

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN  
SUPERIOR DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA**



---

**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS  
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

---

**Desarrollo de un sistema para caracterizar transistores de  
potencia (GaN, SiC Y LDMOS)**

Tesis

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

Presenta:

**José Alfredo Ceseña Barrios**

Ensenada, Baja California, México  
2015

Tesis defendida por  
**José Alfredo Ceseña Barrios**

y aprobada por el siguiente Comité

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

---

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

---

Dr. Arturo Velázquez Ventura  
Miembro del Comité

---

M. C. José de Jesús Ibarra Villaseñor  
Miembro del Comité

---

Dra. Ana Isabel Martínez García  
Miembro del Comité

---

Dr. César Cruz Hernández  
Coordinador del Posgrado en  
electrónica y telecomunicaciones

---

Dr. Jesús Favela Vara  
Director de Estudios de Posgrado

Febrero, 2015

Resumen de la tesis que presenta José Alfredo Ceseña Barrios, como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y telecomunicaciones con orientación en altas frecuencias.

### **Desarrollo de un sistema para caracterizar transistores de potencia (GaN, SiC Y LDMOS).**

Resumen elaborado por:

---

José Alfredo Ceseña Barrios

En este trabajo de tesis se presenta el diseño e implementación de un sistema para caracterizar transistores de potencia. En los transistores de potencia encapsulados las terminales son anchas, lo que implica una impedancia menor que  $50 \Omega$ . La diferencia de impedancias entre el sistema de medición ( $50 \Omega$ ) y el transistor ocasiona una desadaptación de impedancias. Esto puede ocasionar oscilaciones en el transistor. Por lo que para medir los transistores de potencia es necesaria una base de pruebas que adapte una baja impedancia con una impedancia de  $50 \Omega$ . Dicha base se puede diseñar con dos adaptadores de impedancia tipo Klopfenstein, tema de este trabajo. Para diseñar el adaptador se desarrolló una metodología que incluye un algoritmo de cálculo de las impedancias (a lo largo del adaptador), de las dimensiones de la base de pruebas y dibujo del layout utilizando matlab y ADS. Con esta misma metodología se diseñó y montó la base de pruebas (con su respectivo kit de calibración) para medir el transistor NPT25100. Además, se diseñó una T de polarización que opera en tres bandas distintas (700 MHz – 1.5 GHz, 2.2 – 3 GHz y 4 – 11 GHz) para su aplicación en la polarización de transistores de potencia, como la T diseñada no cumple con las especificaciones de diseño (1 – 10 GHz.) se propone como trabajo a futuro. Para caracterizar el transistor es necesario medir las curvas I-V y sus parámetros S, para lo que se implementó un programa que se encarga de controlar dos fuentes de tensión (Keithley 2602A y Agilent 6674A) y un analizador de redes vectorial (PNA-X N5245). Las fuentes de tensión se encargan de suministrar la tensión y medir las corrientes del dispositivo ( $I_{DS}$  e  $I_{GS}$ ). El analizador de redes vectorial se encarga de medir los parámetros S. La fuente de potencia Agilent 6674A puede suministrar hasta 60 V y 35 A, por lo que el programa tiene un sistema de seguridad que limita la corriente y controla el aumento de la tensión (ambos definidos por el usuario). Para mostrar la utilidad de esta base de pruebas y verificar la implementación del sistema de medida. Se muestran las curvas I-V y los parámetros S medidos del transistor de potencia NPT25100. Los resultados obtenidos de las curvas muestran que el transistor tiene una región lineal pequeña debido al efecto Kink y para valores de tensión altos el transistor se calienta ocasionando una disminución en la corriente. Con los parámetros S obtenidos se muestra la ganancia del dispositivo y la frecuencia de operación (2.1 – 2.7 GHz).

Palabras clave: **Adaptador de impedancias, caracterizar, transistor de potencia y base de pruebas.**

Abstract of the thesis presented by José Alfredo Ceseña Barrios as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and communications with orientation in high frequency electronics.

### **Development of a system to characterize power transistors (GaN, SiC Y LDMOS).**

Abstract by:

---

José Alfredo Ceseña Barrios

In this thesis the design and implementation of an experimental setup to characterize power transistors is presented. To measure the S parameters of the power transistor (NPT25100) a test fixture and its calibration kit are required. On the other hand, since the sizes of the power transistor leads are wide, they have lower impedance than  $50 \Omega$ , and impedance adapter is mandatory. In this work a methodology to design and build a Klopfenstein transmission line taper is presented. Using matlab and ADS, first the impedance along the taper is computed, and then according to the substrate specifications the dimensions of the taper are calculated, finally the layout is drawn. In addition, it was designed a bias tee which operates in 3 different bands (700 MHz – 1.5 GHz, 2.2 – 3 GHz, 4 – 11 GHz) for application to the power transistor polarization. To characterize the transistor is necessary to measure I-V curves and its S parameters, so a control software was developed to control two voltage sources (Keithley 2602 A and Agilent 6674A) and a network analyzer. The voltage sources provide the voltage and measure the current device ( $I_{DS}$  and  $I_{GS}$ ). The vector network analyzer measures the S parameters. The power source Agilent 6674A can supply up to 60 V and 35 A, hence the software has a security system which limits the current and controls the increase of voltage (both are defined by the user). I-V curves and S parameters of the power transistor are displayed. The I-V transistor curves show a small linear region due to the Kink effect and the transistor heats, which at high voltage values causes a current decrease. From the S parameters, the gain of the device and the operation frequency are obtained (2.1 – 2.7 GHz).

**Keywords: Taper, characterize, power transistor and test fixture.**

## Dedicatoria

A mis papás (Don Cuyeto y Doña Lupe).  
Mi hermana (Lupita).  
Mi sobrino (Gaelón).

## Agradecimientos

Al CONACyT por el apoyo financiero y al CICESE por aceptarme para poder continuar con mis estudios.

A mi familia: mis padres (Don Cuyeto y Doña Lupe), hermana (Lupita), hermanos (Poncho y Wero Loco), sobrinos (Ángel, Adrián, Gael, Renata y Rogelio) y cuñadas (Mary y Susana), de una u otra forma siempre estaban ahí para apoyarme y seguir adelante con esta etapa de mi vida.

A Fernanda por estar conmigo, hacerme muy feliz y soportar mis chistes. Lograste aligerar mucho la presión y la carga durante estos últimos meses de trabajo.

