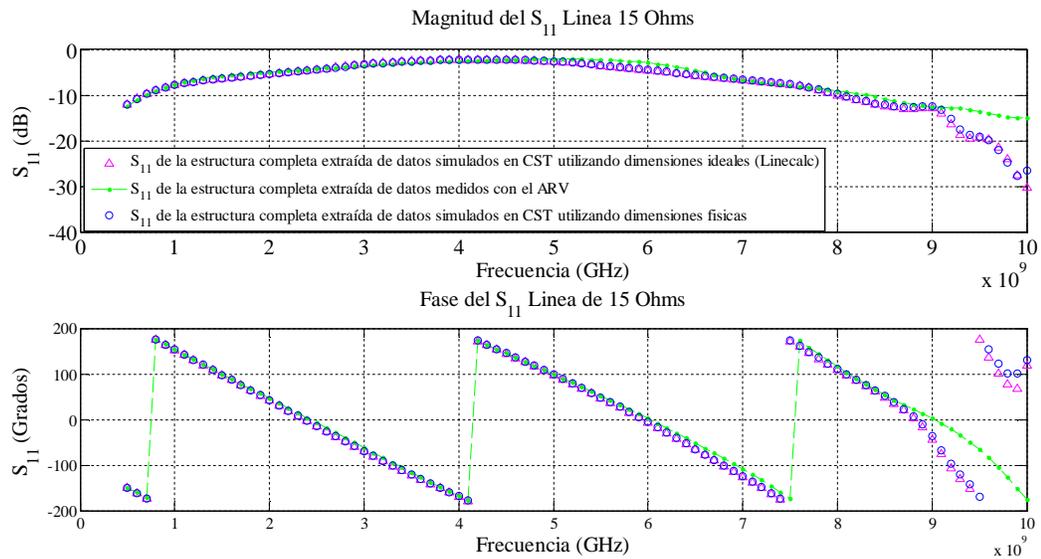
Con el fin de observar los parámetros de dispersión de la estructura completa (base de prueba coaxial-microcinta) se comparan los parámetros S medidos con el ARV calibrado [2] con los parámetros “S” obtenidos en CST de las líneas dibujadas con las dimensiones mostradas en la tabla 11 y con los parámetros de dispersión obtenidos de la simulación de las líneas diseñadas (con dimensiones mostradas en la tabla 4 y 9).

La comparación de estos datos, verifica si existen similitudes o diferencias entre estos parámetros de dispersión, lo cual indicaría que las diferencias en los resultados de la impedancia podrían deberse a la diferencia de estas dimensiones físicas, con lo que se descartarían o corroborarían problemas en la simulación debidas a la resolución electromagnética del paquete computacional CST.

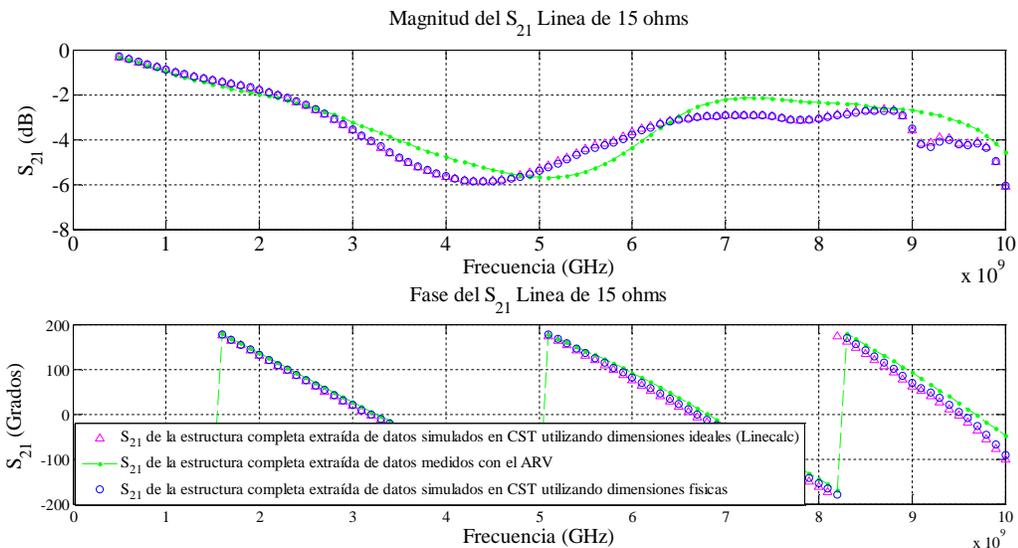
Los parámetros de dispersión presentados en esta sección corresponden como ya se mencionó a la estructura completa, es decir, incluyendo el conector coaxial, las transiciones planares no reflectoras y el dispositivo bajo prueba, mientras que el parámetro  $S_{21}$  mostrado en los apartados anteriores es únicamente del dispositivo bajo prueba.

Es por ello, que las diferencias o similitudes entre estas comparaciones darán un reflejo del impacto de estos en el método propuesto en el capítulo 3, ya que partir de ellos y su posterior conversión a parámetros ABCD y parámetros de transmisión T, es que se desarrolla el cálculo de la constante de propagación y del  $S_{21}$  del DBP y por consecuencia de la impedancia obtenida para cada línea de transmisión.

[2] El ARV se calibró en el plano de referencia de los conectores coaxiales.



**Figura 106.** Línea de 15  $\Omega$  estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión  $S_{11}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.



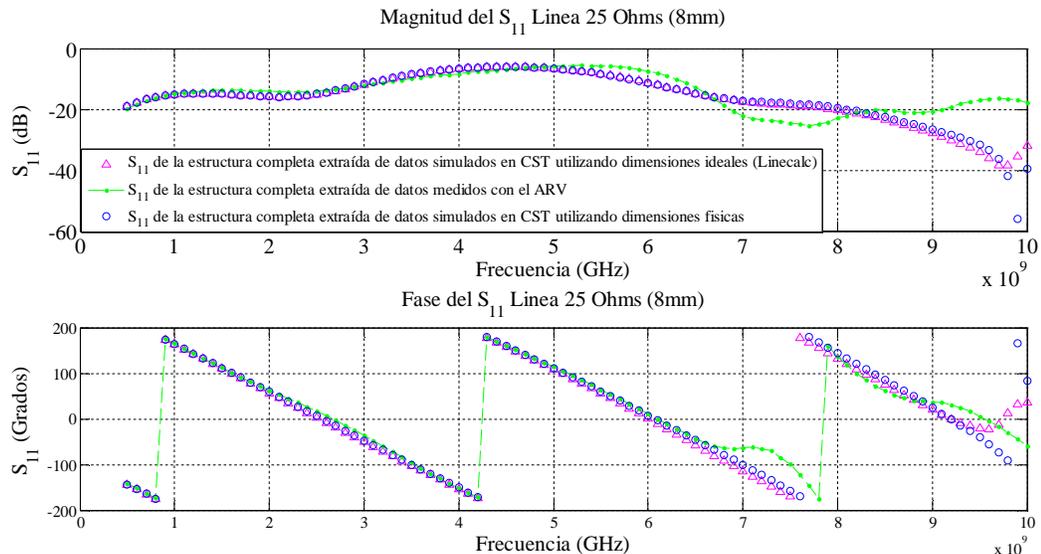
**Figura 107.** Línea de 15  $\Omega$  estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión  $S_{21}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.

En la figura 106 puede observarse que los resultados tanto en magnitud como en fase del  $S_{11}$ , para la estructura con la línea de 15  $\Omega$  son prácticamente idénticos cuando se comparan los datos simulados en CST con dimensiones diseñadas ideales y con las dimensiones mostradas en la tabla 11, y se observan ligeras diferencias cuando se compara con los resultados obtenidos de la medida calibrada con el ARV especialmente en el rango de 9 GHz a 10 GHz.

Al igual que en el parámetro anterior en la figura 107 se observa que los datos simulados en CST considerando dimensiones ideales y dimensiones medidas con el microscopio, presentan resultados muy parecidos. Esto indica que las variaciones en las dimensiones son tan pequeñas que el simulador da prácticamente la misma respuesta. El parámetro obtenido de las medidas calibradas con el ARV es similar a los datos simulados en CST, sólo se observan ligeras diferencias en fase a frecuencias mayores a 8 GHz.

Por tanto, se dice que la simulación predice correctamente el comportamiento de esta línea, y que a su vez, las dimensiones construidas físicamente (tabla 11) son similares a las diseñadas con LineCalc (tabla 4 y tabla 9), lo cual concuerda con el comportamiento observado en las figuras 90 y 91, donde la impedancia obtenida presenta un valor muy similar al diseñado con LineCalc.

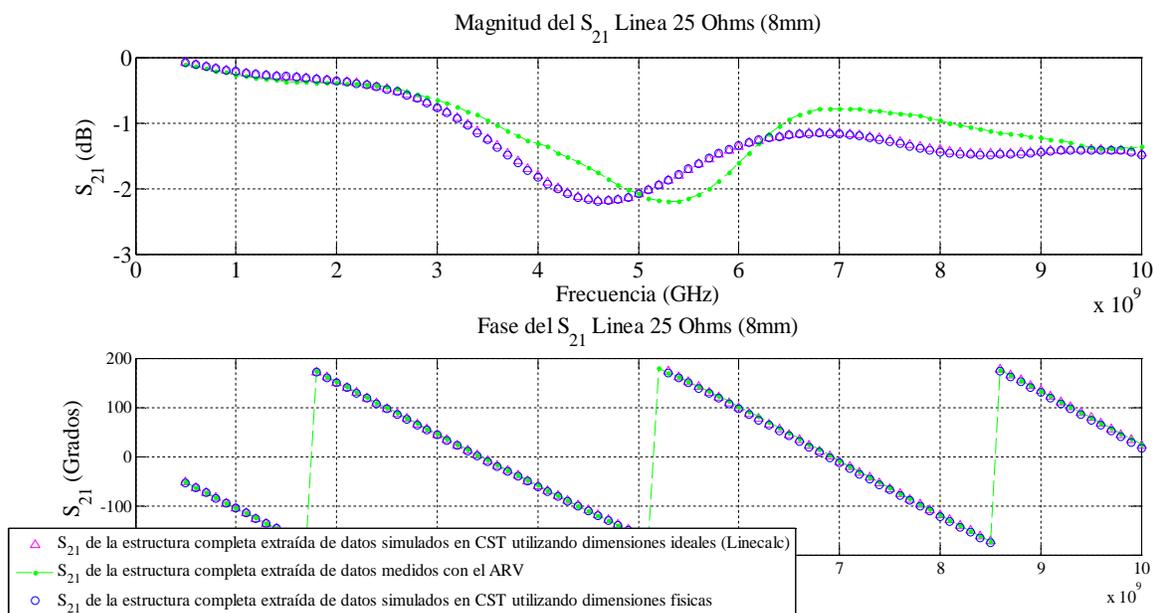
#### 5.2.1.7.2 Línea de 25 $\Omega$ (8 mm).



**Figura 108. Línea de 25  $\Omega$  estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión  $S_{11}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.**

Al igual que en el caso anterior, las simulaciones en CST de la estructura con la línea de 25  $\Omega$  utilizando dimensiones ideales (diseñadas con linecalc) y utilizando dimensiones físicas (tabla 11), son muy similares, variando ligeramente en el parámetro  $S_{11}$  de 9 GHz a 10 GHz (figura 108), así como también se tiene un gran parecido de ambas simulaciones con las medidas calibradas lo que indica que las dimensiones físicas no difieren mucho de las

diseñadas, así como también, que la predicción del simulador es congruente con los resultados obtenidos para esta línea, tal y como se observó en las figuras 93 y 94. Respecto al  $S_{21}$ , figura 109, la magnitud es similar entre los datos simulados y las medidas mientras que la fase coincide en todo el rango de frecuencias.



**Figura 109. Línea de 25  $\Omega$  estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión  $S_{21}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.**

### 5.2.1.7.3 Línea de 75 $\Omega$ (8 mm).

En la figura 110 puede observarse para la estructura con la línea de 75  $\Omega$  con 8 mm de longitud una gran similitud entre los resultados obtenidos del  $S_{11}$  a partir de las simulación en CST, utilizando dimensiones diseñadas con LineCalc y dimensiones medidas con el microscopio, lo cual como en los casos anteriores indica que las dimensiones son congruentes para ambos casos así como una buena precisión en la construcción de la línea de microcinta. Las medidas realizadas con el ARV difieren ligeramente de las simulaciones.

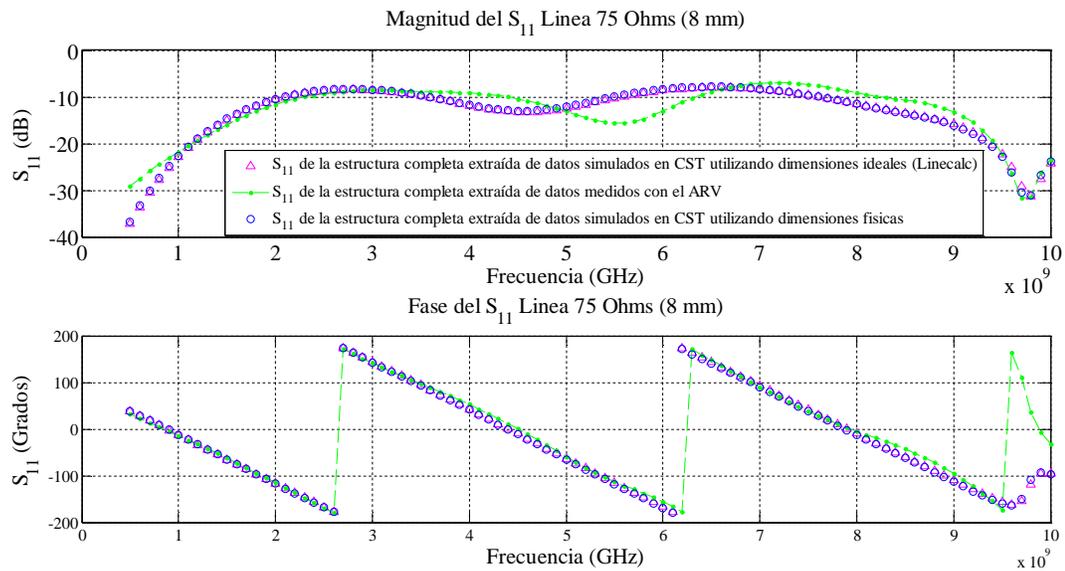


Figura 110. Línea de 75  $\Omega$  (8 mm) estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión  $S_{11}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.

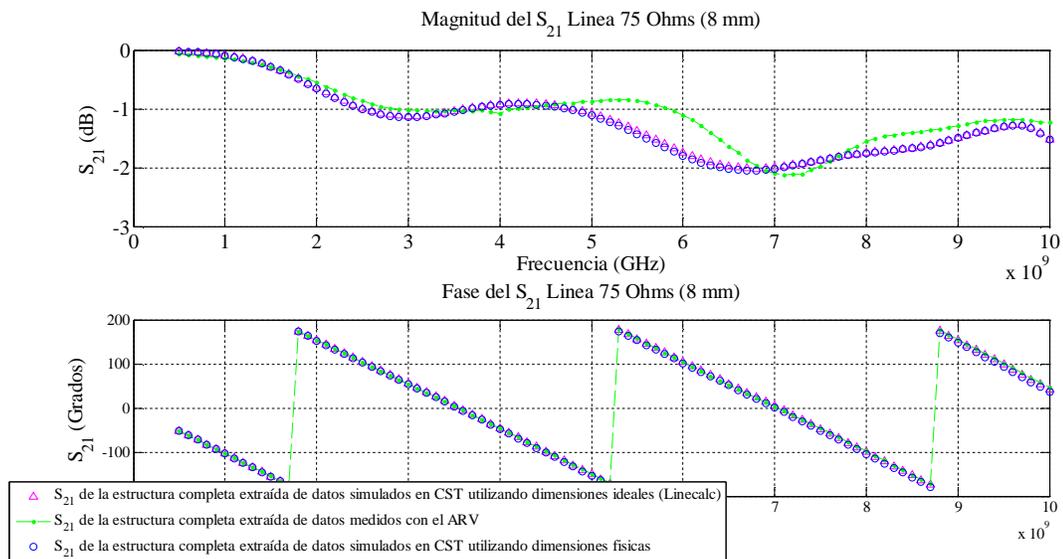


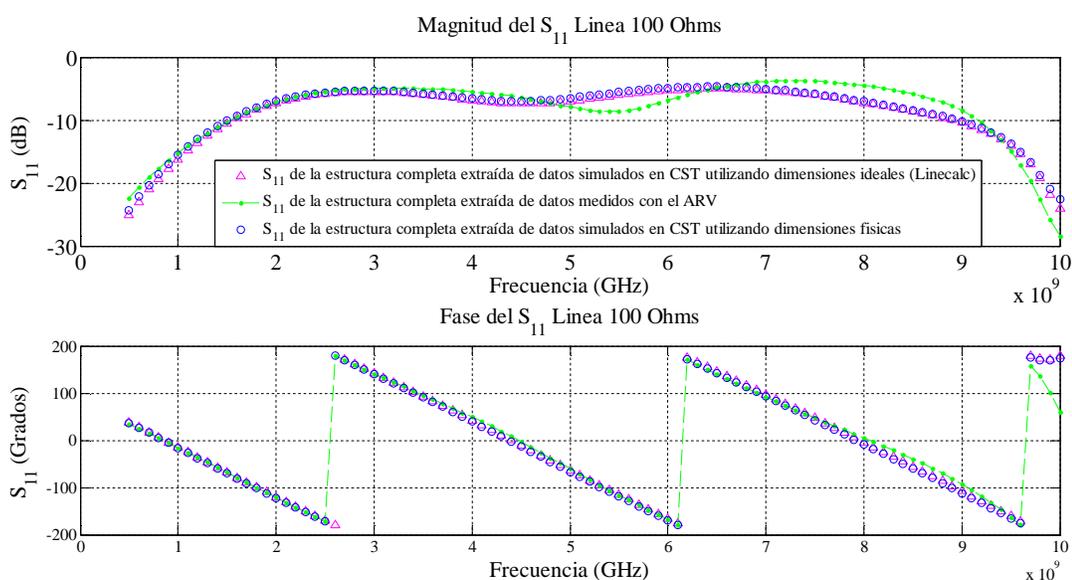
Figura 111. Línea de 75  $\Omega$  (8 mm) estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión  $S_{21}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.

De forma similar, en la figura 111 puede observarse una gran similitud entre los resultados del  $S_{21}$  obtenidos a partir de las simulación en CST, utilizando dimensiones diseñadas con LineCalc y dimensiones medidas con el microscopio así como una ligera diferencia con las medidas realizadas con el ARV. Lo anterior no se esperaba ya que para

estos datos en la figura 97 se tiene una impedancia  $79.28 \Omega$ , lo que se creía que era debido a una gran diferencia entre los parámetros de dispersión obtenidos de dimensiones medidas con el microscopio y dimensiones ideales; diferencias que no se observan por lo que se descarta esta posibilidad. Por tanto es necesario revisar más a detalle porque esta línea no tiene a la frecuencia de diseño un valor alrededor de los  $75.64 \Omega$ , tal como lo predice CST en la simulación electromagnética. Este tema se aborda posteriormente una vez haya que se haya observado el comportamiento del resto de las líneas para poder concluir.

#### 5.2.1.7.4 Línea de $100 \Omega$

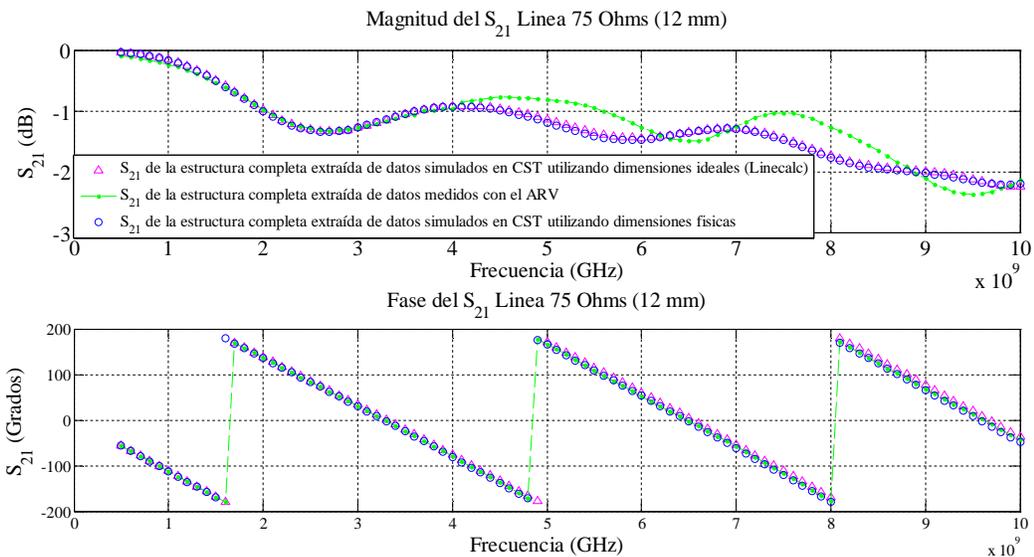
De acuerdo a los resultados mostrados para la estructura con la línea de  $100 \Omega$ , en las figura 112 y 113, se observan que los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ , respectivamente, muestran congruencia entre las simulaciones en CST con las dimensiones ideales y con las dimensiones medidas con microscopio y al igual que en los casos anteriores, las medidas calibradas con el ARV difieren ligeramente de las simulaciones. Para esta línea, se tiene una impedancia con valor cercano al predicho por CST, tal como se muestra en la figura 100, lo que se confirma con la congruencia entre los resultados de las simulaciones con las dimensiones diseñadas y construidas.



**Figura 112. Línea de  $100 \Omega$  estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión  $S_{11}$  obtenido de la simulación en CST datos dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.**



figura 114 se tiene que las simulaciones en CST al igual que en los casos anteriores es muy similar entre las dimensiones diseñadas y las dimensiones medidas con microscopio. Sin embargo, cuando se observa el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  obtenido a partir de las medidas calibradas con el ARV coincide con la fase resultante de las simulaciones (excepto de 7 GHz a 8 GHz). En lo que respecta a la magnitud del  $S_{11}$  se tiene el mismo comportamiento entre las simulaciones y los datos obtenidos con el ARV, sin embargo, la respuesta del simulador respecto a la respuesta obtenida de los datos medidos presenta picos de adaptación a frecuencias menores. Los resultados son similares entre simulaciones y medidas.



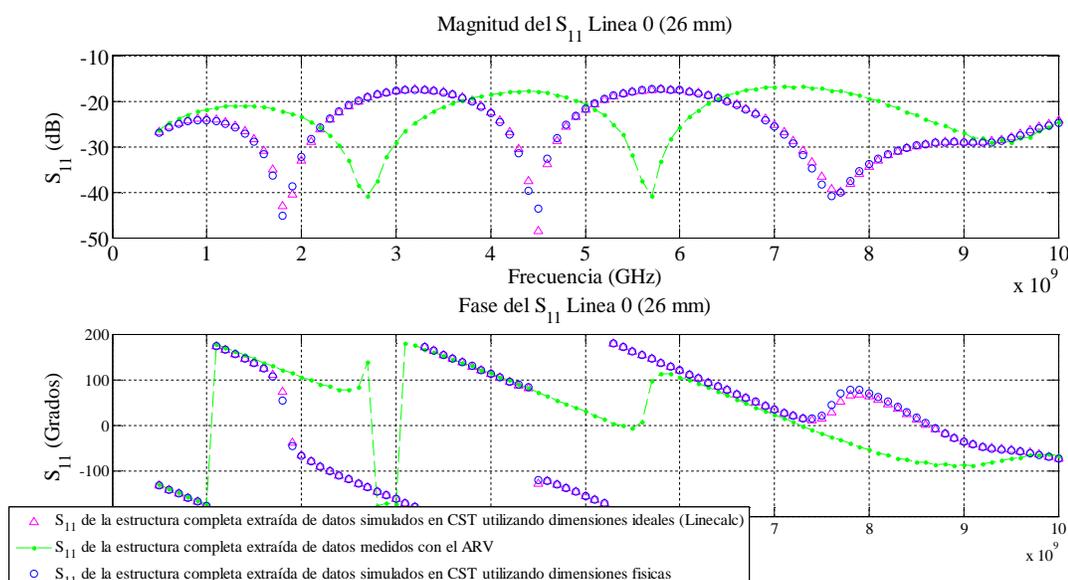
**Figura 115. Línea de 75  $\Omega$  (12 mm) estructura completa. Comparación del parámetro de dispersión  $S_{21}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.**

En la figura 115 en donde se muestran los resultados para la estructura con la línea de 75  $\Omega$  de 12 mm la congruencia en la fase del parámetro  $S_{21}$  cuando se comparan las simulaciones en CST (dimensiones ideales y dimensiones medidas con microscopio) con los datos medidos con el ARV indica que las longitudes de esta línea son prácticamente iguales. Sin embargo, para el caso de la magnitud, al igual que en los casos anteriores, el simulador a partir de 4 GHz difiere un poco respecto a los datos medidos con el ARV, razón por la cual puede haber discrepancias entre el valor calculado de la impedancia características utilizando datos de simulación (78.6  $\Omega$ ) y la obtenida con el ARV (72.4  $\Omega$ ),

sin olvidar el problema del mallado en CST el cual según los resultados obtenidos con CST y ADS y comparados con las medidas no es suficiente para esta línea al ser de longitud mayor a las líneas anteriores

### 5.2.1.7.6 Línea de 50 $\Omega$ (26 mm).

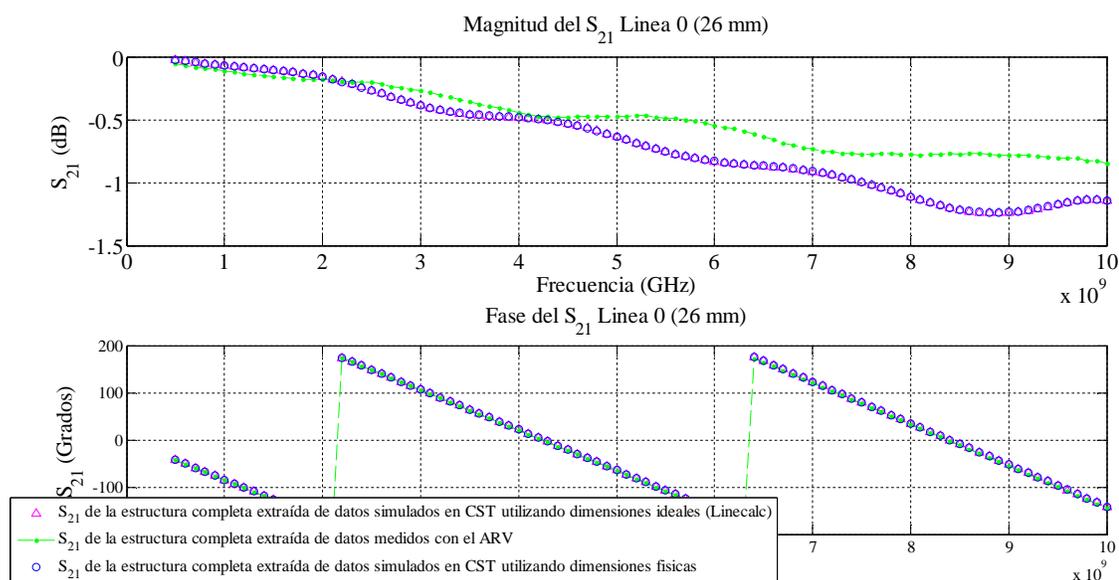
Es importante observar el comportamiento de los parámetros de dispersión de las líneas no reflectoras a fin resaltar las diferencias y similitudes de estas líneas las cuales son muy importantes en el cálculo de los parámetros característicos de líneas de transmisión en microcinta.



**Figura 116. Línea de 50  $\Omega$  (26 mm). Comparación del parámetro de dispersión  $S_{11}$  obtenido de la simulación en CST con dimensiones ideales, con datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.**

En la figura 116 se observa similitudes entre las simulaciones en CST al igual que en los casos anteriores, sin embargo, cuando se observa el coeficiente de reflexión a la entrada de esta línea obtenido a partir de las medidas con el ARV ocurre algo similar a la línea de 75  $\Omega$  (12 mm) ya que el simulador presenta la misma respuesta que las medidas con un desplazamiento en la frecuencia en los puntos de mayor adaptación y desadaptaciones a lo largo de la línea, especialmente en la magnitud. La fase presenta similitudes en todo el rango de frecuencias. El  $S_{11}$  representa la adaptación de la línea a la entrada y a la salida (al

ser pasivo y simétrico) lo cual indica que las simulaciones predicen una respuesta similar de la adaptación no idéntica como en los casos anteriores, pero aceptable.

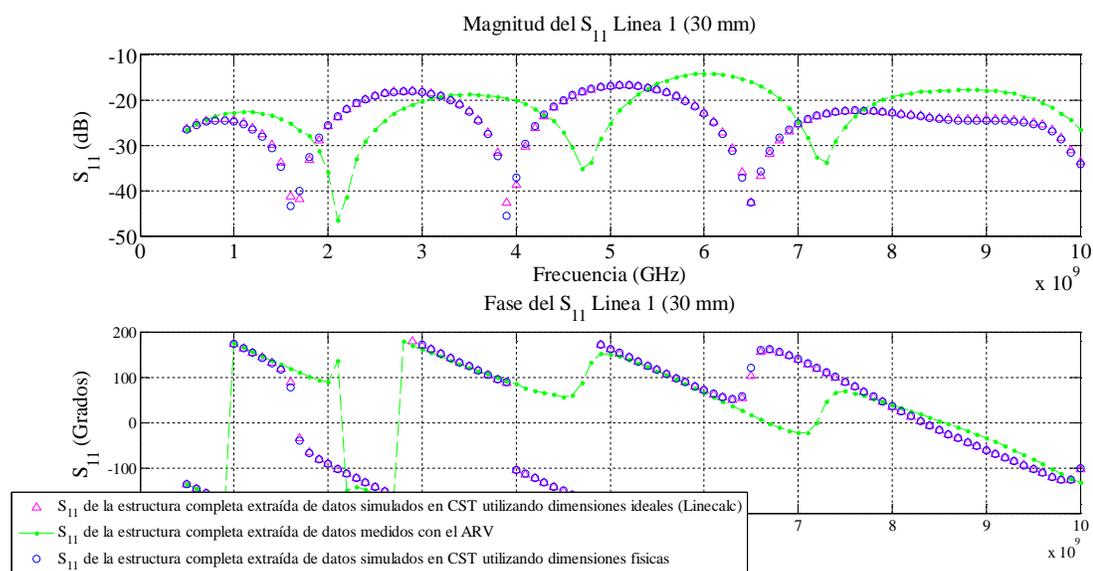


**Figura 117. Línea de 50  $\Omega$  (26 mm). Comparación del parámetro de dispersión  $S_{21}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.**

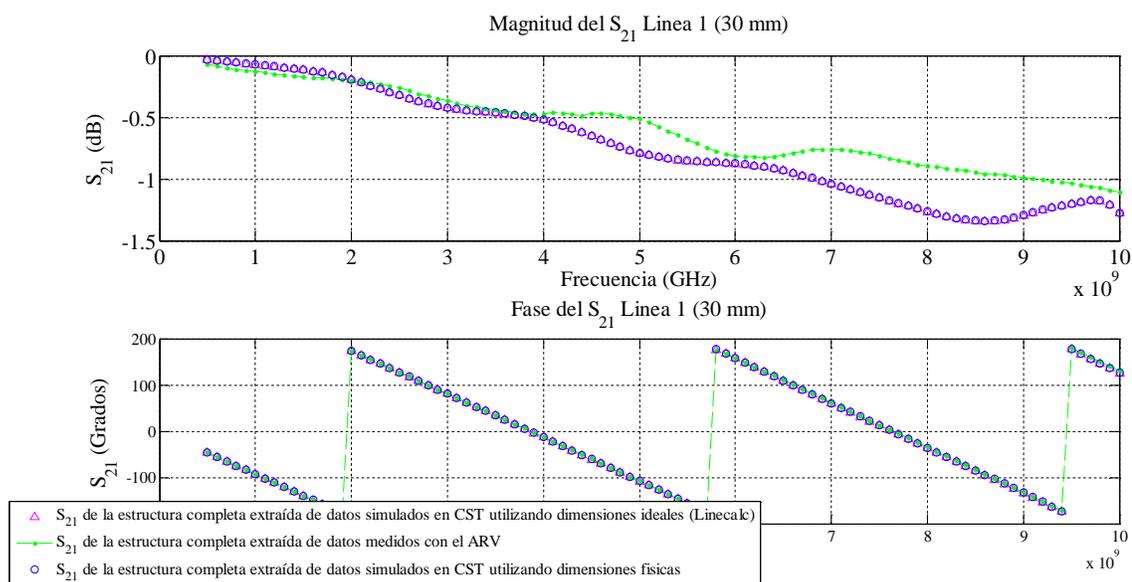
En la figura 117, la fase del  $S_{21}$  coincide en los tres casos, lo cual es muy buen indicio de esta línea no reflectora, mientras tanto la magnitud difiere menos de 1 dB entre las simulaciones y las medidas obtenidas del ARV. Este parámetro es uno de los más representativos de la línea ya que relaciona la energía que fluye del puerto de entrada al puerto de salida, presentado muy buenos resultados.

#### 5.2.1.7.7 Línea de 50 $\Omega$ (30 mm).

A continuación se muestra otra de las líneas reflectoras de longitud mayor, que también se utiliza para aplicar el método de dos líneas para el cálculo de la constante de propagación, razón por lo que al igual que en el caso anterior (línea corta) es importante observar su comportamiento a lo largo de la frecuencia tanto en simulación (dimensiones diseñadas y dimensiones medidas con microscopio) como en las mediciones con el ARV.



**Figura 118.** Línea de  $50 \Omega$  (30 mm). Comparación del parámetro de dispersión  $S_{11}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.



**Figura 119.** Línea de  $50 \Omega$  (30 mm). Comparación del parámetro de dispersión  $S_{21}$  obtenido de la simulación en CST dimensiones ideales, datos medidos con el ARV calibrado y datos simulados en CST con dimensiones físicas mostradas en tabla 11.

El parámetro  $S_{11}$  (figura 118) coincide entre los resultados de la simulación, es decir, con dimensiones ideales y dimensiones medidas con microscopio. Sin embargo cuando

estas se comparan con las medidas obtenidas con el ARV, las adaptaciones y desadaptaciones en magnitud no coinciden en frecuencia, aunque el comportamiento en general es muy similar. En lo que a la fase se refiere esta coincide en los puntos donde la fase cambia más rápidamente y varía un poco en los puntos intermedios. Por tanto aunque los datos obtenidos a partir de simulaciones no son idénticos a las medidas con el ARV su comportamiento es aceptable tanto en fase como en magnitud. En la figura 119 puede observarse que el  $S_{21}$  simulado en CST y medidos con el ARV, tienen una fase idéntica y la magnitud difiere menos de 1 dB respecto a los datos medidos con el ARV.

#### ***5.2.1.7.8 Resumen de impedancias diseñadas e impedancias obtenidas de dimensiones ideales y dimensiones físicas.***

En este apartado se muestra una tabla con el resumen de impedancias calculadas con LineCalc considerando las dimensiones de las estructuras medidas con el microscopio y mostradas en la tabla 11 (simuladas en CST en el apartado anterior). Además estos valores se comparan con los obtenidos aplicando el método propuesto y utilizando como datos los parámetros S simulados y medidos. Lo anterior con el fin de observar las similitudes entre estas y las propuestas con el diseño (tabla 4 y tabla 9); buscando detectar el problema de la línea de  $75 \Omega$  (8 mm) y la de  $75 \Omega$  (12 mm) las cuales se alejan un poco de los valores simulados en CST. En la tabla 12 se presentan los resultados de las impedancias a 5 GHz, que es la frecuencia de referencia que se consideró para el diseño del kit.

Como puede observarse en la tabla 12, las dimensiones diseñadas y las obtenidas a partir de las dimensiones medidas con microscopio presentan diferencias mínimas (cabe recordar que las líneas menores a  $50 \Omega$  ( $15 \Omega$  y  $25 \Omega$ ) de acuerdo a su diseño cuasi-estático con linecalc deben tener las dimensiones mostradas en la tabla 4, sin embargo debido al efecto de puntas asociado al comportamiento electromagnético cuando éstas se simulan en CST, las dimensiones obtenidas con técnicas cuasi-estáticas deben compensarse de acuerdo a las expresiones matemáticas mostradas en el capítulo 2; con lo cual las dimensiones son las mostradas en la tabla 9).

Tabla 12. Impedancias obtenidas con Linecalc a partir de dimensiones ideales y dimensiones medidas con microscopio.

Impedancia teórica.	Linecalc.		Método propuesto	
	Impedancia diseñada.	Impedancia construida.	Impedancia considerando dimensiones ideales.	Impedancia considerando dimensiones físicas.
15 $\Omega$	50.0013 $\Omega^*$	49.9291 $\Omega^*$	-----	-----
	18.2751 $\Omega^{**}$	18.2769 $\Omega^{**}$	15.43**	15.04**
	50.0013 $\Omega^{***}$	49.8817 $\Omega^{***}$	-----	-----
25 $\Omega$	50.0013 $\Omega^*$	49.9291 $\Omega^*$	-----	-----
	32.7886 $\Omega^{**}$	32.8477 $\Omega^{**}$	27.63**	27.43**
	50.0013 $\Omega^{***}$	49.9529 $\Omega^{***}$	-----	-----
75 $\Omega$ (8 mm)	50.0013 $\Omega^*$	49.9291 $\Omega^*$	-----	-----
	75.1026 $\Omega^{**}$	74.4426 $\Omega^{**}$	79.28**	80.13**
	50.0013 $\Omega^{***}$	49.9767 $\Omega^{***}$	-----	-----
100 $\Omega$	50.0013 $\Omega^*$	49.9529 $\Omega^*$	-----	-----
	100.267 $\Omega^{**}$	97.5926 $\Omega^{**}$	99.5**	100.8**
	50.0013 $\Omega^{***}$	50.12 $\Omega^{***}$	-----	-----
75 $\Omega$ (12 mm)	50.0013 $\Omega^*$	49.9767 $\Omega^*$	-----	-----
	75.1026 $\Omega^{**}$	74.6755 $\Omega^{**}$	72.4 $\Omega^{**}$	72.8**
	50.0013 $\Omega^{***}$	50.0005 $\Omega^{***}$	-----	-----
50 $\Omega$ (26 mm)	50.0013 $\Omega$	49.858 $\Omega$	-----	-----
50 $\Omega$ (30 mm)	50.0013 $\Omega$	49.8817 $\Omega$	-----	-----

Nota: Figura 21c \*T<sub>L</sub> del lado derecho; \*\*T<sub>DUT</sub>; \*\*\* T<sub>L</sub> del lado izquierdo.

En este sentido, se pudo verificar que la compensación en las dimensiones de las líneas de 15  $\Omega$  y 25  $\Omega$  es correcta, dado que los parámetros de dispersión de la estructura completa (conector coaxial, transiciones planares de líneas no reflectores y el dispositivo bajo prueba) son similares los resultados de las simulaciones en CST y las medidas del ARV. En cuanto a la línea de 75  $\Omega$  (8 mm); en donde se observaron mayores diferencias entre los valores de la impedancia característica estimada con el método propuesto utilizando datos simulados y datos medidos; después de revisar los resultados presentados en el apartado anterior, dichas diferencias se atribuyen a distintas hipótesis tales como la existencia de una variación en las características del substrato debido a cuestiones de fabricación del material, tal como es la permitividad y las pérdidas tangenciales, en la zona

específica donde se construyó esta línea o bien a problemas de construcción, como el soldado de conectores por ejemplo, lo cual trae como consecuencia una variación en su impedancia cuyo valor supera el esperado por la simulación en CST. En lo que respecta a la línea de  $75 \Omega$  (12 mm), la variación del valor de impedancia obtenido de las medidas, el obtenido de simulaciones en CST y el obtenido de las simulaciones en ADS puede deberse a que al ser una línea de longitud mayor, el mallado elegido en el simulador no es suficiente si se compara con las líneas de menor longitud (8 mm) donde no se tiene este tipo de problemas. Sin embargo, si se aumenta el mallado en esta línea para solucionar el problema, las condiciones de las líneas de menor longitud también deben aumentarse, lo cual lleva a una demanda de cómputo mayor.