A Julio por ayudarme con sus asesorías y paciencia durante toda la maestría, a Neto, Rogger, Chuy's, Rafa y Reynaldo, que la familia no se separe y continúen las buenas historias.

A Manuel por sus múltiples consejos, asesorías y anécdotas, fueron de gran ayuda para poder concluir con este trabajo.

A mis directores de tesis (Dra. Carmen Maya y Dr. Apolinar Reynoso) por darme la oportunidad de trabajar con ustedes, proporcionarme los conocimientos y el equipo de laboratorio necesario para realizar este trabajo de tesis.

A los miembros del comité por darme sus puntos de vista en cada uno de los avances para mejorar mis presentaciones y por sus aportaciones en la redacción la tesis.

## Tabla de contenido

Resumen español.....	iii
Resumen inglés.....	iv
Dedicatorias.....	v
Agradecimientos.....	vi
Lista de Figuras.....	ix
Lista de Tablas.....	xiv
<b>Capítulo 1. Introducción y motivación.....</b>	<b>1</b>
1.1. Antecedentes .....	1
1.1.1 Transistores de potencia. (GaN, SiC y LDMOS) .....	2
1.1.2. Modelado de transistores .....	3
1.2. Objetivo .....	6
1.3. Descripción de la tesis .....	6
<b>Capítulo 2. Sistema de medida I-V y parámetros S .....</b>	<b>7</b>
2.1. Descripción del sistema .....	8
2.1.1. T de polarización .....	8
2.1.2. Fuente dual Keithley 2602A .....	9
2.1.3. Fuente de potencia Agilent 6674A .....	10
2.1.4. Analizador de redes PNA-X N5245.....	11
2.2. Esquema para medir curvas I-V .....	12
2.2.1. Curvas I-V .....	13
2.3. Esquema para medir parámetros S .....	15
2.4. Interfaz para el control de los equipos .....	16
2.4.1. Configurar equipos .....	17
2.4.2. Nombre y directorio de trabajo .....	18
2.4.3. Curvas I-V .....	19
2.4.4. Medir parámetros S.....	20
2.4.5. Errores de conmutación .....	23
2.4.6. TRL .....	24
<b>Capítulo 3. Diseño de una base de pruebas para un transistor de potencia .....</b>	<b>26</b>
3.1. Introducción.....	26
3.2. Diseño de un adaptador de impedancias tipo Klopfenstein .....	26
3.2.1. Adaptador de 50 $\Omega$ a baja impedancia, de Maury Microwave .....	32
3.2.2. Diseño final de la base de pruebas para el transistor NPT25100 .....	36
3.3. Diseño de redes de polarización .....	48
3.3.1. Ancho de la línea de DC .....	51
3.3.2. Diseños con el stub radial. ....	53
<b>Capítulo 4. Caracterización .....</b>	<b>62</b>
4.1. Base de pruebas y kit de calibración.....	62
4.2. Transistor GaN.....	71

## **Tabla de contenido (continuación)**

<b>Capítulo 5. Conclusiones.....</b>	<b>79</b>
5.1. Aportaciones .....	79
5.2 Trabajo futuro.....	80
<b>Lista de referencias.....</b>	<b>81</b>
<b>Apéndice 1. ....</b>	<b>85</b>



## Lista de figuras

Figura 1. Circuito equivalente de un transistor FET. ....	4
Figura 2. Transistores de potencia encapsulados: a) $W = 13$ mm, b) $W = 5$ mm. ....	5
Figura 3. Curvas características de un transistor FET. ....	7
Figura 4. (a) Diagrama y (b) foto de una T de polarización. ....	8
Figura 5. Panel frontal de la fuente Keithley. ....	9
Figura 6. Capacidad de la fuente Keithley 2602A. ....	9
Figura 7. Fuente de potencia Agilent (panel frontal). ....	10
Figura 8. (a) Muestra del aumento de la fuente de potencia utilizando $\Delta V_{DS} = 2$ V. (b) muestra los puntos deseados. ....	11
Figura 9. Panel frontal del PNA-X N5245. ....	12
Figura 10. Base comercial Maury Microwave. ....	12
Figura 11. Montaje para medir las curvas I-V del transistor. ....	13
Figura 12. Curvas I-V de prueba del transistor NPT25100 (línea continua prueba 1, línea discontinua prueba 2). ....	13
Figura 13. Curvas I-V de prueba del transistor NPT25100 con $V_{DS}$ hasta 20 V. ....	14
Figura 14. Esquema de la conexión del analizador a la computadora. ....	15
Figura 15. Montaje completo del sistema. ....	16
Figura 16. Menú principal para el control de los equipos. ....	16
Figura 17. Ventana para la configuración del analizador de redes. ....	17
Figura 18. Ventana para configurar las fuentes Keithley y Agilent. ....	18
Figura 19. Ventana para elegir el directorio de trabajo. ....	19
Figura 20. Ventana para medir curvas I-V de un transistor. ....	20
Figura 21. Ventana para seleccionar la calibración del PNA-X. ....	21
Figura 22. Ventana para la opción un puerto en el PNA-X. ....	22
Figura 23. Ventana que se despliega al presionar el botón polarizado. ....	23
Figura 24. Ventana para corregir los errores de conmutación. ....	24
Figura 25. Ventana para calibrar/corregir errores de los parámetros S medidos. ....	25
Figura 26. Adaptador tipo Klopfenstein. ....	27
Figura 27. 1ra parte del algoritmo. ....	30
Figura 28. 2da parte del algoritmo. ....	30