### ***5.3 Análisis de los elementos distribuidos R, L, G y C de las líneas reflectoras construidas con proceso de maquinado.***

Para profundizar en el análisis de las líneas mencionadas en las secciones anteriores, se calcularon los elementos del circuito eléctrico equivalente de las líneas de transmisión mostrado en la figura 4 (parámetros R,L,G y C), los cuales se calculan a partir del comportamiento de la impedancia característica  $Z_L$  y la constante de propagación  $\gamma$  como se indica a continuación. Los valores medios de la resistencia distribuida, R, la inductancia distribuida, L, la conductancia distribuida, G así como la capacitancia distribuida, C, se calculan a lo largo de la frecuencia en donde dichos valores son constantes y están dados por unidad de longitud.

Partiendo de la definición de  $Z_L$  y  $\gamma$  en términos de R,L,G y C:

$$Z_L = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}. \quad (113)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (114)$$

Realizando las operaciones de  $\gamma Z_L$  y  $\frac{\gamma}{Z_L}$  tenemos:

$$\gamma Z_L = R + j\omega L. \quad (115)$$

$$\frac{\gamma}{Z_L} = G + j\omega C. \quad (116)$$

### 5.3.1 Análisis de las líneas del kit construido con proceso de maquinado.

A continuación se muestran los resultados de R, L, G y C para las diferentes líneas caracterizadas construidas con el proceso de maquinado cuyo análisis se presenta en función de la frecuencia.

#### 5.3.1.1 Línea de 15 $\Omega$

Comparación de la resistencia y la inductancia distribuida en la línea de 15 Ohms Kit proceso de maquinado y simulada en CST

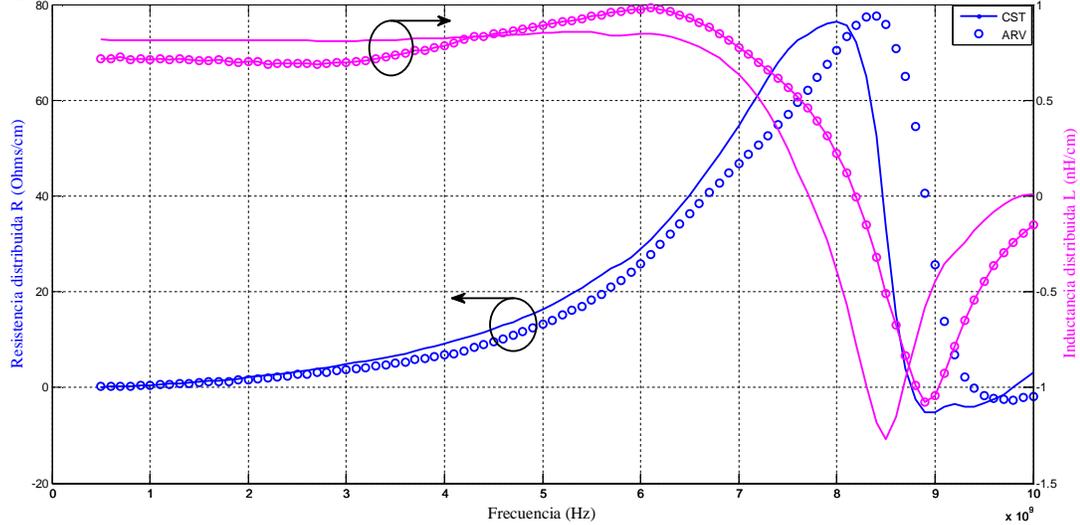
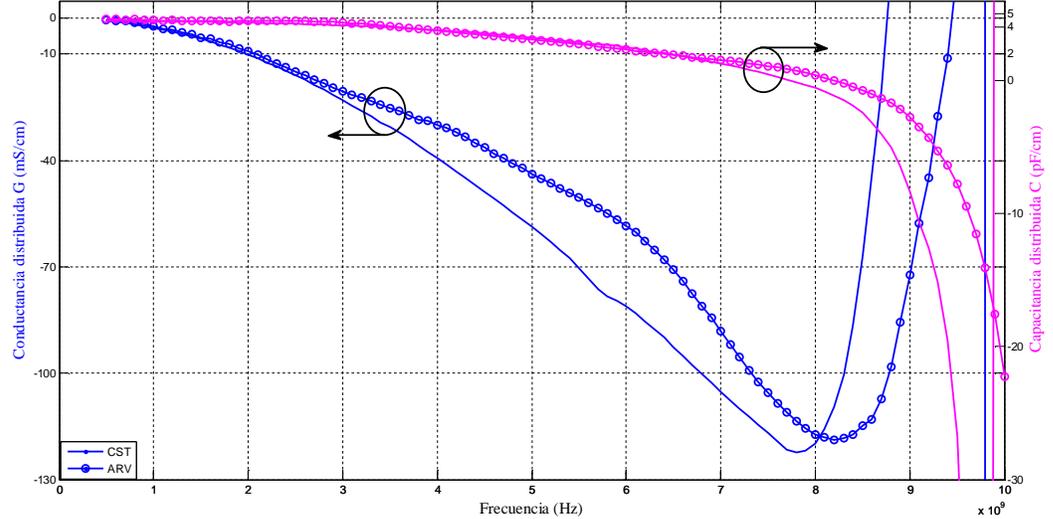


Figura 120. Parámetros distribuidos R y L de la línea de 15  $\Omega$

Para la línea de 15  $\Omega$  (figura 120), la resistencia distribuida a lo largo de la frecuencia es similar entre los datos simulados en CST y los datos medidos con el ARV cuyo valor muestra una dependencia lineal con la frecuencia hasta 3 GHz, a partir de este valor se observan efectos de dispersión. Respecto a la inductancia, los valores son similares y constantes entre datos simulados y medidos respecto a la frecuencia hasta aproximadamente 6 GHz, a partir de este punto de frecuencia los valores de L decaen por efectos de dispersión.

Comparación de la conductancia y la capacitancia distribuida en la línea de 15 Ohms Kit proceso de maquinado y simulada en CST

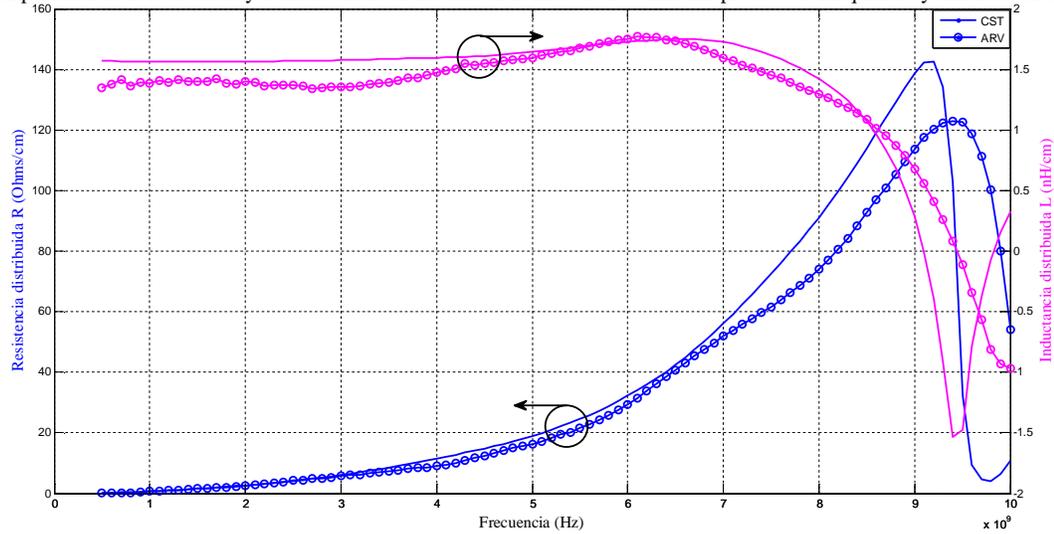
Figura 121. Parámetros distribuidos G y C de la línea de 15  $\Omega$ 

Por otro lado en la figura 121 el valor de la conductancia para la línea de 15  $\Omega$  es muy parecido en comportamiento pero diferente en magnitud entre los datos medidos y los datos simulados en casi todo el rango de frecuencias (8 GHz), donde a partir de este valor se tienen efectos de dispersión. En lo referente a la capacitancia, el valor es similar entre los datos medidos y los datos simulados los cuales a partir aproximadamente de los 7 GHz presentan también efectos de dispersión.

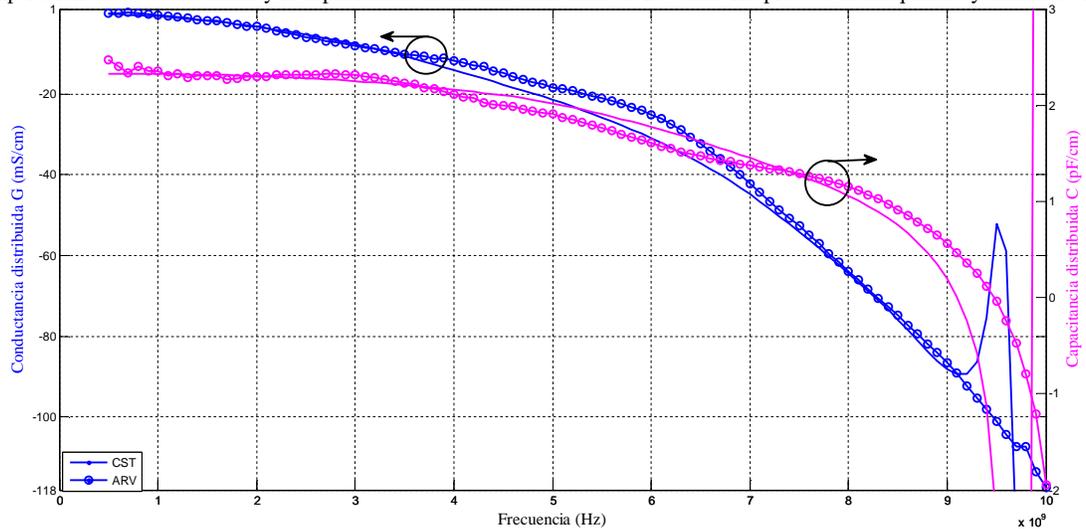
### 5.3.1.2 Línea de 25 $\Omega$

Para la línea de 25  $\Omega$  (figura 122) el valor de la resistencia es similar entre los datos medidos y los datos simulados, y varía linealmente con la frecuencia hasta aproximadamente 3 GHz, aumentado a su valor a partir de este punto de frecuencia debido a efectos de dispersión. Para el caso de la inductancia, ambos valores (simulados y medidos) son parecidos en comportamiento pero difieren en magnitud siendo el valor de L calculado a partir de datos medidos, menor que el valor de L calculado a partir de datos simulados. Ambas respuestas son constantes hasta aproximadamente 7 GHz, a partir de este punto decrece debido a los efectos de dispersión.

Comparación de la resistencia y la inductancia distribuida en la línea de 25 Ohms Kit proceso de maquinado y simulada en CST

Figura 122. Parámetros distribuidos R y L de la línea de 25  $\Omega$ .

Comparación de la conductancia y la capacitancia distribuida en la línea de 25 Ohms Kit proceso de maquinado y simulada en CST

Figura 123. Parámetros distribuidos G y C de la línea de 25  $\Omega$ .

Con respecto a la figura 123, se puede observar que el valor de la conductancia para la línea de 25  $\Omega$  es prácticamente idéntico hasta 9 GHz. Los valores de capacitancia son similares entre los datos simulados y los datos medidos hasta aproximadamente 4 GHz, donde a partir de este punto de frecuencia, el comportamiento en ambos casos sigue siendo similar, con diferencias en magnitud, especialmente en frecuencias mayores cuyo comportamiento se asocia a efectos de dispersión.

### 5.3.1.3 Línea de 75 $\Omega$ (8 mm).

Comparación de la resistencia y la inductancia distribuida en la línea de 75 Ohms (8 mm) Kit proceso de maquinado y simulada en CST

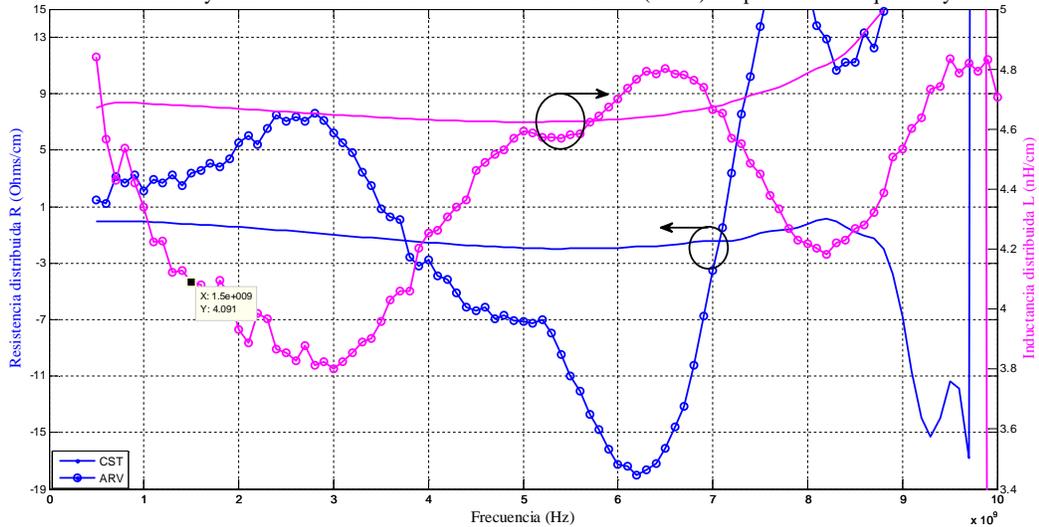


Figura 124. Parámetros distribuidos R y L de la línea de 75  $\Omega$  (8 mm).

Comparación de la conductancia y la capacitancia distribuida en la línea de 75 (8 mm) Ohms Kit proceso de maquinado y simulada en CST

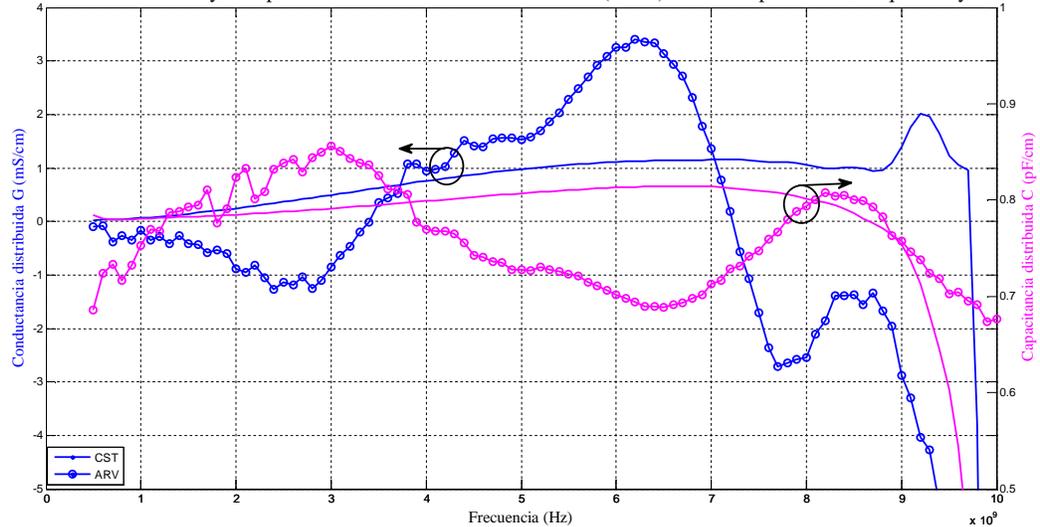


Figura 125. Parámetros distribuidos G y C de la línea de 75  $\Omega$  (8 mm).

Para este caso de la línea de 75  $\Omega$  (8 mm), el valor de la resistencia es aproximadamente constante en datos simulados hasta 8 GHz, mientras que para los datos medidos se tiene una respuesta oscilante en función de la frecuencia. Sin embargo, el valor de la resistencia calculada de datos simulados presenta valores negativos, los cuales no se esperaban. Para el caso de la inductancia, difieren bastante los valores simulados y los medidos, a lo cual (al

igual que la resistencia, R) se puede asociar la variación del valor de impedancia calculada con el método propuesto, donde el valor de  $Z_L$  fue mayor a la predicción del simulador. En lo que respecta a la conductancia y capacitancia (figura 125), el valor de la conductancia presenta diferencias en comportamiento entre las simulaciones y medidas. Para la capacitancia se tiene el mismo caso cuyos valores difieren entre datos simulados en CST y datos medidos. El resultado de simulaciones para R, L, C y G en este caso, predice valores constantes, mientras que los obtenidos de las medidas arrojan una respuesta oscilante en función de la frecuencia.

### 5.3.1.4 Línea de 100 $\Omega$

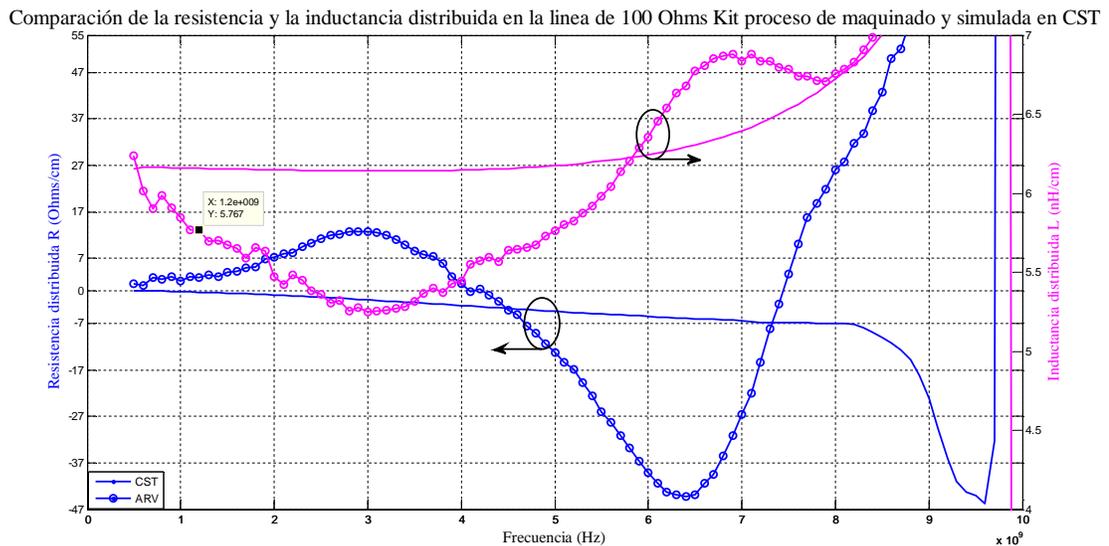


Figura 126. Parámetros distribuidos R y L de la línea de 100  $\Omega$ .

Para la línea de 100  $\Omega$  los valores de resistencia R simulada arroja valores constantes en casi todo el rango de frecuencia (hasta 7 GHz), con valores negativos de R, lo cual es un problema que se abordará posteriormente. Respecto a las medidas, el valor oscila ligeramente respecto a la frecuencia. Por otro lado, la inductancia calculada con datos simulados presenta una respuesta constante con la frecuencia hasta 7 GHz mientras que en las medidas se observa una respuesta que varía con la frecuencia. En la figura 127 el valor

de la conductancia difiere entra datos medidos y datos simulados al igual que en el valor de la capacitancia.

Comparación de la conductancia y la capacitancia distribuida en la línea de 100 Ohms Kit proceso de maquinado y simulada en CST

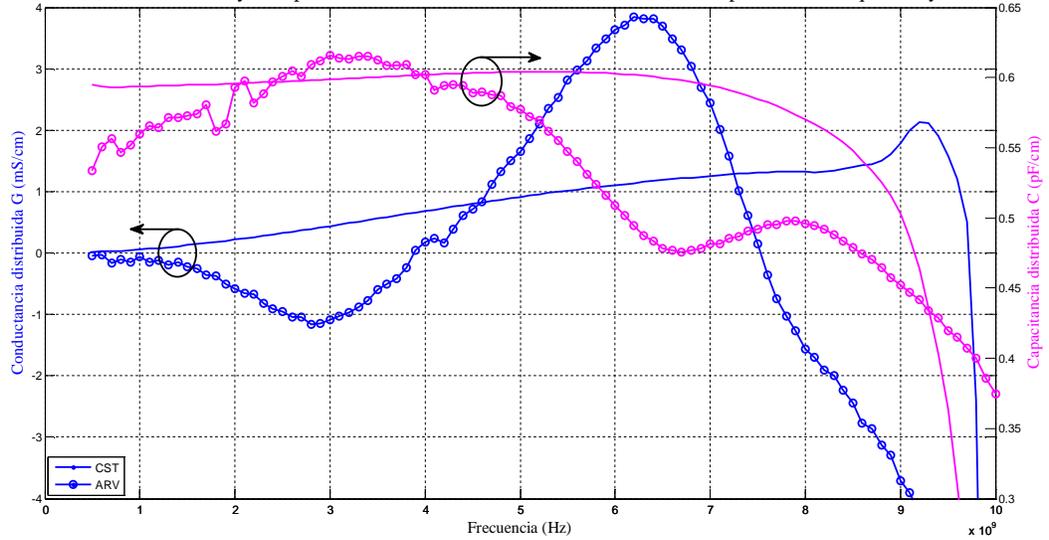


Figura 127. Parámetros distribuidos G y C de la línea de 100 Ω.

### 5.3.1.5 Línea de 75 Ω (12 mm)

Comparación de la resistencia y la inductancia distribuida en la línea de 75 Ohms (12 mm) Kit proceso de maquinado y simulada en CST

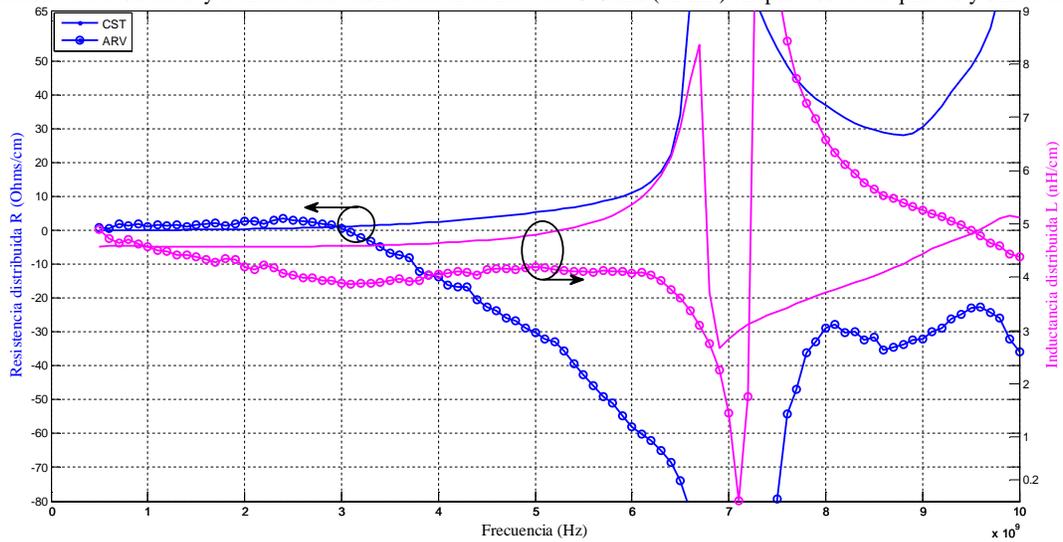


Figura 128. Parámetros distribuidos R y L de la línea de 75 Ω (12 mm).

Para la línea de 75 Ω (12 mm) el valor de la resistencia es similar y constante hasta los 3 GHz a partir de este punto se observa dispersión como se muestra en la figura 128. La inductancia presenta ligeras diferencias entre datos simulados y datos medidos.

Respecto a la figura 129 el comportamiento general de la conductancia es similar a la resistencia, y el capacitor difiere entre datos medidos y datos simulados. Los picos presentes a aproximadamente 7 GHz, son debidos a que se trata de una línea de longitud larga (longitud eléctrica respecto a las líneas anteriores).

Comparación de la conductancia y la capacitancia distribuida en la línea de 75  $\Omega$  (12 mm) Ohms Kit proceso de maquinado y simulada en CST

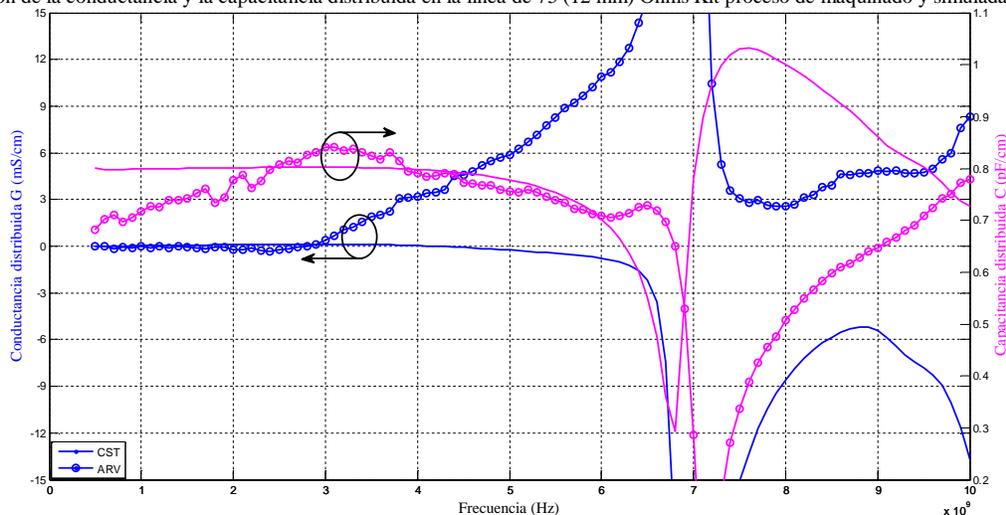


Figura 129. Parámetros distribuidos G y C de la línea de 75  $\Omega$  (12 mm).

En la tabla 13 se muestra un promedio de los valores R, L, G y C de cada una de las líneas. El rango de frecuencia en donde se promedia es de los 500 MHz hasta 1.5 GHz, que es en donde la mayoría de los casos presentan valores constantes.

Tabla 13. Valores de parámetros distribuidos R, L, G y C de las líneas reflectoras caracterizadas.

Línea reflectora.	Resistencia R ( $\Omega$ ).		Inductancia L. (nH)		Conductancia G. (mS)		Capacitancia C. (pF)	
	CST	ARV	CST	ARV	CST	ARV	CST	ARV
15 $\Omega$	0.5727	0.5541	0.8142	0.7156	-2.8	-2.4	4.4474	4.5439
25 $\Omega$	0.7392	0.7187	1.5678	1.3918	-0.9257	-0.6411	2.3234	2.3510
75 $\Omega$ (8 mm)	-0.093	2.6081	4.6826	4.3571	0.0724	-0.279	0.78123	0.75
100 $\Omega$	-0.203	2.6665	6.1587	5.8637	0.06277	-0.1247	0.5939	0.5585
75 $\Omega$ (12 mm)	0.127	1.422	4.5787	4.5789	0.0359	-0.0547	0.7990	0.7167

Para determinar los valores negativos de R obtenidos en las líneas de 75  $\Omega$  (8 mm) y 100  $\Omega$ , analizamos las expresiones de R,L,C y G en función de la parte real e imaginaria de  $Z_L$  y  $\gamma$ .

$$Z_L = \text{real}(Z_L) + j\text{Im}(Z_L). \quad (117)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta. \quad (118)$$

Por tanto realizando  $\frac{\gamma}{Z_L}$  y  $\gamma Z_L$ :

$$\frac{\gamma}{Z_L} = \frac{\alpha + j\beta}{\text{real}(Z_L) + j\text{Im}(Z_L)}. \quad (119)$$

$$\gamma Z_L = (\alpha + j\beta)(\text{real}(Z_L) + j\text{Im}(Z_L)). \quad (120)$$

Considerando que  $\gamma Z_L = R + j\omega L$  y  $\frac{\gamma}{Z_L} = G + j\omega C$  ecuaciones (115) y (116) respectivamente, se tiene que:

$$R = [\alpha \text{Real}(Z_L)] - [\beta \text{Im}(Z_L)]. \quad (121)$$

$$L = \frac{[\alpha \text{Im}(Z_L)] + [\beta \text{Real}(Z_L)]}{\omega}. \quad (122)$$

$$G = \frac{[\alpha \text{Real}(Z_L)] + [\beta \text{Im}(Z_L)]}{[\text{Real}(Z_L)]^2 + [\text{Im}(Z_L)]^2}. \quad (123)$$

$$C = \frac{[\beta \text{Real}(Z_L)] - [\alpha \text{Im}(Z_L)]}{\omega \{[\text{Real}(Z_L)]^2 + [\text{Im}(Z_L)]^2\}}. \quad (124)$$

Analizando el parámetro de resistencia distribuida R en la tabla 13, puede observarse para los datos simulados en CST un valor negativo en la línea de 75  $\Omega$  (8 mm) y en la línea de 100  $\Omega$  que se atribuye a una parte imaginaria positiva y grande de la impedancia  $Z_L$  de estas líneas reflectoras tal como se muestra en la ecuación (121). En lo que respecta a los datos medidos, los valores de R obtenidos para las líneas reflectoras menores a 50  $\Omega$  son

similares a los obtenidos con datos simulados y ambos son menores a la unidad. Sin embargo, para líneas mayores a  $50 \Omega$ , el valor de R sobrepasa la unidad.

Respecto a la inductancia los valores simulados y medidos son muy parecidos aumentando conforme crece el valor de la impedancia  $Z_L$ , lo cual es de esperarse ya el valor de la inductancia es directamente proporcional al valor de  $Z_L$ . Por su parte, los valores de conductancia en magnitud son similares entre los datos simulados y los datos medidos para el caso de las líneas de  $15 \Omega$ ,  $25 \Omega$  y  $75 \Omega$  (12 mm). De la ecuación (123) los valores negativos presentes en este parámetro se atribuyen a que la parte imaginaria de  $Z_L$  es negativa y grande.

Finalmente, los valores de capacitancia C son muy cercanos entre los datos simulados y los datos medidos, y en ambos casos, los valores de C disminuyen conforme se incrementa el valor de la impedancia, es decir, C es inversamente proporcional a  $Z_L$ .

#### ***5.4 Constante dieléctrica efectiva.***

La constante dieléctrica efectiva resulta de la no homogeneidad de la estructura de microcinta (modo de propagación cuasi-TEM), donde la interacción de dos medios dieléctricos provocan que una onda electromagnética se propague con dos velocidades diferentes: una en el aire y otra en el dieléctrico [Medley, 1992].

Para el cálculo de la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia se utiliza la ecuación:

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{\beta c}{2\pi f} \right)^2, \quad (125)$$

dónde:

c es la velocidad de la luz ( $3 \times 10^{10}$  cm/seg).

El valor de la constante dieléctrica efectiva calculada a partir de datos simulados a 5 GHz es de 3.36 mientras que el valor obtenido a partir de datos medidos a la misma frecuencia es de 3.016.

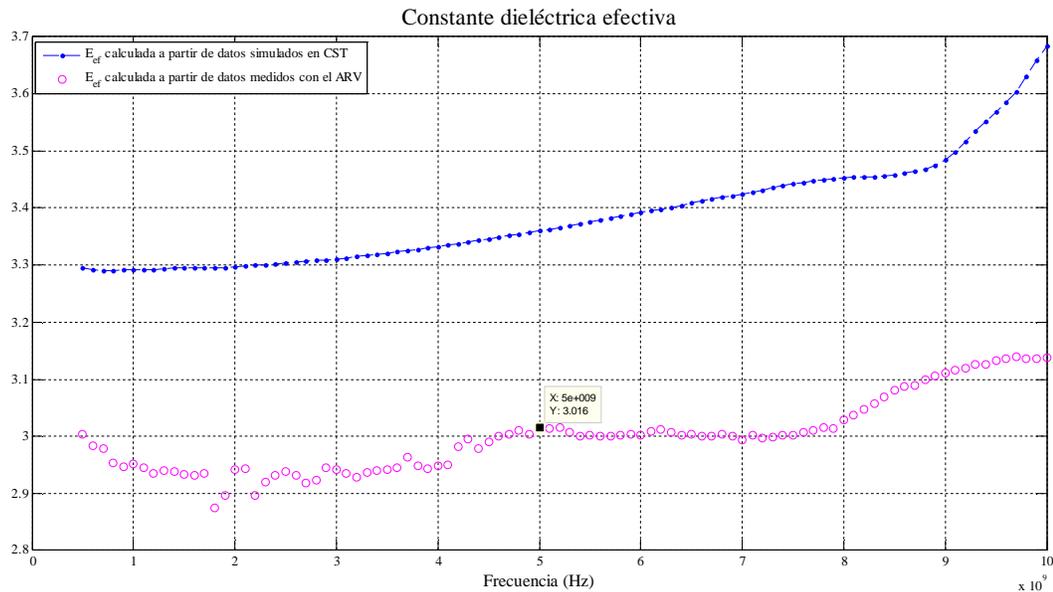


Figura 130. Comparación de la constante dieléctrica efectiva calculada con datos simulados y datos medidos.

Teóricamente el valor de la constante dieléctrica efectiva puede calcularse con la ecuación (10) donde  $W$  y  $h$  corresponden a las líneas de  $50 \Omega$  ya que la constante de propagación que se presenta en la figura 130 se calculó a partir de dos líneas no reflectoras (sección 3.1.3).

Los datos a sustituir en (10) son:  $\epsilon_r = 4.3$ ,  $W = 3.18$  mm. y  $h = 1.6$  mm resultando un valor de  $\epsilon_{eff} = 3.2719$  cuyo valor es cercano tanto al calculado para los datos medidos como para los datos simulados a la frecuencia de diseño.

### 5.5 Aplicación del método propuesto en dispositivos activos (transistor CRF24010F).

Una vez construido y caracterizado el kit de líneas mostrado en las secciones anteriores, en donde los dispositivos bajo prueba son líneas reflectoras se propone caracterizar dispositivos activos, específicamente un transistor de efecto de campo metal-semiconductor de potencia en RF (“MESFET, Metal Semiconductor Field Effect Transistor”) CRF24010F. Este es un dispositivo de carburo de silicio que ofrece alta eficiencia, alta densidad de potencia y un ancho de banda amplio comparado con los transistores de silicio y arseniuro de galio.

### 5.5.1 Breve descripción de los MESFET.

Los transistores de efecto de campo o FET (*Field Effect Transistor*) son denominados de este modo debido a que durante su funcionamiento la señal de entrada crea un campo eléctrico que controla el paso de corriente a través del dispositivo. En su funcionamiento intervienen solo un tipo de portadores: electrones, por lo que son llamados transistores unipolares.

Los transistores MESFET propuestos por Mead en 1966 [Savant, 2000] tienen un funcionamiento similar a los FET, sin embargo desde el punto de vista práctico pueden operar a frecuencias altas, en la región de las microondas. A diferencia de los MOSFET la compuerta está formada por una unión metal-semiconductor de tipo Schottky donde se lleva a cabo el control de flujo de corriente.

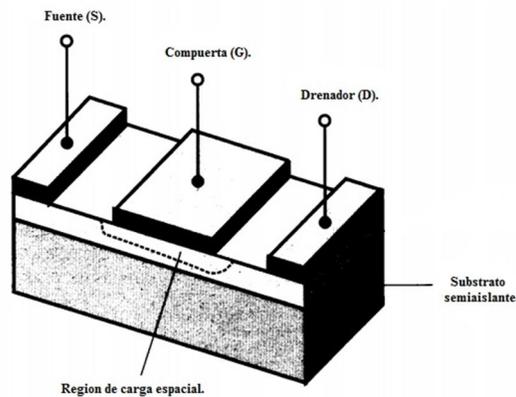


Figura 131. Estructura del transistor MESFET [Savant, 2000, p.168].

La capa epitaxial semiconductor actúa como un canal efectivo para los portadores, ya que está limitado en su parte inferior por un sustrato semi-aislante. Si el canal es de tipo n la compuerta se polariza negativamente, con lo cual se forma una región de carga espacial en el semiconductor, vacío de portadores, que controla la anchura efectiva del canal mediante el control del flujo de corriente (figura 131).

La operación del dispositivo puede entenderse considerando la figura 132. Incrementando el voltaje de drenador fuente  $V_{DS}$  se incrementa el flujo de corriente indicado por la región A (figura 132c). El comportamiento de  $V_{DS}$  es lineal y sigue directamente las características de velocidad-campo del semiconductor para el cual el

dispositivo ha sido fabricado. Si el valor de  $V_{DS}$  se incrementa tal que se alcance el valor de la condición de saturación se tiene la en la región B (figura 132c) [Bahl, 2003].

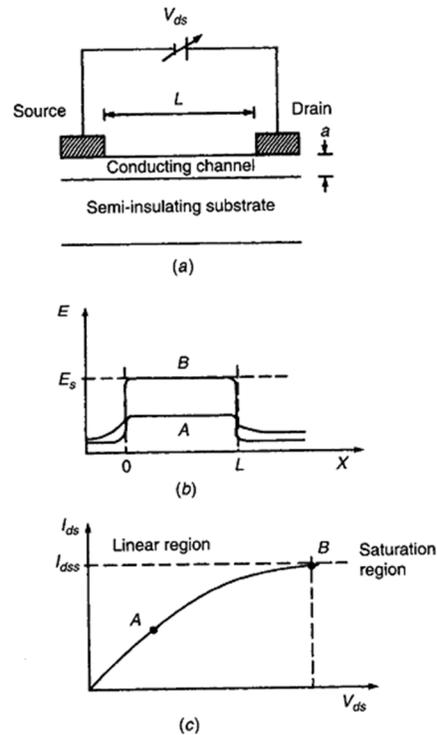
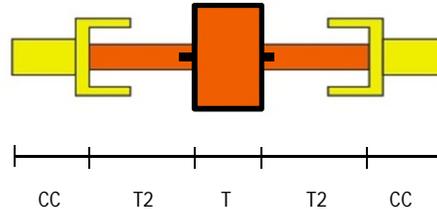


Figura 132. a) Sección transversal del dispositivo sin compuerta . b) Campo eléctrico para la estructura polarizada en lineal. c) Curva característica  $I_{DS}$ - $V_{DS}$  de un MESFET. [Bahl, 2003, p.344].

### 5.5.2 Configuración para la medición de dispositivos activos.

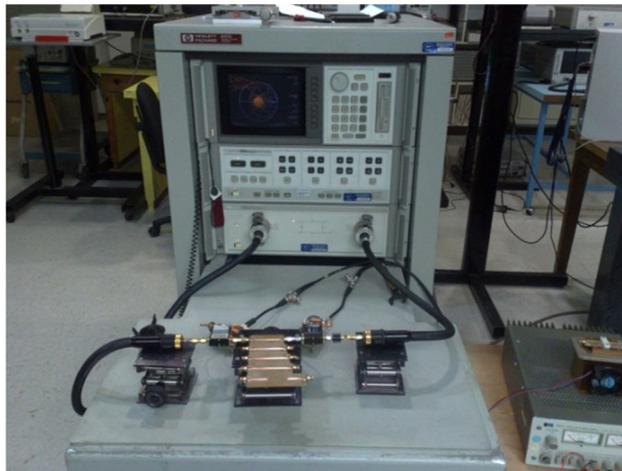
El procedimiento que se utilizó para obtener los resultados de esta sección fue tomar el “*thru*” del kit construido mostrado en la figura 88 separándolo en dos líneas y colocando el transistor que se desea medir en la sección media en vez de la línea reflectora tal como se muestra en la figura 133. Sin embargo, por cuestiones de dimensiones del disipador elaborado previamente para medir el transistor (transistor de potencia) no se pudo tomar el “*thru*” del kit de la figura 88 y por ende tampoco las líneas no reflectoras de longitud mayor contenidas en el mismo kit, por esta razón se optó por elaborar un conjunto de líneas

nuevo con un “*thru*” y líneas no reflectoras de longitud mayor en lugar de modificar la base con el disipador tal como se muestra en la figura 134.



**Figura 133. Arreglo utilizado para medir el transistor CRF24010F.**

Donde CC es el conector coaxial, T2 es el “*thru*” dividido en dos y T es el transistor que se desea medir.