## Lista de figuras (continuación)

Figura 29. 3ra parte del algoritmo. ....	31
Figura 30. Ventana de la herramienta LineCalc de ADS. ....	31
Figura 31. (a) Base de pruebas Maury Microwave, (b) Transistor NPT25100 montado en la base de pruebas Maury Microwave. ....	32
Figura 32. Estándar <i>Thru</i> de la base Maury Microwave. ....	33
Figura 33. Parámetros S medidos y simulados del thru de la base de pruebas de Maury Microwave. ....	33
Figura 34. Estándar <i>Open</i> de la base Maury Microwave. ....	34
Figura 35. Parámetros S medidos y simulados del <i>Open</i> . ....	34
Figura 36. Dibujo del estándar <i>Line</i> de la base Maury Microwave. ....	34
Figura 37. Parámetros S de la base Maury Microwave con la línea. ....	35
Figura 38. Conector SC9242 y transistor NPT25100. ....	36
Figura 39. Adaptador de impedancias tipo Klopfenstein (de 50 $\Omega$ a baja impedancia). ....	37
Figura 40. Dimensiones de las terminales del transistor NPT25100. ....	38
Figura 41. Conector SC9242, ancho del contacto. ....	38
Figura 42. Dimensiones del adaptador de impedancias. ....	39
Figura 43. Calibración de la base de pruebas. ....	39
Figura 44. Dibujo del estándar thru. ....	40
Figura 45. Dibujos de (a) Línea de 4mm, (b) línea de 6mm, (c) línea de 10mm. ....	41
Figura 46. Layout en ADS, (a) offset open y (b) offset short. ....	42
Figura 47. Comparación de fases (abierto vs corto). ....	43
Figura 48. Dibujos del diseño final de (a) offset open y (b) offset short. ....	43
Figura 49. Carga de 50 $\Omega$ FT10302N0050J, (a) foto, (b) dimensiones. ....	44
Figura 50. Espacio en la placa para colocar las cargas. ....	44
Figura 51. Pieza de aluminio para montar los estándares. ....	45
Figura 52. Pieza para colocar una placa de la base de pruebas. ....	45
Figura 53. Disipador de calor CH5115F. ....	46
Figura 54. Pieza para colocar el transistor. ....	46
Figura 55. Pieza para colocar los conectores. ....	47
Figura 56. (a) Base de pruebas, (b) base de pruebas con el transistor montado. ....	47

## Lista de figuras (continuación)

Figura 57. Pieza para que el transistor haga contacto. ....	47
Figura 58. Diagrama de una T de polarización.....	48
Figura 59. Sistema completo con T's de polarización externas.....	49
Figura 60. Capacitor 1812C225K101CT. ....	49
Figura 61. Adaptador de impedancias con el capacitor 1812C225K101CT. ....	50
Figura 62. Dimensiones del stub radial. ....	50
Figura 63. Base de pruebas con stub's radiales.....	51
Figura 64. Corriente directa que soporta la microcinta (RO4003C), con $\Delta T = 25$ °C. ...	52
Figura 65. Coeficiente de expansión térmico vs. °C, (RO4003C).....	53
Figura 66. Bloqueador de RF con stub radial. ....	54
Figura 67. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 1 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 1 GHz (línea discontinua)..	55
Figura 68. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 2 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 2 GHz (línea discontinua)..	55
Figura 69. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 3 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC para el diseño de 3 GHz (línea discontinua)..	56
Figura 70. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 4 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 4 GHz (línea discontinua)..	56
Figura 71. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 5 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 5 GHz (línea discontinua)..	57
Figura 72. Trasmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 6 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 6 GHz (línea discontinua)..	57
Figura 73. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 7 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 7 GHz (línea discontinua)..	58
Figura 74. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 8 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 8 GHz (línea discontinua)..	58
Figura 75. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 9 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 9 GHz (línea discontinua)..	59

## Lista de figuras (continuación)

Figura 76. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 10 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 10 GHz (línea discontinua).	59
Figura 77. Adaptador de impedancias con atenuador de RF.	60
Figura 78. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño en banda ancha.	60
Figura 79. Atenuación del puerto de DC con el diseño en banda ancha.	61
Figura 80. Estándar thru de 1 pieza.	63
Figura 81. Estándar thru de dos piezas.	63
Figura 82. Comparación del thru de una pieza con la simulación.	64
Figura 83. Comparación del thru de dos piezas con la simulación.	64
Figura 84. Estándar L0 de 4 mm.	65
Figura 85. Comparación de la línea 0 de 4 mm con la simulación.	65
Figura 86. Estándar L1 de 6 mm.	66
Figura 87. Comparación de la L1 de 6 mm con la simulación.	66
Figura 88. Estándar L2 de 10 mm.	67
Figura 89. Comparación de la L2 de 10 mm con la simulación.	67
Figura 90. Estándar open.	68
Figura 91. Comparación de la medición del open con la simulación.	68
Figura 92. Estándar short.	69
Figura 93. Comparación de la medición del short con la simulación.	69
Figura 94. Adaptador de impedancias con cargas de $50\Omega$ .	70
Figura 95. Parámetros S del adaptador de impedancias con las cargas de $50\Omega$ .	70
Figura 96. (a) Foto del transistor NPT25100, (b) transistor montado en la base de pruebas.	71
Figura 97. Base de pruebas con T's de polarización.	72
Figura 98. T de polarización PSPL5580 de la compañía Tektronix, antes Picosecond.	72
Figura 99. T de polarización BT1070-100 de la compañía Auriga microwave.	72
Figura 100. Curvas características del transistor NPT25100.	73
Figura 101. Conductancia del canal, transistor NPT25100.	74
Figura 102. Curvas de transferencia (1ra medición), transistor NPT25100.	75

**Lista de figuras (continuación)**

Figura 103. Transconductancia (1ra medición), transistor NPT25100. ....	75
Figura 104. Curvas de transferencia (2da medición), transistor NPT25100.....	76
Figura 105. Transconductancia (2da medición), transistor NPT25100.....	76
Figura 106. Parámetros S del transistor NPT25100 (1 – 7 GHz). ....	77
Figura 107. Ganancia del transistor NPT25100 con $V_{GS} = -1.4$ V. ....	78

## Lista de tablas

Tabla 1. Propiedades del sustrato RO4003C .....	37
Tabla 2. Coeficiente de expansión del material RO4003C.....	52
Tabla 3. Dimensiones de los bloqueadores de RF.....	53

# Capítulo 1. Introducción y motivación

---

Una de las áreas en las cuales no se han podido utilizar ampliamente los dispositivos de estado sólido es en los sistemas de microondas de alta potencia. Para este tipo de aplicaciones se tienen que utilizar configuraciones especiales con transistores de baja potencia (por ejemplo, en paralelo) y así poder competir con los niveles de potencia que generan los tubos de vacío. Estos últimos se han utilizado desde el inicio del desarrollo de los sistemas de comunicaciones inalámbricos (Trew, 2000).