**Figura 134. Conjunto de líneas utilizadas para calibrar el dispositivo bajo prueba medido con el ARV.**

Es importante mencionar que aplicando el método propuesto en este trabajo de tesis, del transistor sólo pueden obtenerse los parámetros de dispersión  $S_{21}$  y  $S_{12}$ . Para este caso, los parámetros de transmisión directa ( $S_{21}$ ) y transmisión inversa ( $S_{12}$ ) son diferentes debido a que el transistor es un dispositivo activo.

La medición del transistor como se muestra en la figura 135 se realiza con el ARV, en donde se observa que es necesario agregar ciertos dispositivos para evitar que el equipo sea dañado por lo niveles de potencia obtenidos en el puerto de salida. En este sentido se colocó un atenuador de 20 dB entre la salida del transistor y la entrada al puerto 2. Así

mismo, se utilizaron dos T de polarización, una a la entrada y otra a la salida del transistor. La T de polarización tiene como función aislar las entradas de DC y RF una de otra. La figura 136 muestra el arreglo experimental para la obtención de los parámetros de dispersión del transistor.

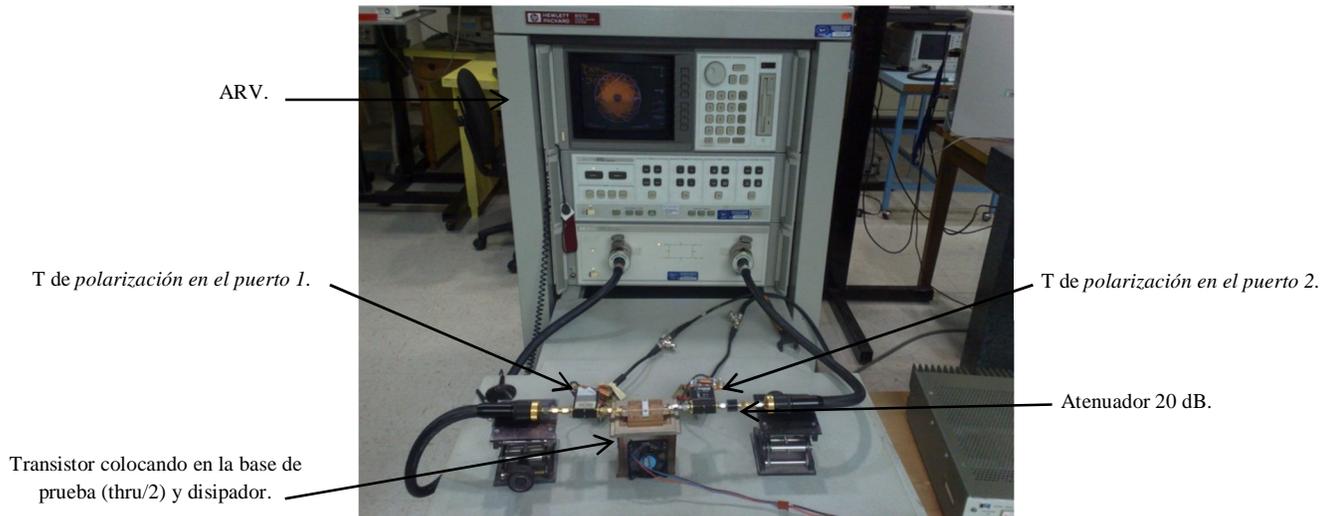


Figura 135. Arreglo experimental en el ARV del transistor CRF24010F en la región ohmica.

Los valores de voltaje utilizados para ubicar al transistor en la región ohmica fueron: voltaje de compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ) variable de -10 V para el caso 1, -9 V para el caso 2, -8 V para el caso 3 y -7 V para el caso 4, así como un voltaje constante de drenador-fuente ( $V_{DS}$ ) de 40 V para los cuatro casos.

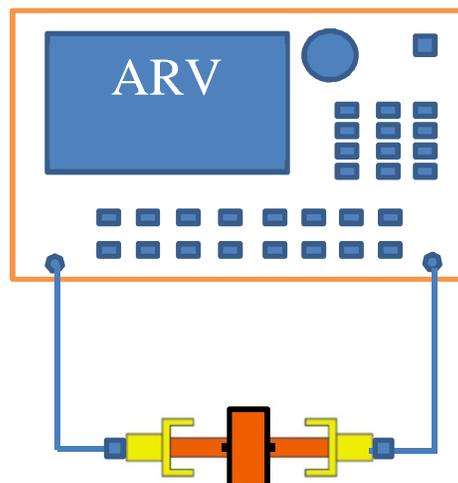


Figura 136. Conexión al ARV del transistor CRF24010F apagado polarizado en directa.

Previo a la medida del transistor en la región ohmica se midió el transistor apagado polarizado en directo considerando un valor de  $V_{DS}$  constante de 0 V con una corriente de compuerta constante de  $I_G$  1 mA para el caso 1,  $I_G$  2 mA para el caso 2 e  $I_G$  3 mA para el caso 3. Para este caso no fue necesario utilizar atenuador ni T de polarización externa ( se utiliza la T de polarización interna del ARV) ya que en esta región el canal del transistor se encuentra cerrado por lo que no tiene ganancia y la señal que llega al puerto 2 es de baja potencia. La conexión se realizó tal como se muestra en la figura 136.

### ***5.5.3 Resultados obtenidos del $S_{21}$ , $S_{12}$ del transistor CRF24010F y cálculo de la constante de propagación ( $\gamma$ ) con el método de dos líneas a partir de líneas no reflectoras.***

Una vez realizadas las conexiones pertinentes mostradas en las figuras 134 y 135 se realizó la medición de los parámetros de dispersión con el ARV sin calibrar de la estructura completa es decir, incluyendo los conectores coaxiales (o cualquier elemento considerado en la medida como cables, interruptores, etc), transiciones planares ( líneas no reflectoras) y el transistor, así como la conexión de la figura 2 utilizando líneas no reflectoras del kit de calibración para la determinación de  $\gamma$  con el método de dos líneas. Los parámetros “S” obtenidos se utilizan para el cálculo de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$  del dispositivo bajo prueba (transistor) los cuales se obtienen de la implementación del método propuesto en el capítulo 3 en Matlab y se comparan con la técnica TRL.

#### ***5.5.3.1 Transistor MESFET CRF24010F apagado en polarización directa.***

El transistor apagado polarizado en directa se alimenta con un valor de  $V_{DS}$  igual a cero y se varió la corriente de compuerta  $I_G$  de 1 mA a 3 mA en intervalos de 1. La conexión realizada para su medición con el ARV se muestra en la figura 136.

Como puede observarse en la figura 137 el parámetro de transmisión muestra una ausencia de transmisión entre el puerto 1 y el puerto 2 lo cual es de esperarse cuando el transistor se encuentra apagado polarizado en directa (canal cerrado), es decir, para estas condiciones de  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$  el parámetro  $S_{21}$  muestra el aislamiento entre ambos puertos el cual es considerable para este caso.

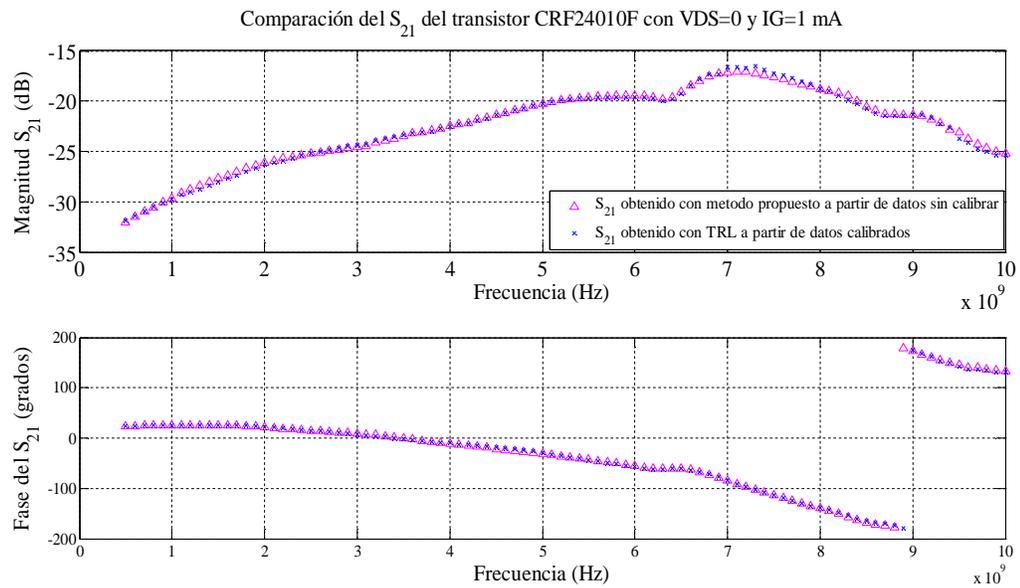


Figura 137. Parámetro de transmisión directo  $S_{21}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=0$  V  $I_G=1$  mA.

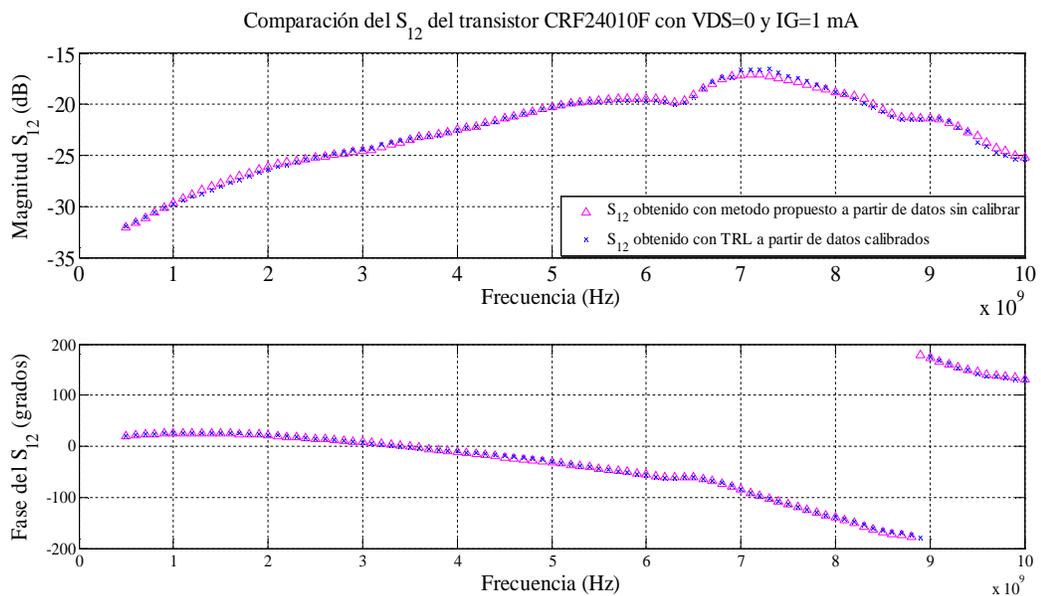


Figura 138. Parámetro de transmisión inverso  $S_{12}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=0$  V  $I_G=1$  mA.

Cuando el transistor está apagado el dispositivo muestra simetría entre el parámetro  $S_{21}$  y  $S_{12}$  por lo que en la figura 138 se observa muestra un resultado similar al analizado en la figura 137 es decir, el  $S_{12}$  muestra el aislamiento entre ambos puertos.

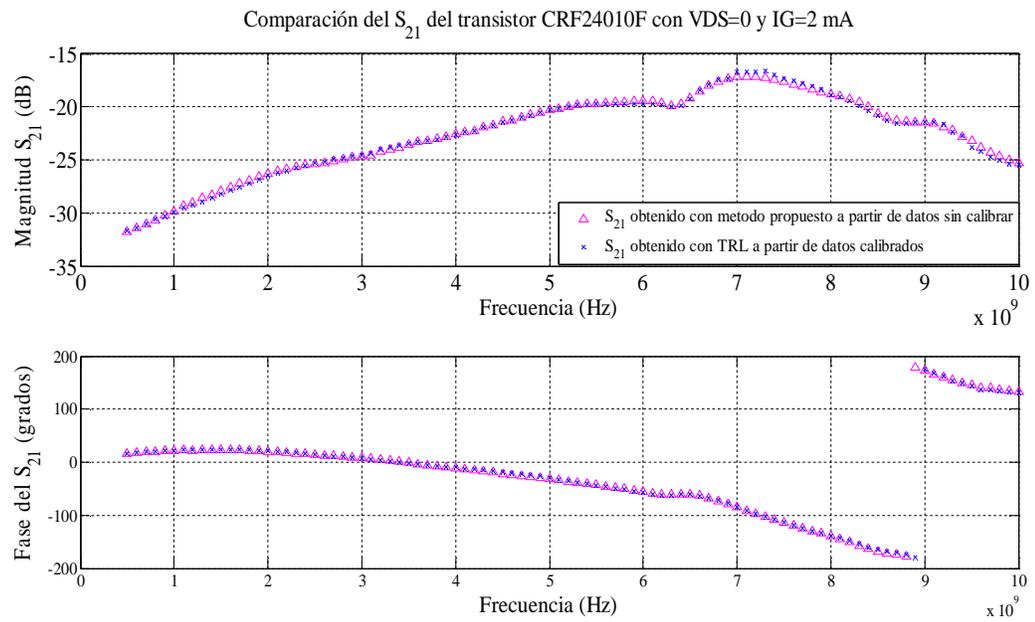


Figura 139. Parámetro de transmisión directo  $S_{21}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=0$  V  $I_G=2$  mA.

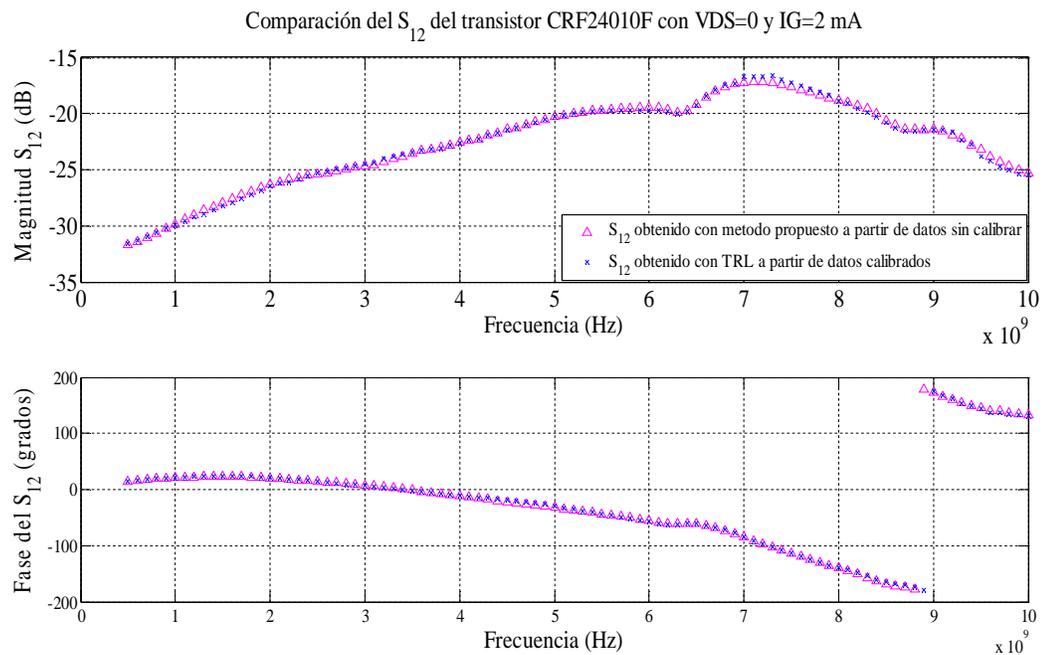


Figura 140. Parámetro de transmisión inverso  $S_{12}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=0$  V  $I_G=2$  mA.

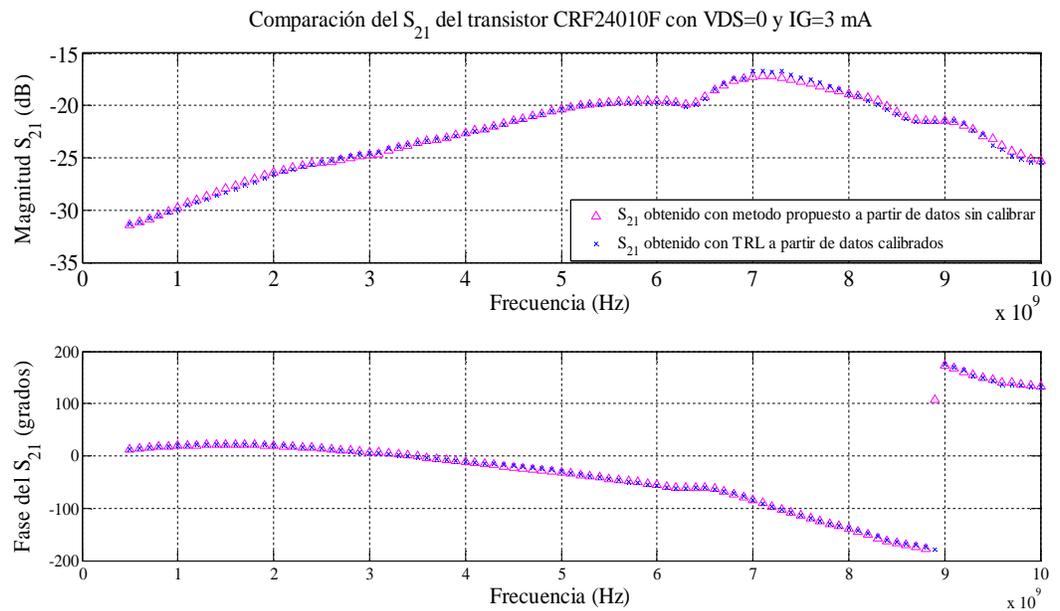


Figura 141. Parámetro de transmisión directo  $S_{21}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=0$  V  $I_G=3$  mA

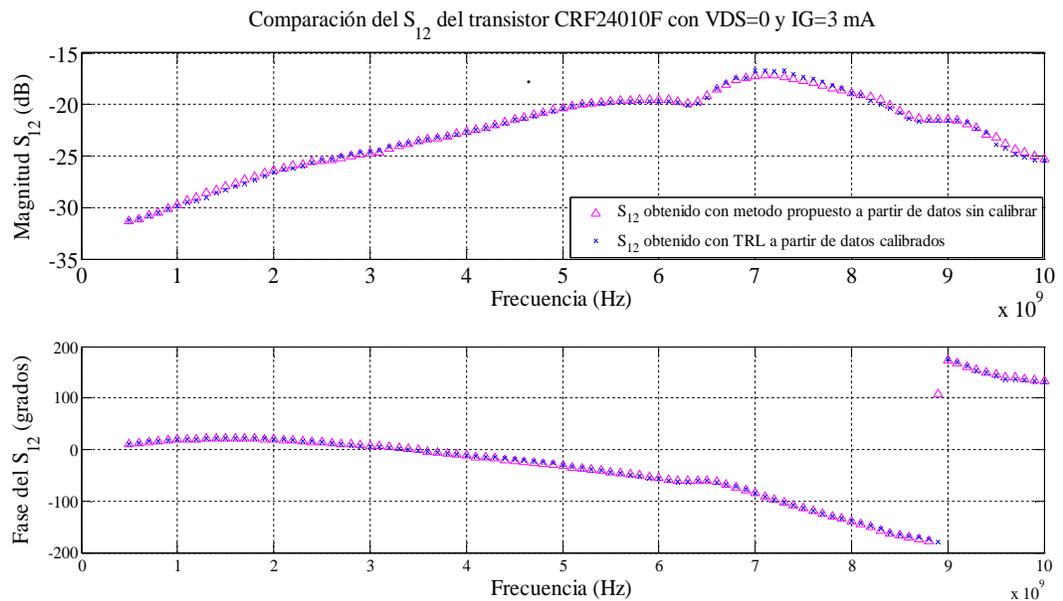


Figura 142. Parámetro de transmisión inverso  $S_{12}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=0$  V  $I_G=3$  mA.