Las recientes mejoras en el crecimiento de materiales semiconductores de gran ancho de banda prohibida, tales como SiC (carburo de silicio) y los GaN (nitruro de galio), proporcionan la oportunidad para diseñar y fabricar transistores de microondas capaces de tener un rendimiento similar al que presentan los tubos de microondas (Schuh, y otros, 2010) (Waltereit, y otros, 2010) (Binari, Klein, and Kazior, 2002) (Trew, Bilbro, Kuang, Liu, and Yin, 2005) (Runton, Trabert, Shealy, and Vetury, 2013). En este sentido se han desarrollado transistores de alta potencia los cuales tienen una alta tensión de ruptura. Actualmente existen en el mercado dispositivos capaces de proporcionar a la salida una potencia desde 100 hasta 1000 watts en RF (radio frecuencia); con estos componentes es posible diseñar transmisores que proporcionen potencias de salida del orden de kW (kilowatts) hasta MW (mega watts). De esta forma se puede expandir el uso de dispositivos de microondas de estado sólido para aplicaciones de potencia, tales como sistemas transmisores para comunicaciones inalámbricas, radares, etc.

## 1.1. Antecedentes

Con el avance tecnológico que tienen los dispositivos móviles (transmisiones de audio y video de alta calidad), es difícil saber por cuánto tiempo se podrán seguir utilizando los amplificadores de una estación base celular que puedan soportar el flujo de información, si a estos amplificadores ya se les ha llevado al límite. La mayoría de estos sistemas utilizan tecnología de silicio que es sólo 10% eficiente, lo que significa que el 90% de la potencia que se introduce al transistor se desperdicia en forma de

calor. Además, este calor debe ser expulsado por medio de potentes abanicos y se debe agregar una circuitería especial para corregir los efectos de armónicos y otras distorsiones del amplificador.

### **1.1.1 Transistores de potencia. (GaN, SiC y LDMOS)**

Los transistores de GaN, SiC y LDMOS (*laterally diffused metal oxide semiconductor*) pueden duplicar o triplicar la eficiencia de amplificadores diseñados con transistores de tecnología de silicio (Si) o arseniuro de galio (GaAs), con lo que se conseguirá mayor flujo de información con mayores tasas de velocidad, además de que será posible disminuir en tamaño una estación base entera. Estos transistores de potencia disipan mejor el calor por lo que se evita el uso de ventiladores tan grandes y no es necesaria la implementación de la circuitería especial mencionada anteriormente.

Los transistores de potencia, tipo GaN, SiC y LDMOS tienen una conductividad térmica elevada, un alto voltaje de ruptura, que por consecuencia soporta altos niveles de potencia. Debido a que tienen excelentes propiedades de transporte eléctrico estos transistores pueden amplificar a altas frecuencias.

El que cuenten con un alto voltaje de ruptura significa que el dispositivo semiconductor puede soportar mayores tensiones en menores dimensiones. Un alto voltaje de ruptura es un indicativo de una banda prohibida ancha. La banda prohibida de un semiconductor es una medida de la cantidad de energía que se requiere para mover un electrón de la banda de valencia a la banda de conducción.

La libertad con la que se mueven los electrones en un semiconductor depende de dos factores, la movilidad del electrón y la velocidad de saturación. La movilidad está determinada por la velocidad con que se mueven los electrones en el material bajo la influencia de campos eléctricos relativamente débiles (causados por una tensión aplicada). La velocidad de saturación se refiere a la máxima velocidad que los electrones son capaces de alcanzar bajo la influencia de un campo relativamente fuerte.

Los transistores GaN resisten calor extremo (alrededor de 200 °C de temperatura dentro del encapsulado), y son capaces de manejar frecuencias y niveles de potencia



mucho más altos de los manejados con la tecnología de silicio (Si), arseniuro de galio (GaAs), o cualquier otro semiconductor fabricado con un bajo campo de ruptura.

Las capacidades de manejo de frecuencias altas y potencias grandes pueden hacer la diferencia entre amplificadores y otros componentes clave de las redes de comunicaciones avanzadas.

### **1.1.2. Modelado de transistores**

Para poder diseñar y simular amplificadores de potencia con tecnología GaN es necesario el desarrollo de modelos no lineales que permitan predecir el nivel máximo de potencia a la salida, la eficiencia de potencia agregada (PAE), los efectos de intermodulación y otros fenómenos no lineales dentro de los intervalos de polarización y frecuencia que incorporan expresiones empíricas para el modelo no lineal de la corriente (I-V) en el transistor (Ascencio Ramírez, 2006) (García Osorio, 2006) (Zárate de Landa, 2007).

Los modelos del tipo circuito equivalente son los más apropiados para la simulación de circuitos por computadora. Los circuitos equivalentes están por lo general basados en la física del dispositivo, la relación corriente – voltaje (I – V) y la relación voltaje – carga (V – Q) de los elementos.

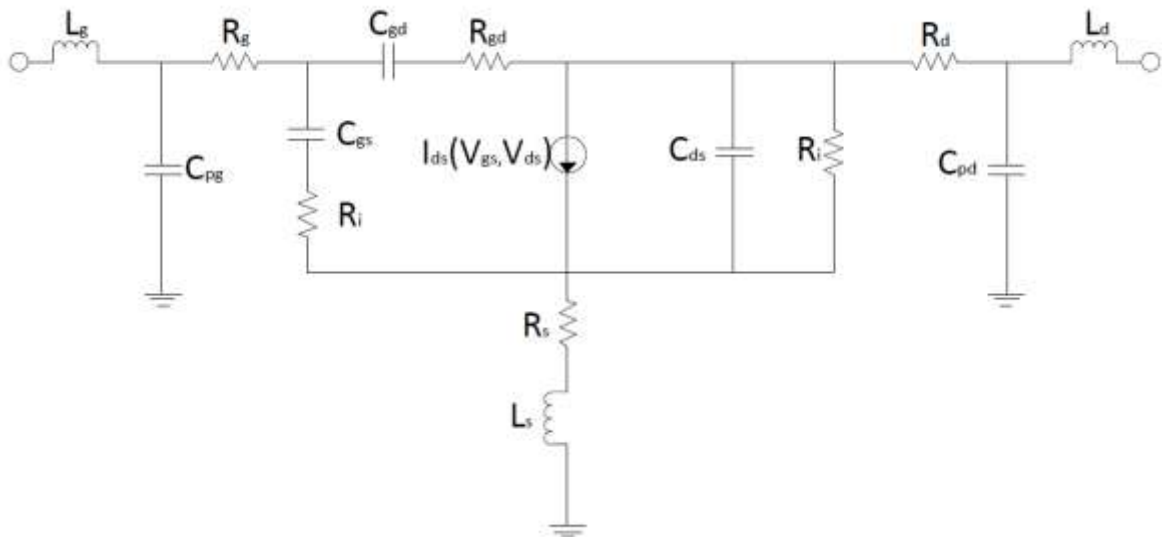
Existen varios modelos para reproducir el comportamiento de la corriente  $I_{DS}$ , cuyas expresiones matemáticas están en función de las tensiones  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ . Los parámetros del modelo I-V se obtienen de los datos medidos de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ .

Es muy importante conocer el modelo de circuito equivalente en pequeña señal de los transistores de efecto de campo (FET), ya que estos modelos proporcionan una relación entre los parámetros S medidos y el proceso eléctrico ocurrido en el dispositivo. Cada uno de los elementos en el circuito eléctrico equivalente se aproxima a un elemento de tipo concentrado que se relaciona con algún aspecto físico del dispositivo (Zárate de Landa, Zúñiga Juárez, Loo Yau, Reynozo Hernandez, Maya Sanchez, & del Valle Padilla, 2009).

Para modelar el transistor se utiliza un circuito equivalente (Figura 1), el cual es muy importante en el proceso de diseño de circuitos asistido por computadora. La

importancia radica en que las corrientes y los potenciales en los nodos y mallas dependen del valor que tienen los elementos del circuito equivalente, por lo tanto, estos afectan los cálculos cuando se realizan simulaciones con el análisis de corriente directa y en el dominio de la frecuencia (parámetros S).

Este circuito equivalente es posible aplicarlo a sistemas de mayor complejidad tales como, amplificadores, osciladores, multiplicadores de frecuencia, etc. En los amplificadores de potencia altamente eficientes, los elementos parásitos del transistor tienen impacto negativo en la eficiencia debido a su contribución en la determinación de la impedancia de carga; por lo que es necesario conocer qué valor tienen los elementos parásitos para eliminar sus efectos y solo trabajar con el modelo del transistor intrínseco. La exactitud de dicho modelo dependerá de la exactitud de las técnicas de extracción de los elementos que forman el modelo.

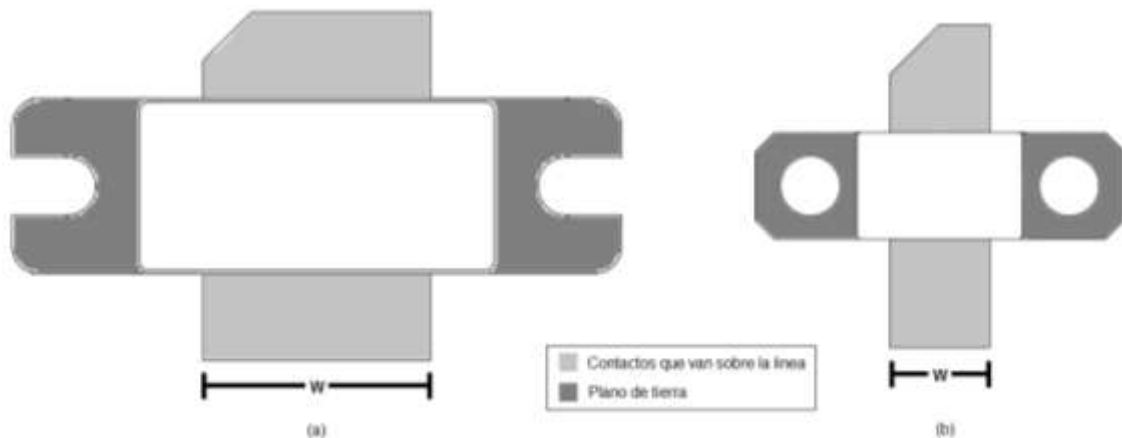


**Figura 1. Circuito equivalente de un transistor FET.**

Actualmente existen en el mercado varios modelos de transistores de potencia, pero el problema viene con la información que te proporciona el fabricante. En algunas hojas de especificaciones solo se mencionan los valores máximos o mínimos de alimentación que puede soportar el dispositivo, así como su ganancia máxima para una banda estrecha de frecuencia, la temperatura que maneja dentro y fuera del encapsulado, etc. Para poder diseñar amplificadores es necesario conocer en qué intervalo de alimentación ( $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ ) opera el transistor y cuáles son sus regiones de

operación (corte, óhmica o lineal y saturación). Esta información se puede conocer con la relación corriente – voltaje. En la mayoría de los casos estos intervalos no vienen incluidos en las hojas de especificaciones.

En el CICESE se ha trabajado en el desarrollo del modelo de circuito equivalente y los modelos no lineales de transistores de tecnología GaN para el diseño de amplificadores de potencia (Zárate de Landa, 2007). La mayoría de estos trabajos han sido desarrollados con transistores de contactos pequeños, esto quiere decir que son adaptables directamente a líneas de transmisión de  $50 \Omega$  (líneas delgadas). El propósito de esta tesis es caracterizar un transistor GaN de potencia, como se muestra en la Figura 2, este último tiene los contactos de mayor tamaño en comparación a una línea de  $50 \Omega$ .



**Figura 2. Transistores de potencia encapsulados: a)  $W = 13 \text{ mm}$ , b)  $W = 5 \text{ mm}$ .**

Por lo anterior es necesario el diseño de una base de pruebas especial, en la que se pueda insertar el transistor de potencia sin problemas de reflexión en la entrada y salida del dispositivo, esto debido a que los contactos son de mayor tamaño que los transistores con lo que se ha trabajado anteriormente. Además, dicha base debe soportar altos valores de potencia. También es necesario el diseño de un kit de calibración para poder corregir los errores sistemáticos que pueda agregar la base de pruebas y establecer el plano de referencia en los contactos del transistor.

## 1.2. Objetivo

Desarrollar un sistema para caracterizar (medir curvas I-V y parámetros S) transistores de potencia tipo GaN, SiC y LDMOS, con altos niveles de alimentación de tensión ( $V_{DS}$ ) y corriente ( $I_{DS}$ ).

## 1.3. Descripción de la tesis

El capítulo 2 se enfoca en describir cada uno de los equipos utilizados en el sistema de medición, también muestra los esquemas para medir las curvas I-V y los parámetros S. Además, se muestran los resultados de mediciones de prueba utilizando una base de pruebas comercial. Por último se presenta la descripción de una interfaz diseñada en Matlab para facilitar el uso de los equipos.