En las cuatro figuras anteriores se mantiene el voltaje  $V_{DS}$  igual a cero y se varía la corriente de compuerta  $I_G$  a 2 mA y 3 mA cuyo resultado tanto en el parámetro  $S_{21}$  como  $S_{12}$  no varía respecto a los resultados mostrados en las figuras 137 y 138 ya que la variación

de corriente de compuerta es muy pequeña y  $S_{21}$  y  $S_{12}$  siguen presentando el mismo comportamiento e indican el aislamiento entre el puerto de entrada y salida del transistor.

### 5.5.3.2 Transistor MESFET CRF24010F en la región óhmica.

Para colocar al transistor en su región lineal se utiliza un valor de  $V_{DS}$  igual a 40 V y se varía el voltaje  $V_{GS}$  de -10 V a -7 V en intervalos de 1. La conexión realizada para medirlo con el ARV se muestra en la figura 135.

Cuando se aplica un voltaje de polarización al transistor bajo estudio, dicho dispositivo empieza a funcionar de acuerdo a las características de  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$  en la región lineal, por tanto el parámetro de transmisión directo (que se define como la relación entre la señal en el puerto 2 respecto a la señal en el puerto 1) es mayor a 0 dB en determinado intervalo de frecuencia, lo que indica que el dispositivo presenta ganancia. Dependiendo del valor de  $V_{GS}$  y claro de  $V_{DS}$  en este caso con valor fijo (40 V) se tiene una mayor o menor ganancia en función de qué tan abierto o cerrado se encuentre el canal del transistor. Por su parte el parámetro de dispersión en inversa  $S_{12}$  indica el aislamiento presente cuando la señal viaja del drenador es decir, del puerto 2 al puerto 1.

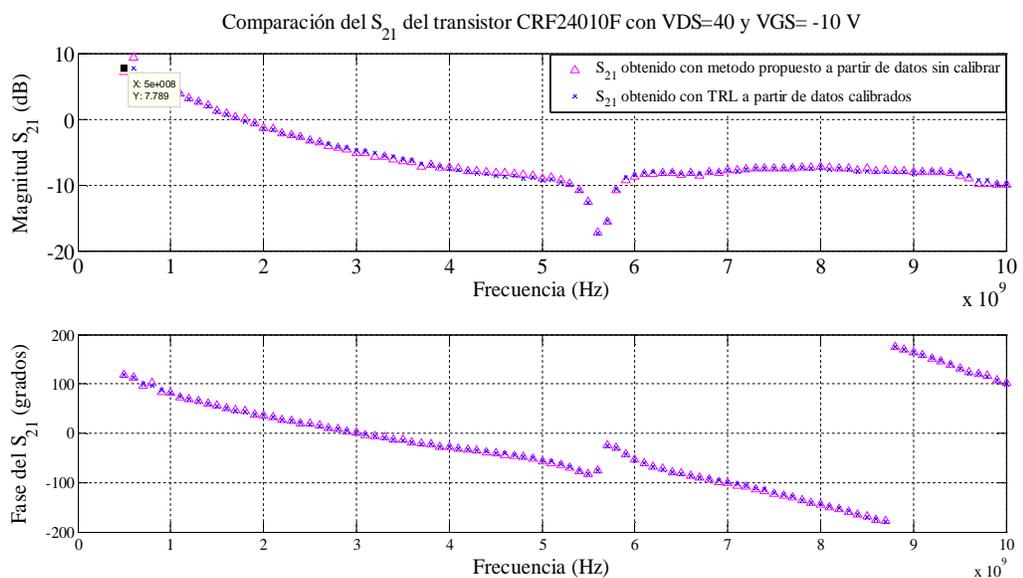


Figura 143. Parámetro de transmisión directo  $S_{21}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=40$  V  $V_{GS}=-10$  V.

En la figura 143 se muestra la respuesta del transistor MESFET con  $V_{DS} = 40 \text{ V}$  y  $V_{GS} = -10 \text{ V}$  donde para estos valores el transistor presenta una ganancia máxima de 7.789 dB a 500 MHz y decae conforme aumenta la frecuencia.

A partir de 8 GHz el dispositivo ya no tiene ganancia ( $S_{21} < 0 \text{ dB}$ ), dicho punto de frecuencia es menor a la que indica el fabricante (frecuencia máxima de operación 2.7 GHz). Sin embargo, como se verá más adelante la frecuencia de operación es mayor para otros puntos de polarización.

En lo que respecta a la figura 144 se puede observar el aislamiento del transistor bajo las condiciones de polarización mencionadas previamente. El valor del  $S_{12}$  corresponde a -19 dB cuando la ganancia es máxima.

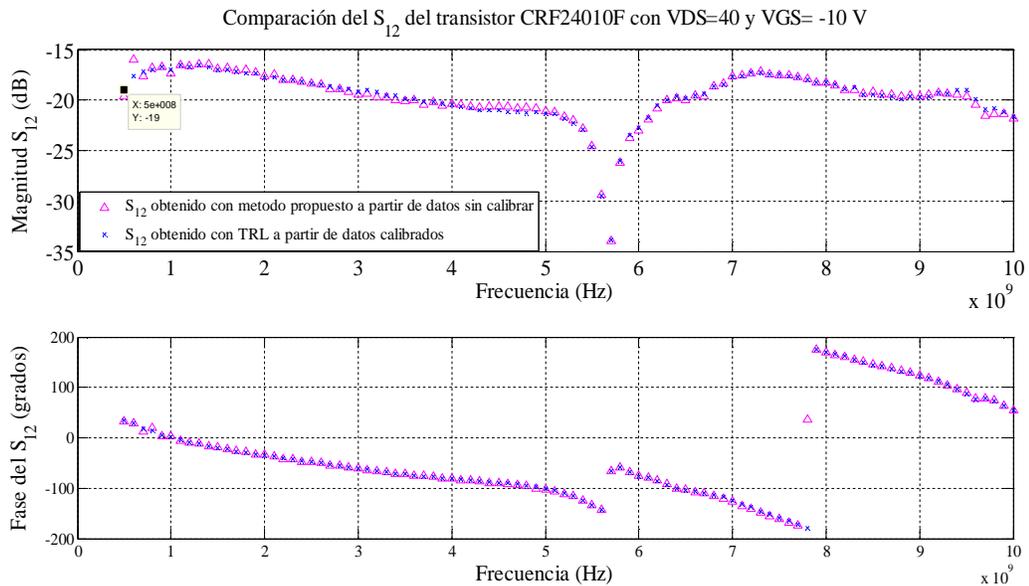


Figura 144. Parámetro de transmisión inverso  $S_{12}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=40 \text{ V}$   $V_{GS}= -10 \text{ V}$ .

Para la figura 145 el valor de  $V_{DS}$  permanece constante y para este caso se aumenta el valor de  $V_{GS}$  a  $-9 \text{ V}$ , con lo cual aumenta la ganancia en  $S_{21}$  de 7.789 dB a 13.84 dB cuyo efecto se atribuye a que  $V_{GS}$  es menos negativo lo cual se observa a los 500 MHz al igual que en los casos anteriores.

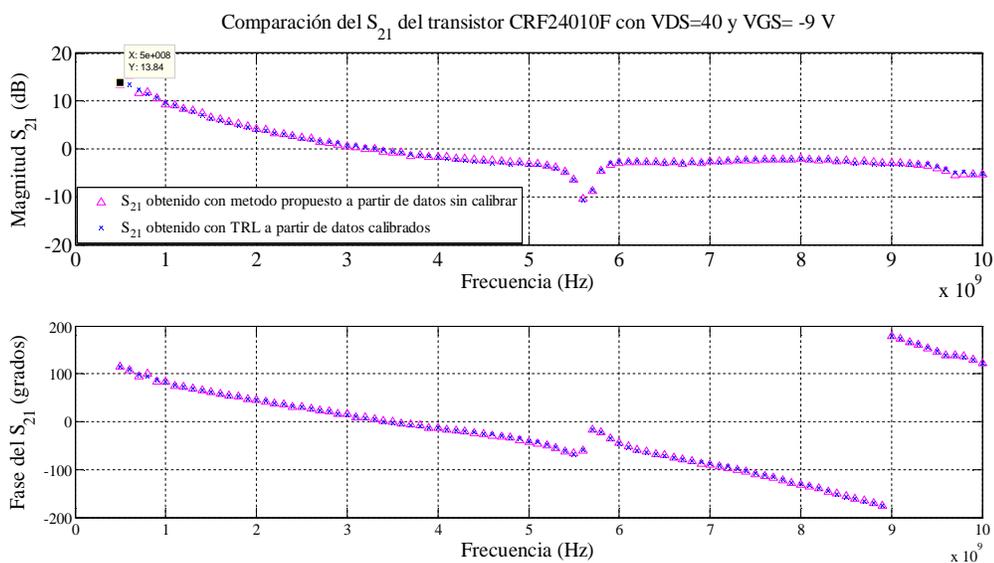


Figura 145. Parámetro de transmisión directo  $S_{21}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=40$  V  $V_{GS}=-9$  V.

En la figura 146 se observa que el aislamiento es de  $-22.06$  dB cuyo valor es mayor que en el caso anterior. En lo que respecta a la figura 148 se observa que la ganancia ( $S_{21}$ ) en el punto de frecuencia de  $500$  MHz arroja su máximo valor el cual es de  $15.18$  dB el cual es mayor si se compara con el caso anterior.

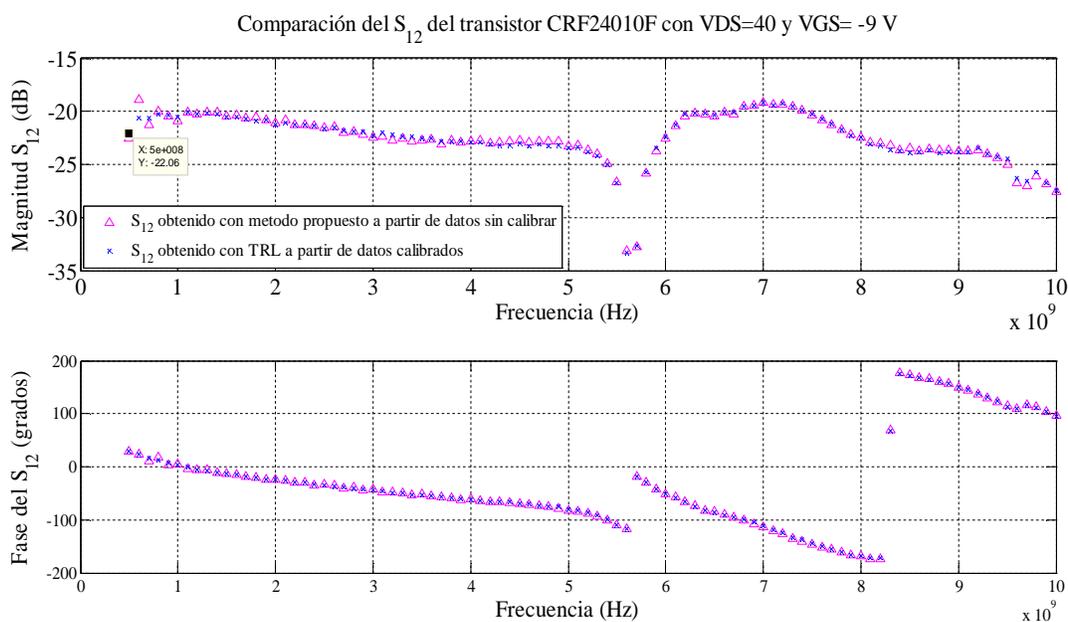


Figura 146. Parámetro de transmisión inverso  $S_{12}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=40$  V  $V_{GS}=-9$  V.

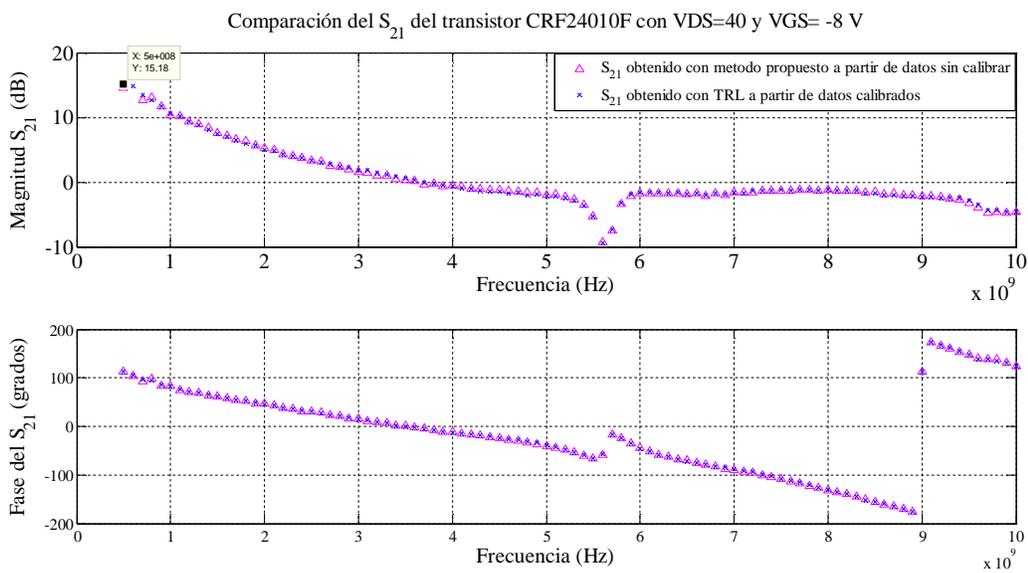


Figura 147. Parámetro de transmisión directo  $S_{21}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=40$  V  $V_{GS}=-8$  V.

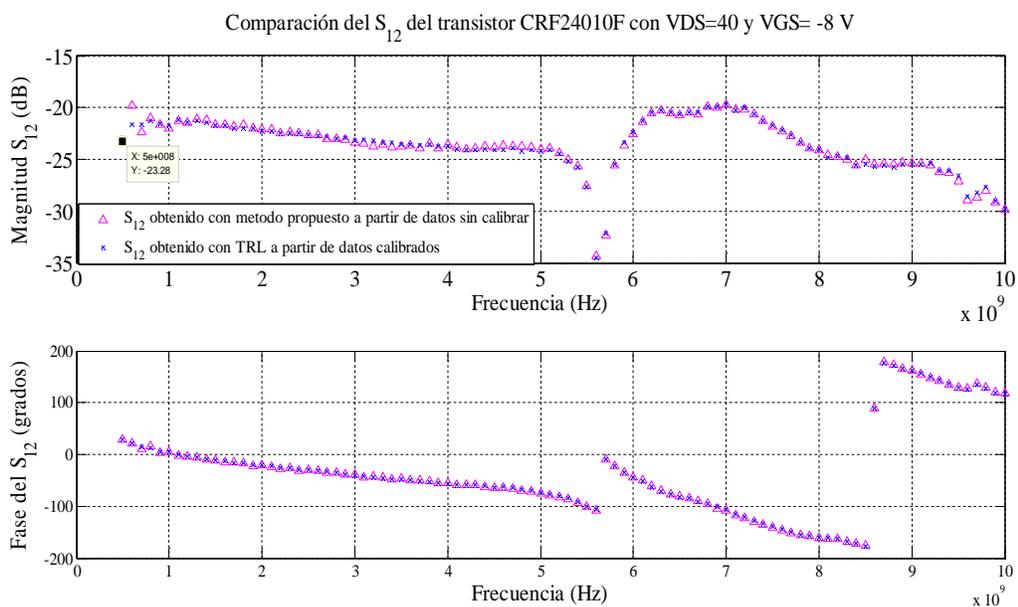


Figura 148. Parámetro de transmisión inverso  $S_{12}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=40$  V  $V_{GS}=-8$  V.

Al aumentar el valor de  $V_{GS}$  a  $-8$  V en las figuras 147 y 148 puede observarse como la ganancia y el aislamiento aumentan si se comparan con los resultados mostrados en las figuras anteriores, siendo  $S_{21}$  de 15.18 dB y  $S_{12}$  de -23.28 dB.

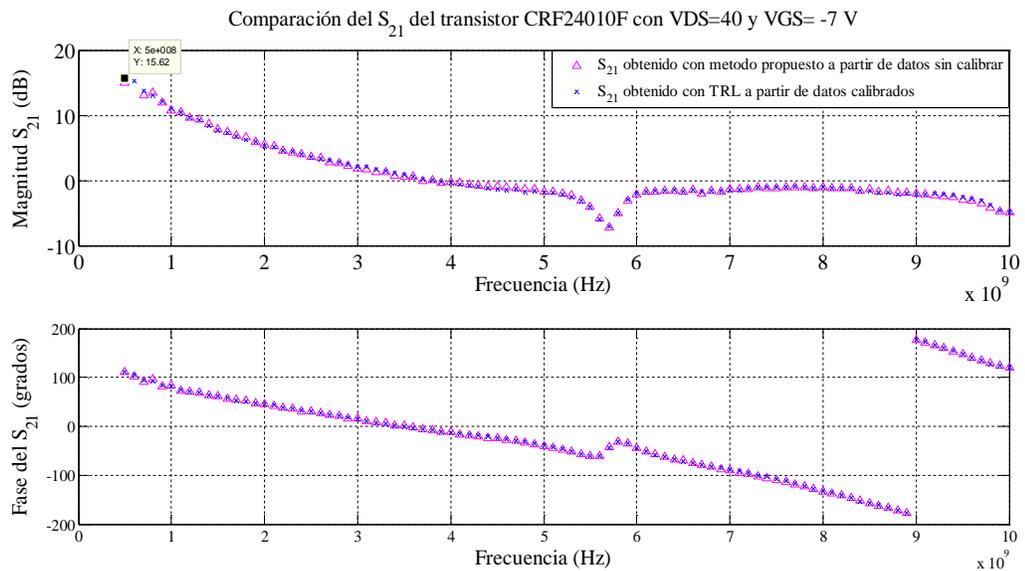


Figura 149. Parámetro de transmisión directo  $S_{21}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=40$  V  $V_{GS}=-7$  V.

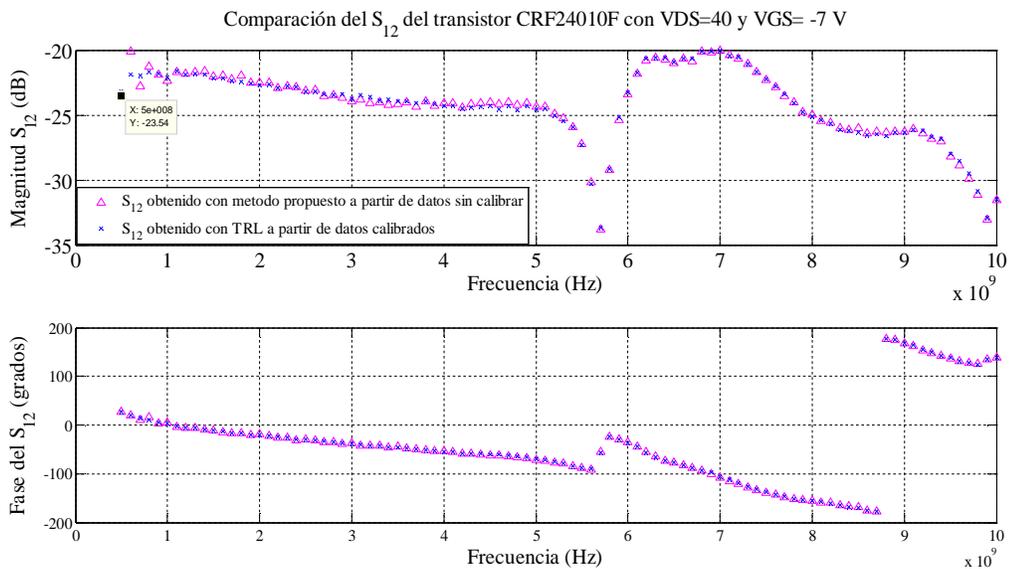


Figura 150. Parámetro de transmisión inverso  $S_{12}$  del transistor MESFET CRF24010F  $V_{DS}=40$  V  $V_{GS}=-7$  V.

Finalmente, al aumentar el valor de  $V_{GS}$  nuevamente los valores en ganancia se incrementan a 15.62 dB y el aislamiento a -23.54 dB aunque en menor proporción que en los casos anteriores.

Como se pudo observar en los casos anteriores mientras el voltaje de compuerta  $V_{GS}$  sea más negativo la región de carga espacial más se ensancha estrechando el canal

semiconductor razón por la cual  $I_{DS}$  será menor a través del canal cuando más negativo sea  $V_{GS}$  y por tanto se tendrá una menor ganancia que en valores de  $V_{GS}$  más positivos.