En el capítulo 3 se presenta el desarrollo del diseño de la base de pruebas. Como primer punto se trata de repetir el diseño de una base de pruebas comercial que incluye un adaptador de  $50 \Omega$  a baja impedancia. Enseguida se pasa al diseño y construcción de una base de pruebas con un adaptador de  $50 \Omega$  a baja impedancia dedicado a medir un transistor GaN de potencia que utilizamos como dispositivo bajo prueba (DBP); de este último se darán más detalles en el capítulo 4. También se muestra el diseño y construcción del kit de calibración correspondiente.

En el capítulo 4 se describe la caracterización de un transistor GaN (NPT25100), en donde se presentan las mediciones de las curvas I – V y los parámetros S.

El capítulo 5 presenta las conclusiones de este trabajo de tesis así como las aportaciones y trabajos a futuro.

## Capítulo 2. Sistema de medida I-V y parámetros S

Entre los elementos importantes a caracterizar en los transistores son sus curvas I – V así como sus parámetros S. Antes de describir el sistema de medida, vamos a definir la palabra sistema como “una interconexión de componentes, dispositivos o subsistemas” (Oppenheim & Willsky, 1998 p. 38). En este caso el sistema de medida está conformado por una computadora conectada a dos fuentes de tensión y al analizador de redes.

Como se mencionó antes, al adquirir un transistor, en la mayoría de las ocasiones, el fabricante no proporciona los datos necesarios para poder realizar un diseño específico. Por ejemplo, para el diseño de un amplificador es necesario saber qué valor de impedancias a la entrada y a la salida debe tener el transistor y qué valor de polarización es el adecuado; por lo que se deben medir las curvas características y los parámetros S del dispositivo. Las curvas I-V (corriente – voltaje) nos indican en qué intervalos de polarización se encuentran las tres regiones de funcionamiento del transistor encapsulado: óhmica o lineal, de corte y saturación (Figura 3), además a partir de estas curvas se obtiene el modelo no-lineal.

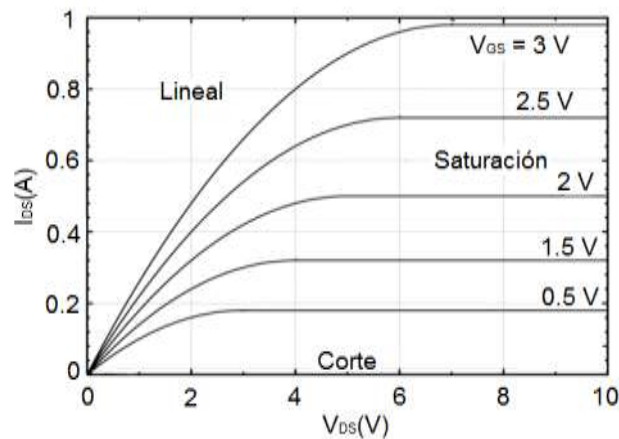


Figura 3. Curvas características de un transistor FET.

Con los parámetros S se puede conocer la ganancia, el aislamiento, la adaptación en las terminales y el ancho de banda en que funciona el dispositivo. Además, para calcular algunos elementos del modelo del circuito equivalente se deben realizar mediciones de los parámetros de dispersión polarizando el transistor con valores de tensión específicos.

## 2.1. Descripción del sistema

El sistema está conformado por una computadora que se comunica con los equipos de medición y alimentación a través de un controlador GPIB (General Purpose Interface Bus) a USB (Universal Serial Bus). Los equipos encargados de alimentar y medir el dispositivo son:

- Fuente dual DC, Keithley 2602A.
- Fuente de potencia DC, Agilent 6674A.
- Analizador de redes vectorial PNA-X N5245.

Es importante mencionar que para poder realizar mediciones que involucren fuentes de corriente continua (DC, por sus siglas en inglés) y señales de radiofrecuencia (RF) se deben de agregar a cada uno de los puertos del DBP (dispositivo bajo prueba) una T de polarización. Este componente se encarga de aislar las señales de RF y las de DC para que no sufran daño los equipos de medición. A continuación se hará una descripción de los elementos que conforman el sistema de medición.

### 2.1.1. T de polarización

Es un componente pasivo de tres puertos que se utiliza para suministrar corrientes o tensiones directas a los transistores o amplificadores. Utilizan un bloqueador de DC (capacitor) y un bloqueador de RF (inductor). Observando la Figura 4 tenemos que en el primer puerto se introduce la RF, en el segundo la DC y en el tercero salen tanto la DC como la RF.

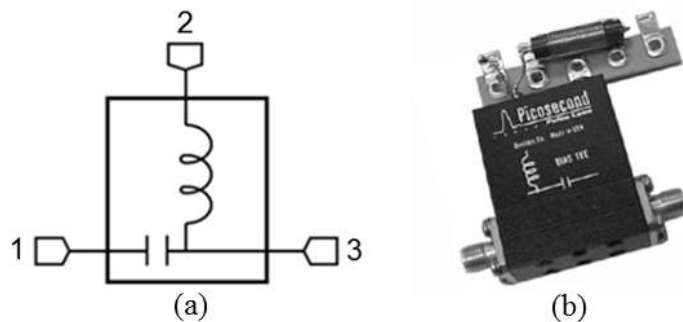


Figura 4. (a) Diagrama y (b) foto de una T de polarización.

### 2.1.2. Fuente dual Keithley 2602A

Esta fuente (Figura 5) cuenta con dos canales diferentes de alimentación, pero para este trabajo sólo se utilizará uno (canal A). El equipo trabaja a modos distintos para suministrar tensión y corriente (Figura 6) (Keithley Instruments, Inc., 2008):

- 1 A a 40 V.
- 3 A a 6 V.



Figura 5. Panel frontal de la fuente Keithley.

La fuente Keithley se utiliza para suministrar la tensión ( $V_{GS}$ ) entre la compuerta y fuente del transistor. En estas terminales el dispositivo no consume grandes cantidades de corriente ( $I_{GS}$  opera en el orden de los mA), por lo que no se requiere utilizar una fuente de alta potencia. Cuenta con una medida de seguridad controlada por el usuario para limitar el suministro de corriente. Si en alguna de las mediciones se excede el límite de corriente indicado, la fuente deja de alimentar el DBP, evitando que el transistor se sobrecaliente o dañe. El límite de corriente se controla desde el panel frontal o con comandos especiales desde una computadora utilizando el puerto GPIB.

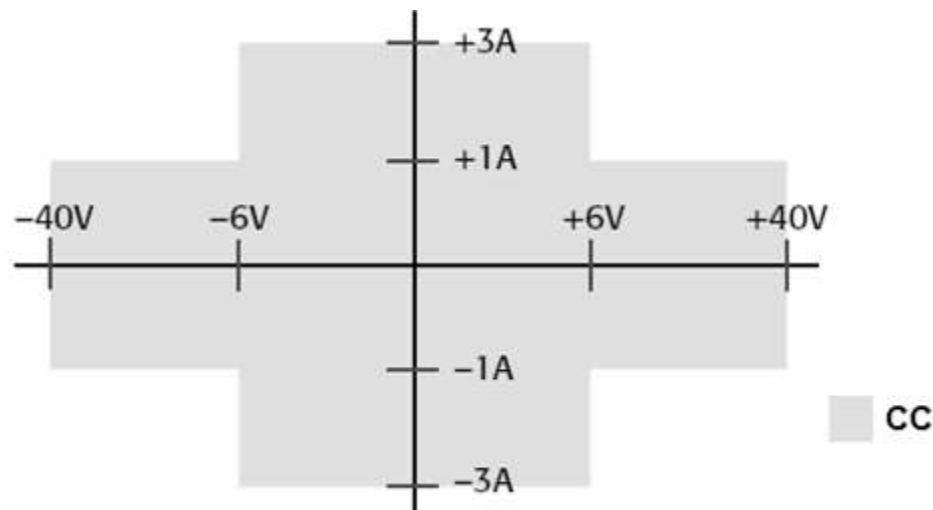


Figura 6. Capacidad de la fuente Keithley 2602A.

### 2.1.3. Fuente de potencia Agilent 6674A

Suministra una tensión desde 0 hasta 60 V (volts) con una corriente de 0 a 35 A (amperes) (Keysight Technologies, 2014). Esta fuente se utiliza para alimentar la tensión ( $V_{DS}$ ) y medir la corriente ( $I_{DS}$ ) de drenador (Drain) a fuente (Source) del transistor ya que esta terminal es en donde se requiere de mayor consumo de corriente. Tiene la misma medida de seguridad que la fuente Keithley, de igual forma el límite de corriente se controla desde el panel frontal o desde la computadora.



Figura 7. Fuente de potencia Agilent (panel frontal).

El control de la salida de DC y las funciones de protección se pueden hacer desde el panel frontal (Figura 7) o utilizando el estándar industrial SCPI (*Standard Commands for Programmable Instruments*) a través del puerto GPIB de una computadora.

Además cuenta con las siguientes características:

- Control de la velocidad del ventilador para minimizar el ruido acústico.
- Mediciones integradas y funciones programables avanzadas.
- Características de protección para garantizar la seguridad del dispositivo.

Debido a que la fuente de potencia suministra hasta 60 V, es peligroso conectar la base de pruebas con el transistor montado y suministrarle una tensión alta directamente, ya que éste se puede dañar. Como medida de seguridad se tomaron en cuenta las siguientes precauciones:

- Antes de indicar los vectores de tensiones que se desean medir, el programa pregunta las tensiones y corrientes límites que puede soportar el dispositivo.
- El programa genera otro vector para hacer el aumento de tensión en pasos pequeños ( $\Delta V_{DS}$ ), de esta manera se evitan saltos muy grandes de  $V_{DS}$ .



Por ejemplo, si se desean realizar mediciones de 0 a 25 V y se van a almacenar 5 puntos de la medición el programa funciona como se muestra en la Figura 8.

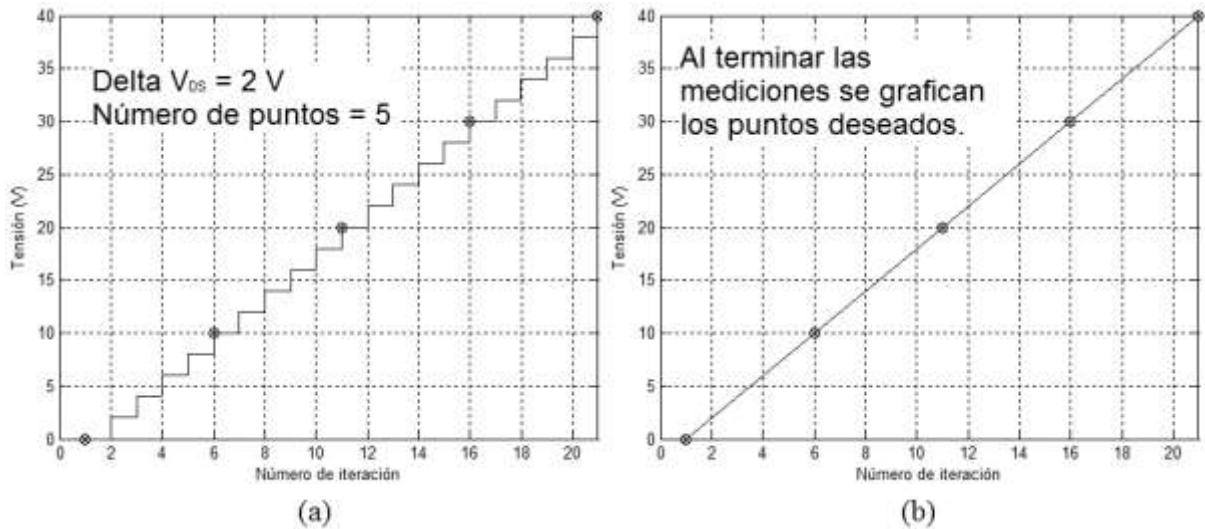


Figura 8. (a) Muestra del aumento de la fuente de potencia utilizando  $\Delta V_{DS} = 2$  V. (b) muestra los puntos deseados.

#### 2.1.4. Analizador de redes PNA-X N5245.

Un analizador de redes vectorial (ARV) es un instrumento que puede analizar las propiedades de las redes eléctricas. Estas propiedades están asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (parámetros S). El ARV mide la magnitud y la fase característica de las redes (eléctricas) como amplificadores, cables, antenas, entre otras. Es importante mencionar que una red eléctrica de dos puertos es un circuito que tiene un par de terminales como puerto de entrada y otro par como puerto de salida (Anritsu Company, 2009). El ARV se encarga de medir la relación de las ondas de potencia reflejada e incidente en la entrada y salida del dispositivo. Para este sistema se utiliza el ARV modelo PNA-X N5245 (Agilent Technologies, Inc., 2004) (Figura 9), éste modelo cuenta con las siguientes capacidades: frecuencia de operación de 10 MHz – 50 GHz y la potencia máxima de entrada en los puertos es de +30 dBm.