### 5.5.3.3 Constante de propagación ( $\gamma$ ) calculada a partir del método de dos líneas del kit de calibración elaborado para la medición del transistor CRF24010F.

En la figura 151 se muestra la comparación entre la constante de atenuación y la constante de fase del kit de calibración (figura 134) utilizado para medir el transistor en dos diferentes condiciones de conexión (figura 135 y 136). El comportamiento en ambas condiciones es similar ya que se trata del mismo kit de calibración. Sin embargo, en la constante de atenuación puede observarse, para el montaje del transistor en la región ohmica, ciertos picos que no coinciden con los puntos de la gráfica que representa el montaje del transistor apagado, lo cual se atribuye a que al conectar una mayor cantidad de dispositivos al transistor (atenuador y las T de polarización externas), las fuentes de error por conexión aumentan (presión insuficiente al apretar con la llave utilizada para la conexión).

Ambas constantes indican las pérdidas y la variación de fase por unidad de longitud.

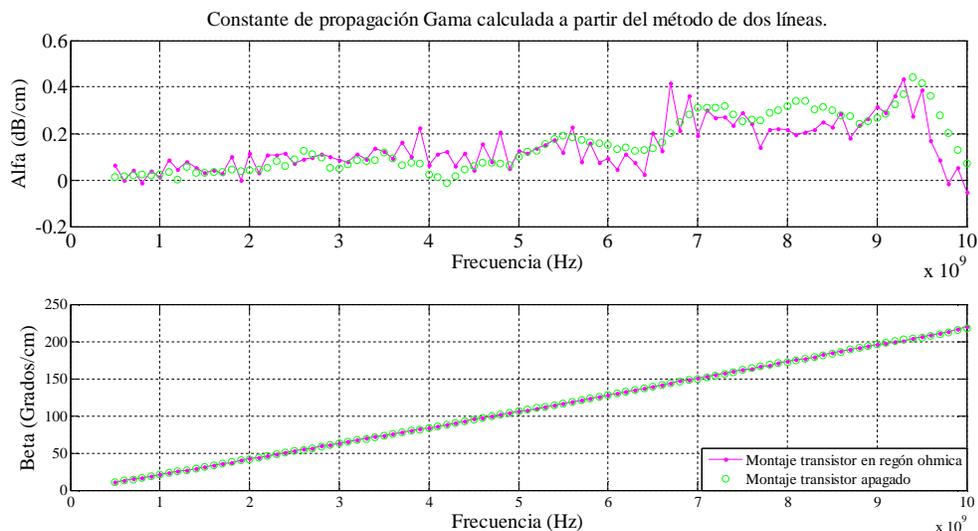


Figura 151. Comparativa de la constante de propagación obtenida con el método de dos líneas colocando el montaje para el transistor apagado y el montaje para el transistor en la región óhmica.

## *Capítulo 6*

---

### *Conclusiones, aportaciones y trabajo a futuro*

---

En este trabajo se caracterizaron líneas de impedancia arbitraria incrustadas en líneas no reflectoras mediante el método de dos líneas y el método propuesto en el capítulo 3 de éste trabajo de tesis. Los valores de la impedancia característica se obtuvieron mediante un simulador electromagnético (CST) y mediante la medida de las líneas de microcinta con el ARV y su posterior análisis en Matlab.

#### **6.1 Conclusiones.**

Al inicio de este trabajo de tesis se establecieron las condiciones del sustrato y el conductor a utilizar para la fabricación de las líneas tanto reflectoras como no reflectoras del kit diseñado y construido para este trabajo. El conocimiento previo de la respuesta del diseño elaborado con las características de sustrato y conductor establecidas es de vital importancia para realizar cambios al diseño antes de la construcción en dado caso de que se presenten problemas. Para ello se utilizan simuladores electromagnéticos los cuales emulan el comportamiento del dispositivo a caracterizar bajo condiciones similares a las que tendrán al momento de medirlo en el ARV. Dichos simuladores (ADS y CST) se utilizaron ampliamente a modo de obtener las condiciones óptimas de simulación (es decir, aquellas que se asemejaran a las condiciones de medición real) mediante las recomendaciones del fabricante así como la realización de pequeñas pruebas bajo distintos parámetros en los simuladores, concluyendo que ciertas características tales como la precisión, el mallado y el tipo de puerto dependen de las estructuras que se esté analizando electromagnéticamente. Una vez obtenidas las condiciones óptimas de simulación se analizaron electromagnéticamente, cada una de las líneas utilizadas en el kit fabricado con la técnica de maquinado, utilizando CST ya que se deseaba simular el conector coaxial en 3D. Los

resultados de la impedancia de las líneas reflectoras con valor mayor a  $50 \Omega$  ( $75 \Omega$  y  $100 \Omega$ ) presentaron valores muy cercanos al valor diseñado en el rango de frecuencia de 45 MHz a 7 GHz (aproximadamente). Sin embargo, al observar el comportamiento de las líneas reflectoras menores a  $50 \Omega$  ( $15 \Omega$  y  $25 \Omega$ ), la impedancia presenta valores menores a los diseñados en este mismo rango de frecuencias. Estos resultados se atribuyen al efecto capacitivo presente en ambas líneas lo que se debe a la concentración de campos eléctricos lo que se interpreta en el análisis electromagnético como un ancho mayor para la línea reflectora. Estos problemas están asociados al escalón presente cuya solución se aborda mediante expresiones matemáticas mostradas en el capítulo 2. Utilizando la técnica de compensación mostrada en el capítulo 2, las dimensiones de los anchos de las líneas reflectoras menores a  $50 \Omega$  se reducen respecto a las dimensiones de los valores de diseño lo cual provoca un incremento en el valor de la impedancia cuyo valor se acerca al valor diseñado obtenido con LineCalc.

Al obtener la respuesta típica de una línea de transmisión en los simuladores electromagnéticos con valores alrededor de los diseñados, se construyeron con el proceso de maquinado y posteriormente midieron las líneas fabricadas utilizando el ARV. Este último proceso de construcción resulta de gran utilidad para dispositivos planares donde su funcionamiento depende de las dimensiones del circuito (dispositivos de microondas). Las líneas medidas con el ARV cuyos valores son menores a  $50 \Omega$  presentan valores muy cercanos a los obtenidos a partir de la simulación en CST, sin embargo después de los 6 GHz su valor empieza a alejarse del valor diseñado, razón por la cual se dice que son dispersivas a partir de este punto de frecuencia, es decir, sus parámetros primarios R,L,C, y G varían con la frecuencia. Por su parte, las líneas mayores a  $50 \Omega$  presentan valores cercanos a los diseñados, especialmente la línea de  $100 \Omega$  y la de  $75 \Omega$  de 12 mm de largo. Estas líneas presentan dispersión a partir de los 9 GHz, lo cual indica que los parámetros primarios son constantes a lo largo de las líneas hasta aproximadamente 9 GHz. En lo que respecta a la línea de  $75 \Omega$  de 8 mm de largo, se obtuvo un comportamiento con valores por encima del esperado con la simulación. Por esta razón se midieron físicamente las líneas del kit con un microscopio, resultando dimensiones similares a las indicadas en el diseño con un porcentaje de error no mayor al 3 %. Al observar que el error en las dimensiones es

mínimo y que la simulación predice un resultado que no es el obtenido con las medidas realizadas con el ARV se concluye que el problema de esta línea radica en una ligera variación de las propiedades del sustrato, las cuales pueden ser la permitividad del material o bien las pérdidas tangenciales, para los cuales sólo se necesita una variación del 2 % para variar el comportamiento de la impedancia diseñada.

Finalmente en lo que respecta a la medida realizada con el ARV del transistor CRF24010F, puede concluirse que el método propuesto en este trabajo de tesis funciona correctamente para dispositivos activos obteniendo sus parámetros de dispersión  $S_{21}$  y  $S_{12}$ . Además de los elementos necesarios para la medición de dispositivos activos, se consideran un par de líneas no reflectoras extras así como un corto circuito a fin de utilizarlos como estándares para la aplicación de otra técnica de calibración (TRL) con la que se obtiene el  $S_{21}$  y el  $S_{12}$  del dispositivo bajo prueba y con estos se valida el método propuesto en este trabajo de tesis.

## **6.2 Aportaciones.**

- Para la caracterización de líneas de transmisión uniformes en microcinta se analizaron los resultados de dichos circuitos, tales como la impedancia característica y los parámetros de dispersión  $S_{21}$  y  $S_{12}$
- Se obtuvieron  $Z_L$ ,  $S_{21}$  y  $S_{12}$  mediante un análisis matricial expresado en parámetros ABCD.
- Se compensó el efecto capacitivo en las líneas de 15  $\Omega$  y 25  $\Omega$  mediante expresiones matemáticas logrando disminuir fuertemente dicho efecto en las líneas fabricadas con el proceso de maquinado en las líneas reflectoras de 15  $\Omega$  y 25  $\Omega$  (valores de diseño).
- Se midieron los parámetros de dispersión  $S_{21}$  y  $S_{12}$  de dispositivos activos logrando una buena respuesta del método ante este dispositivo.

## **6.3 Trabajo a futuro.**

- Diseño del kit con un sustrato diferente (permitividad mayor, cambio de  $h$  y  $t$ ) a fin

de evitar las ondas radiadas y favorecer las ondas guiadas a través de la microcinta, logrando con ello transmitir la mayor cantidad de la señal por la cinta con una buena distribución de campos magnéticos y eléctricos (especialmente este último).

- Uso de “*tapers*” para obtener un escalón pequeño, logrando con ello una transición más suave en el cambio de impedancia de  $50 \Omega$  a la línea reflectora como dispositivo bajo prueba, lo cual llevaría a una correcta distribución del campo eléctrico lo que significa disminuir al mínimo el efecto capacitivo eliminando así la necesidad de compensar las líneas diseñadas con las expresiones del capítulo 2.
- Diseño de un anillo metálico en la transición coaxial-microcinta a fin de canalizar la energía del coaxial a la cinta, disminuyendo la pérdida de la señal por radiación al momento de transferirse a la microcinta.
- Generalizar el cálculo de la impedancia de una línea de transmisión arbitraria mediante el análisis de bipuertos para su aplicación a cualquier tipo de dispositivo.
- Aplicación del método propuesto en el capítulo 3 a otras tecnologías planares tales como guía de onda coplanar, línea ranurada y microcinta encerrada.

---

## *Referencias bibliográficas*

---

- Bahl I., Bhartia P. (2003). Microwave solid state circuit design. Hoboken, New Jersey, Wiley.
- Bogatin E. (2011). Essential principles of signal integrity. IEEE microwave, for the microwave & wireless engineer. Volume 12. Number 5. P. 34 – 41.
- Cheng J., Li E., Chou W. & Huang K. (2011). Improving the high-frequency performance of coaxial-to-microstrip transitions. IEEE transactions on microwave theory and techniques. Volume 59. Number 6. P. 1468 – 1477.
- CST (2006). CST microwave studio: getting started. Framingham, Massachusetts, CST GMBH.
- CST (2006). CST microwave studio: tutorials. Framingham, Massachusetts, CST GMBH.
- Edwards T.C. (1981). Foundations for microstrip circuit design. Chichester, West Sussex, Wiley.
- Engen G.F., Hoer C.A. (1979). Thru-Reflect-Line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic analyzer. IEEE transactions on microwave theory and techniques. Volume 27. Number 12. P. 987-993.
- Fooks E.H., Zakarevicius R.A. (1990). Microwave engineering using microstrip circuits. New York, NY, Prentice Hall.
- González G. (1984). Microwave transistor amplifiers analysis and design. Upper Saddle River, New Jersey, Prentice Hall.
- Gupta K.C. (1974). Microwave integrated circuits. New Delhi, Delhi. Wiley.
- Gupta, K.C (1983). Microondas. Mexico, D.F., Limusa.
- Gupta K.C., Garg R. & Bahl I.J. (1979). Microstrip lines and slotlines. Dedham, Massachusetts, Artech House.
- Hoffman R.K. (1987). Handbook of microwave integrated circuits. Norwood, Massachusetts, Artech House.

- Hong G. J, Lancaster M.J (2001). Microstrip filters for RF/Microwave applications. New York, NY, Wiley.
- Janezic M.D., Jargon J.A. (1999). Complex permittivity determination from propagation constant measurements. IEEE microwave and guided wave letters. Volume 9. Number 2. P. 76-78.
- Johnson H. (2011). High speed digital design. IEEE microwave, for the microwave & wireless engineer. Volume 12. Number 5. P. 42 – 50.
- Ma R., Han G., Chen X. & Zhang W. (2010). Calibrating an arbitrary test fixture for a symmetric device by three measurements. IEEE transactions on instrumentation and measurement. Volume 59. Number 1. P. 145 – 152.
- Mack C.A., Mahoney P. M. (1993). Cost Analysis of Lithographic Characterization: An Overview. Optical/Laser Microlithography VI, Proc., SPIE. Volume 1927. Number 3. P. 827-832.
- Mangan A.M., Voinigescu S.P. (2006). De-embedding transmission line measurement for accurate modeling of IC design. IEEE transactions on electron devices. Volume 53. Number 2. P. 235-241.
- Medley M. W. Jr (1992). Microwave and RF circuits: Analysis, Synthesis and Design. Norwood, Massachusetts, Artech House.
- Miranda Pantoja J. M., Sebastián Franco J.L, Sierra Pérez M. & Margineda Puigpelat J. (2002). Ingeniería de microondas. Técnicas experimentales. Madrid, Prentice Hall.
- Narita K., Kushta T., (2006). An accurate experimental method for characterizing transmission lines embedded in multilayer printed circuits board. IEEE transactions on advanced packaging. Volume 29. Number 1. P. 114-121.
- Pozar David. M. (1998). Microwave engineering. New York, NY, Wiley.
- Ramesh G., Bahl I.J.(1978). Microstrip discontinuities. International journal of electronics. Volume 45. Number 1. P. 81-87.
- Reynoso-Hernandez J.A (2003). Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines. IEEE Xplore. Volume 13. Number 8. P. 351 – 353.
- Reynoso- Hernández J.A., Estrada-Maldonado F. (2000). Broadband determination of two-port transmission ( $S_{21}, S_{12}$ ) parameters of PHEMT's embedded in transmission lines. IEEE Xplore. Volume 37. Number 5. P. 1-4.

- Reynoso- Hernández J.A., Insunza- González E.(2001). A straightforward de-embedding method for devices embedded in test fixtures. *IEEE Xplore*. Volume 39. Number 3. P. 1-5.
- Rizzi, P.A. (1988). *Microwave engineering. Passive circuits*. New York, NY, Prentice Hall.
- Rolain Yves, Van Moer Wendy, Jargon Jeff & Degroof Don (2007). On peculiarities of S-parameters measurements. *IEEE Xplore*. Volume 56. Number 5. P. 1967 – 1972.
- Savant C.J Jr., Roden M. S. & Carpenter G. (2000). *Diseño electrónico. Circuitos y sistemas*. Long Beach, California, Prentice Hall.
- Soares G. (1988). *GaAs MESFET circuit design*. Norwood, Massachusetts, Artech House.
- Tri T.H. (1981). *Solid state microwave amplifier design*. New York, NY, Wiley.
- Torres R., Romo G., Armenta L. & Horine B. (2008). Analytical characteristic impedance determination method for microstrip lines fabricated on printed circuit boards. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. Volume 19. Number 1. P. 60–68.
- Vendelin G.D., Pavidio A.M. & Rhode U.L. (1990). *Microwave circuit design: Using linear and nonlinear techniques*. New York, NY, Wiley.
- Zúñiga-Juárez J.E. (2003). *Evaluación de modelos no-lineales para PHEMT's*". (Tesis de maestría, Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California). Recuperada de: <http://www.biblioteca.cicese.mx>).
- Zúñiga-Juárez J.E., Reynoso-Hernandez J.A., Loo-Yau J.R. & Maya-Sanchez M.C. (2011). An improved two-tier L-L method for characterizing symmetrical microwave test fixture. *Measurement*. Volume 44. Number 9. P. 1491-1498.
- Zúñiga-Juárez J.E., Reynoso-Hernández J.A., Zárate -de Landa A. (2008). A new method for determining the characteristic impedance  $Z_c$  of transmission lines embedded in symmetrical transitions. *IEEE Microwave Theory and Techniques Society (MTT-S). Microwave Symposium Digest*. P. 52-55.

## Anexo A.

### Parámetros de redes de dos puertos.

#### A.1. Parámetros "S" o de dispersión.

Los parámetros de dispersión describen los puertos de entrada y salida de una caja negra en términos de ondas incidentes y ondas reflejadas. A altas frecuencias no es posible medir voltajes o corrientes (tal como se requiere para otros parámetros como son los Z, Y, ABCD [Tri, 1981], los cuales se obtienen en condiciones de corto circuito o circuito abierto en alguno de los puertos de la red), además las condiciones de corto circuito y circuito abierto son muy difíciles de lograr, debido a los efectos capacitivos e inductivos asociados a estos. Algunas redes eléctricas presentan inestabilidad al presentar este tipo de condiciones en los puertos. Por lo anterior, se conectan cargas adaptadas en los puertos al momento de caracterizarlos [Fooks, 1990].

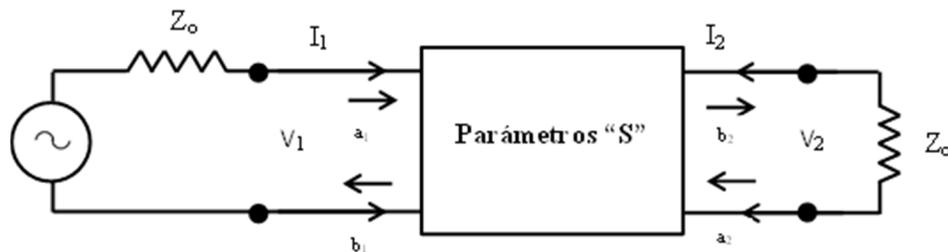


Figura 1. Representación del bipuerto con parámetros S [Tri, 1981].

La matriz que representa la red mostrada en la figura 1 se escribe como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

En base a la ecuación (1) se presentan las ecuaciones generales de parámetros S:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2. \quad (2)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \quad (3)$$

Para obtener los valores de los parámetros de dispersión se aplican a las ecuaciones (2) y (3) las condiciones de  $a_1=0$  o  $a_2=0$  las cuales se logran cargando los puertos con impedancias iguales a la impedancia característica  $Z_0$ , tal como se muestra a continuación:

Entonces el coeficiente de reflexión a la entrada  $S_{11}$ :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0}$$

Coeficiente de transmisión directo  $S_{21}$ :

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0}$$

Coeficiente de transmisión inverso:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0}$$

Coeficiente de reflexión a la salida:

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0}$$

Estos parámetros presentan una relación entre ondas incidentes y ondas reflejadas, razón por la cual se les conoce como coeficientes de reflexión y transmisión.

### ***A.2 Parámetros ABCD o cascada.***

Estos parámetros también son conocidos como parámetros cadena, ya que relaciona la corriente y el voltaje de la entrada con la corriente y voltaje de la salida, lo cual permite caracterizar redes de dos puertos conectadas en cascada simplemente multiplicando las matrices individuales de la red. En este caso son utilizadas las condiciones de corto circuito y circuito abierto son para este caso utilizadas [Tri, 1981].

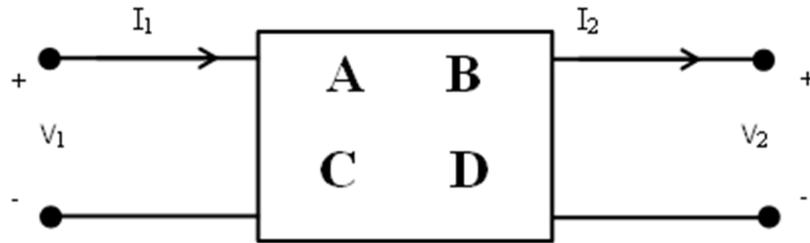


Figura 2. Representación del bipuerto con parámetros ABCD [Tri, 1981].

La matriz de parámetros ABCD de un bipuerto está representada como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Escribiendo las ecuaciones de los parámetros ABCD:

$$V_1 = AV_2 + BI_2. \quad (5)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2. \quad (6)$$

Aplicando las condiciones de circuito abierto y corto circuito se tiene que:

Función de transferencia de voltaje en circuito abierto.

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0}$$

Impedancia de transferencia en corto circuito:

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0}$$

Admitancia de transferencia en circuito abierto:

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0}$$

Función de transferencia de corriente en corto circuito:

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0}$$

Estos parámetros tienen una aplicación para redes en cascada lo cual resulta muy conveniente para el caso que en este tema de tesis compete, ya que se tienen tres líneas planares (microcinta) en cascada (línea no reflectora, dispositivo bajo prueba, línea no reflectora). En la figura 123 muestran dos redes de dos puertos en cascada.

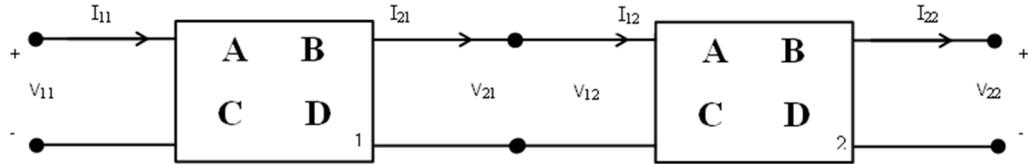


Figura 3. Representación de bipuertos con parámetros ABCD en cascada [Tri, 1981].

La primera red está representada como:

$$\begin{bmatrix} V_{11} \\ I_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{21} \\ I_{21} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

En tanto que la segunda red se representa tal como se muestra en la ecuación (8):

$$\begin{bmatrix} V_{12} \\ I_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{22} \\ I_{22} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

En la figura 123 se puede observar que:

$$\begin{bmatrix} V_{21} \\ I_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{12} \\ I_{12} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Sustituyendo la ecuación (7) en (8) se tiene que:

$$\begin{bmatrix} V_{11} \\ I_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{22} \\ I_{22} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

La matriz que representa los dos puertos puede expresarse como:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_2 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Generalizando para una red en cascada [González, 1984]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_3 \end{bmatrix} \cdots \cdots \begin{bmatrix} A & B \\ C & D_n \end{bmatrix}. \quad (12)$$

### A.3 Parámetros T o de transferencia.

Como se mencionó en el apartado anterior para este tema de tesis se utilizan parámetros en cascada, ABCD. Por otro lado, para redes de alta frecuencia bajo esta misma condición (dos bipuertos en cascada), también es posible analizarlas en términos de ondas reflejadas y ondas incidentes de manera similar a los parámetros de dispersión y a los parámetros ABCD sin caer precisamente en ninguno de ellos [Tri, 1981].

En la figura 124 se muestra la representación de parámetros T en función de ondas viajeras.

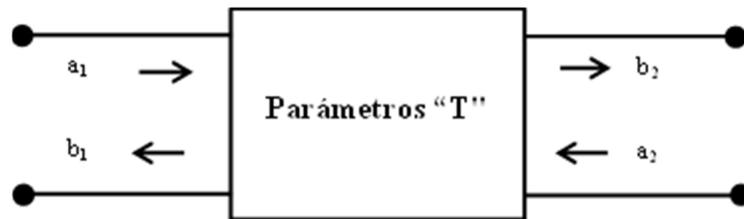


Figura 4. Representación del bipuerto con parámetros T [Tri, 1981].

La representación matemática del bipuerto con parámetros T está definida como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Expresando sus ecuaciones:

$$b_1 = T_{11}a_2 + T_{12}b_2. \quad (14)$$

$$a_1 = T_{21}a_2 + T_{22}b_2. \quad (15)$$

Al igual que en los parámetros "S", los parámetros "T" se obtienen haciendo cero  $a_2$  y  $b_2$ . En este caso, hacer  $a_2$  es sencillo, ya que basta con cargar al puerto de salida una carga de igual impedancia a  $Z_0$ . Sin embargo no es posible hacer  $b_2 = 0$  a menos que  $a_1$  también lo sea. Por esta razón, estas consideraciones matemáticas no se pueden implementar mediante

mediciones con equipo adecuado, pero lo que sí es posible obtener los parámetros T mediante transformaciones de otros parámetros como los “S” que si pueden medirse con el ARV [Tri, 1981].

Considerando que en las ecuaciones (14) y (15)  $b_2 = 0$

$$T_{11} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{b_2 = 0}$$

$$T_{21} = \frac{a_1}{a_2} \Big|_{b_2 = 0}$$

Ahora considerando que en las ecuaciones (14) y (15)  $a_2 = 0$

$$T_{12} = \frac{b_1}{b_2} \Big|_{a_2 = 0}$$

$$T_{22} = \frac{a_1}{b_2} \Big|_{a_2 = 0}$$

Los parámetros T también son conocidos como parámetros de transferencia ya que relacionan los puertos de entrada y de salida, por lo cual también pueden aplicarse a dos redes en cascada, como se muestra en la siguiente figura.

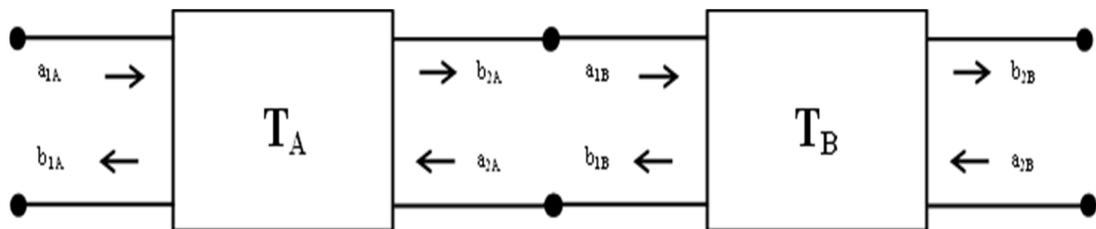


Figura 5. Representación de bipuertos con parámetros T en cascada [Tri, 1981].

Para la red A, se tiene la siguiente representación matricial:

$$\begin{bmatrix} b_{1A} \\ a_{1A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11A} & T_{12A} \\ T_{21A} & T_{22A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2A} \\ b_{2A} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

En tanto que para la red B, la expresión matricial es:

$$\begin{bmatrix} b_{1B} \\ a_{1B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11B} & T_{12B} \\ T_{21B} & T_{22B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2B} \\ b_{2B} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

De la figura 5 pueden observarse las siguientes igualdades:

$$\begin{bmatrix} b_{1B} \\ a_{1B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{2A} \\ b_{2A} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Entonces, sustituyendo (17) en (16), se tiene la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} b_{1A} \\ a_{1A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11A} & T_{12A} \\ T_{21A} & T_{22A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11B} & T_{12B} \\ T_{21B} & T_{22B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2B} \\ b_{2B} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Finalmente, se presenta la multiplicación de la expresión (19) la cual queda como:

$$\begin{bmatrix} b_{1A} \\ a_{1A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11T} & T_{12T} \\ T_{21T} & T_{22T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2B} \\ b_{2B} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Por tanto, los parámetros que pueden medirse con el ARV son los parámetros “S”, los cuales posteriormente son transformados a parámetros “T” o parámetros “ABCD” según sea lo que se requiera conocer.

## ***Anexo B.***

---

### ***CST (Computer Simulation Technology).***

---

Como se observó en el capítulo 4, ciertos parámetros fueron elegidos mediante una serie de pruebas realizadas en CST. Sin embargo, otros parámetros de simulación fueron elegidos mediante los procedimientos indicados en la teoría dada por el fabricante a través de sus tutoriales. En este anexo se abordan esos puntos que quedaron pendientes de explicar en el capítulo correspondiente a las simulaciones en esta herramienta electromagnética.

CST es un paquete computacional, que tiene herramientas de diseño y de optimización de operación de dispositivos en un amplio rango de frecuencias. Entre los beneficios que ofrece, se encuentra el entorno de diseño integrado el cual brinda un acceso total a un rango de soluciones tecnológicas. Comprende diversas subdivisiones especializadas en un área determinada. Está formado por:

CST EM STUDIO® (CST EMS) : Es una herramienta fácil de usar para el diseño y análisis de aplicaciones electromagnéticas estáticas y de baja frecuencia tales como motores, sensores, actuadores, transformadores, etc.

CST PARTICLE STUDIO® (CST PS) : Ha sido desarrollado para la simulación totalmente coherente de partículas libres en movimiento cargadas. Sus aplicaciones incluyen tubo de rayos catódicos, magnetrones y campos de estela.

CST CABLE STUDIO™ (CST CS) : Para la simulación de integridad de la señal y análisis EMC/EMI (compatibilidad electromagnética e interferencia electromagnética) de arneses de cable.

CST PCB STUDIO™ (CST PCBS): Para la simulación de integridad de la señal y EMC/EMI de circuitos impresos.

CST MPhysics Studio™ (CST MPS) : Para el análisis de estrés (tensión, presión, etc.) térmico y mecánico.

CST Design Studio™ (CST DS): Es una herramienta versátil que facilita la co-simulación electromagnética y la síntesis de circuitos en 3D.

CST Microwave Studio® (CST MWS): Es una herramienta especializada para la simulación en tres dimensiones para componentes que trabajan a altas frecuencias. Está basado en el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo. Permite un análisis de alta frecuencia de dispositivos como antenas, filtros, acopladores, estructuras planas o de múltiples capas.

En la siguiente sección se destacan los parámetros de simulación elegidos de acuerdo a la información brindada por el fabricante y que mejor se amolda a las condiciones de este tema de tesis.

### ***B.1 Puertos en CST.***

La definición adecuada de los puertos, es esencial para calcular con precisión los parámetros “S”. En la configuración de medición (figura 2), el dispositivo bajo prueba necesita conectarse al analizador de redes con una cantidad mínima de reflexión, lo que significa que las impedancias tanto a la salida del ARV como a la entrada del dispositivo bajo prueba debe estar adaptada de otro modo, puede ser imprecisa. Al igual que en el caso de la medición, una mala elección del puerto en la simulación puede dar resultados errados de parámetros de dispersión. CST propone dos tipos de puertos los cuales son conocidos como puertos discretos y puertos de guía de onda, los cuales se describen a continuación.

#### ***B.1.1 Puertos discretos.***

Estos puertos consisten en un elemento concentrado único en el medio y dos cables conductores perfectos. Proveen de una manera conveniente y flexible para conectar los puertos para una estructura dada. La precisión de la simulación, normalmente es suficiente cuando el tamaño de puerto discreto, es un décimo de la longitud de onda o incluso

menos. Este tipo de puertos se usa frecuentemente para alimentar en puntos de fuente para antenas o para terminaciones de líneas de transmisión de muy baja frecuencia.

### ***B.1.2 Puertos de guía de onda.***

Este tipo de puerto, simula una guía de onda de longitud infinita conectada a la estructura. Los resultados más precisos, pueden obtenerse usando los puertos de guía de onda (“*waveguides ports*”). Estos puertos normalmente proveen muy bajos niveles de reflexión o distorsión y son la mejor elección cuando se requiere una alta precisión.

La forma más sencilla de definir los puertos de guía de onda que cubren totalmente la cara de la frontera del dominio de cálculo, es usar la opción “full plane” o planos completos.

## ***B.2 Tipos de simulación en CST.***

CST brinda dos opciones de análisis de acuerdo a las necesidades del usuario. A continuación se describen brevemente las condiciones bajo las cuales se utiliza cada uno de ellos.

### ***B.2.1 Solucionador transitorio o “transient solver”.***

Este análisis provee una resolución electromagnética del dispositivo en un amplio ancho de banda en una sola simulación, lo cual resuelve la eficiencia para las aplicaciones de más alta frecuencia, tales como, conectores líneas de transmisión, filtros, antenas y más. Por tanto, es óptimo para cualquier dispositivo que quiera simularse en un amplio rango de frecuencias.

### ***B.2.2 Solucionador en el dominio de la frecuencia o “frequency domain solver”.***

Se elige cuando se tienen ancho de banda angostos y se desea hacer un análisis en puntos específicos de frecuencia.

## ***B.3 Precisión de la simulación en CST.***

El cálculo de los parámetros S es principalmente afectado por dos fuentes de imprecisiones numéricas tales como los errores de truncamiento numérico introducidos por el intervalo de

simulación en tiempo finito así como imprecisiones que surgen de la resolución de mallado finito. CST ofrece tres tipos de precisión, las cuales al incrementarse, aumentan la precisión de la simulación así como del tiempo de cálculo de esta misma.

Precisión moderada -30 dB.

Precisión alta -40 dB.

Precisión muy alta. -50 dB o más.

#### ***B.4 Mallado del dispositivo en CST.***

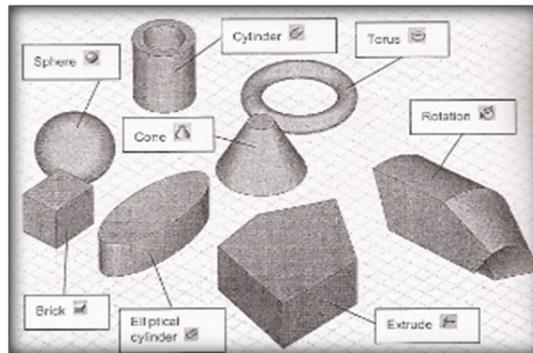
La resolución del mallado influye en los resultados que se obtienen de la simulación. Para esto, CST cuenta con un sistema experto, basado en el análisis de la geometría de la figura, con lo cual identifica las partes donde el comportamiento electromagnético es crítico para el dispositivo. El mallado es refinado automáticamente en esta región. Debido a la complejidad de los problemas electromagnéticos, este enfoque puede no ser capaz de determinar todos los dominios críticos en la estructura. Por tanto, en ocasiones es necesario refinar toda la estructura de manera manual, lo cual brinda una mayor precisión en los resultados pero sacrificando un tiempo de cómputo muy grande.

#### ***B.5 Tamaño de la caja de simulación en CST.***

El requerimiento mínimo es de al menos cinco veces la altura del sustrato. Para fines de la simulación, se usó una distancia de 25, buscando con ello simular las condiciones lo más parecido posible a las líneas cuando sean construidas y medidas.

#### ***B.6 Formas en CST.***

Una de las herramientas de diseño que presenta CST es a través de las formas que trae definidas el simulador, tales como esfera, bloque, cilindro, toro (anillo), cilindro elíptico, polígono, rotación y cono, tal como se muestra en la figura 126.



**Figura 6. Formas CST [CST design studio, 2006].**

Sin embargo, no son estas formas las que hacen que en este simulador electromagnético puedan elaborarse complejas formas, sino las operaciones booleanas que con ellas pueden operarse. Estas operaciones son las de agregar, sustraer, intersectar e insertar, las cuales se ejemplifican claramente en la figura 127 [CST design studio, 2006].



Agregar bloque a la esfera.

Subtraer la esfera del bloque.

Intersectar el bloque en la esfera.

Recortar esfera (insertar bloque dentro de la esfera).

Insertar esfera dentro del bloque (recortar bloque)

**Figura 7. Operación booleanas en CST [CST design studio, 2006].**

## ***Anexo C.***

---

### ***ADS (Advanced Design System).***

---

Como se observó en el capítulo 4, ciertos parámetros fueron elegidos mediante una serie de pruebas realizadas en ADS. Sin embargo, otros parámetros de simulación fueron elegidos mediante información proporcionada por el fabricante a través de sus tutoriales. En este anexo se abordan esos puntos que quedaron pendientes de explicar en el capítulo correspondiente a las simulaciones en esta herramienta electromagnética.

En ADS se tiene la opción de colocar diferentes tipos de puertos, que pueden ser, single, internal, differential, coplanar, common mode, y ground reference. El uso de cada uno de ellos se muestra a continuación.

#### ***C.1 Puerto calibrado o “single”.***

Puerto calibrado. Se considera que los puertos están perfectamente adaptados. Sólo se pueden ubicar en los extremos de las estructuras. Se aplican a capas (layers) tipo strip y slots. El puerto single, tiene las siguientes consideraciones:

- 1) Se conecta a un objeto que se encuentra en capas tipo strip o slots.
- 2) Sólo se puede ubicar en el extremo del objeto.
- 3) El puerto es externo y calibrado. Es decir, se remueve cualquier efecto reactivo, considerando puertos totalmente adaptados.
- 4) El plano de referencia del puerto se puede mover hacia delante o atrás especificando un offset en el plano de referencia.
- 5) Cuando dos o más puertos single están en el mismo plano de referencia se consideran los posibles acoplamientos entre ellos.

- 6) Cuando se utiliza este tipo de puertos se debe indicar al menos una capa de metalización infinita: como un plano de tierra o una tapa, bien se debe asociar a un puerto tipo “ground reference”.
- 7) Cuando se desea ubicar un puerto de tal forma que su plano de referencia puede solapar con una parte de la estructura a analizar el simulador indicara que se haga un cambio. En este caso es más conveniente utilizar un “internal port”.

### ***C.2 Puerto interno o “internal”.***

Puerto no calibrado (puerto de excitación directa). Se puede ubicar en los extremos o en la superficie de la estructura. Se aplica a layer tipo strip. El puerto internal, tiene las siguientes consideraciones:

- 1) Se conecta a un objeto que se encuentra en capas tipo strip solamente.
- 2) Se puede ubicar en el extremo del objeto o en su superficie.
- 3) El puerto no está calibrado. Es decir, el desacoplamiento que puede ocurrir en los puertos se toma encuentra.
- 4) No se aplican offset, se hace el análisis directamente en el punto en donde se conectan los puertos.
- 5) Este tipo de puertos generalmente se asocian a un puertos tipo “ground referente”, pero también se pueden referir a un plano de referencia infinito, como el plano de tierra ubicado en la parte inferior de un estructura microstrip.

### ***C.3 Puerto diferencial o “differential”.***

Dos puertos con polaridad opuesta. Sólo se pueden ubicar en los extremos de las estructuras. Se aplican a “layers” tipo strip. Se utilizan en situaciones en donde:

- 1) Dos puertos están muy cercanos entre ellos.
- 2) No hay un plano de tierra en el circuito.
- 3) Uno de los puertos es la referencia del otro, de tal forma que se considera una polaridad entre ellos.

- 4) El campo eléctrico entre los puertos tiene efecto en la respuesta del circuito y debe tomarse en cuenta en la simulación.
- 5) Se conecta a un objeto que se encuentra en capas tipo strip solamente.
- 6) Sólo se puede ubicar en el extremo del objeto o en su superficie.
- 7) Se asignan por pares y cada par se considera como un sólo puerto.
- 8) Cada par de puertos se excita con el mismo potencial (valor absoluto) pero con polaridad opuesta.
- 9) Los puertos deben estar en el mismo plano de referencia.

#### ***C.4 Puerto coplanar o “coplanar”.***

Dos puertos con polaridad opuesta. Sólo se pueden ubicar en los extremos de las estructuras. Se aplican a “layers” tipo slot. Se utilizan en situaciones en donde:

- 1) Este tipo de puertos se utiliza específicamente para circuitos de guía de onda coplanar (CPW).
- 2) Se conecta a un objeto que se encuentra en capas tipo slot solamente.
- 3) Sólo se puede ubicar en el extremo del objeto o en su superficie.
- 4) Se asignan por pares y cada par se considera como un sólo puerto.
- 5) Cada par de puertos se excita con el mismo potencial (valor absoluto) pero con polaridad opuesta.
- 6) Los puertos deben estar en el mismo plano de referencia.

#### ***C.5 Puerto modo común o “common Mode”.***

Dos puertos con la misma polaridad. Sólo se pueden ubicar en los extremos de las estructuras. Se aplican a “layers” tipo strip. Es utilizado para:

- 1) La polaridad en los campos generados en este tipo de puertos es igual.
- 2) Se conecta a un objeto que se encuentra en capas tipo strip solamente.
- 3) Se debe indicar un plano de referencia como parte del diseño.
- 4) Se pueden asociar dos o más puertos.

- 5) Los puertos asociados se excitan con el mismo potencial, valor absoluto y polaridad.
- 6) Los puertos deben estar en el mismo plano de referencia.

### ***C.6 Puerto plano de referencia o “ground reference”.***

Un puerto de referencia explícita (Ground) para puertos tipo strip o internal. Se puede ubicar en los extremos o en la superficie de la estructura. Se aplica a capas (layer) tipo strip.

Se utiliza para:

- 1) Indican un plano de referencia explícito.
- 2) Se conecta a un objeto que se encuentra en capas tipo strip solamente.
- 3) Se pueden ubicar en los extremos del objeto o en su superficie.