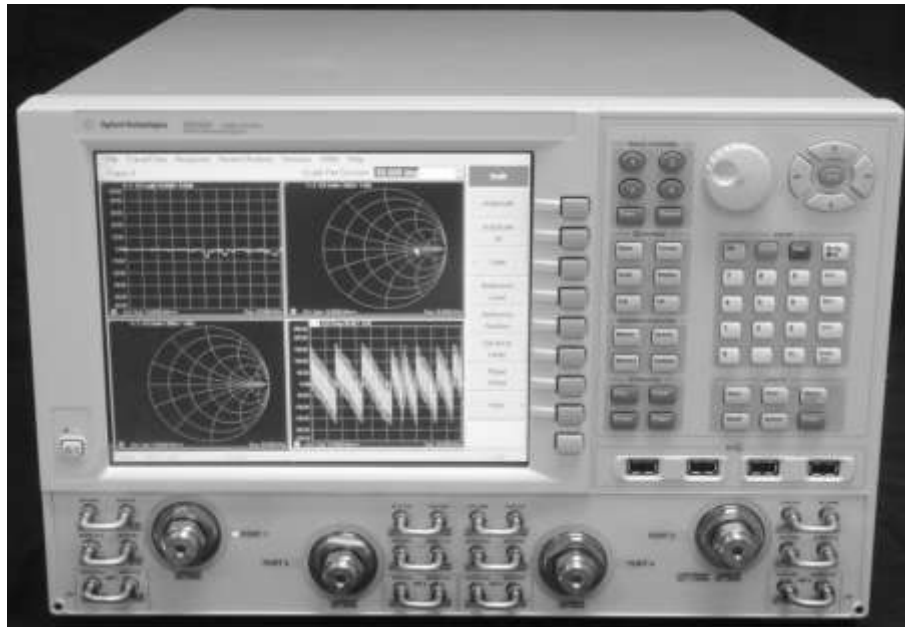


Figura 9. Panel frontal del PNA-X N5245.

## 2.2. Esquema para medir curvas I-V

Una vez que se realizó el programa para el control de ambas fuentes en MATLAB se hicieron algunas pruebas para verificar que el código funcione correctamente. Para realizar las mediciones de las características corriente-tensión del transistor NPT25100 se utilizó la base comercial de *Maury microwave* (utilizando las T's de polarización correspondientes). En la Figura 10 se muestra la base comercial.

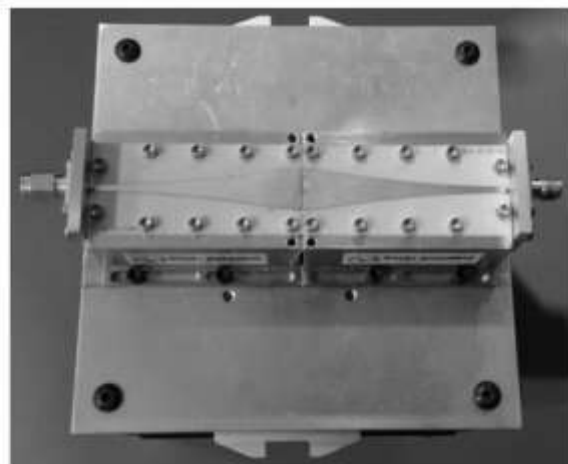
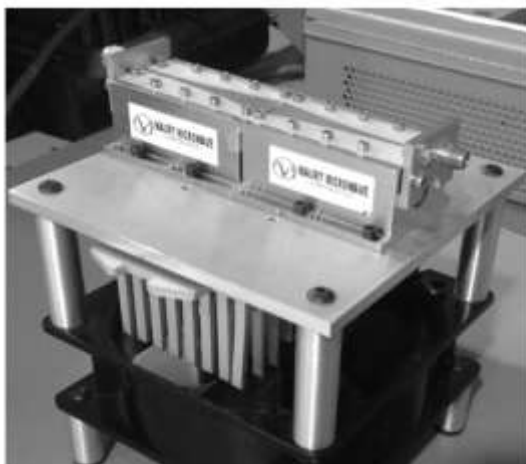


Figura 10. Base comercial Maury Microwave.

El montaje queda como se muestra en la Figura 11:

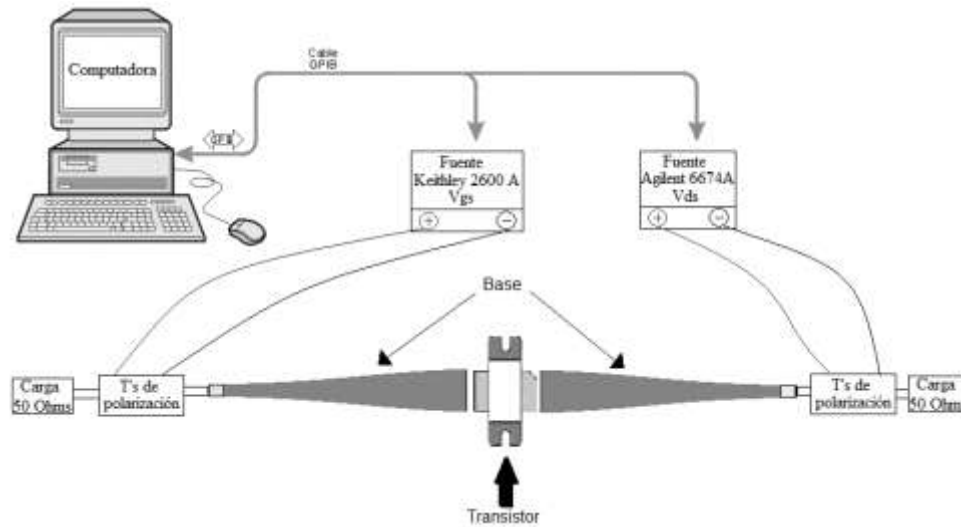


Figura 11. Montaje para medir las curvas I-V del transistor.

### 2.2.1. Curvas I-V

Se realizaron una serie de mediciones para verificar que el funcionamiento de ambas fuentes fuera el correcto. Los primeros resultados, que se muestran en la Figura 12, son bajo las siguientes condiciones:

$V_{DS} = 0$  a  $10$  V, con 21 puntos,  $\Delta V_{DS} = 0.2$  V.

$V_{GS} = -1.6$  a  $-1.4$  V, con 3 puntos.

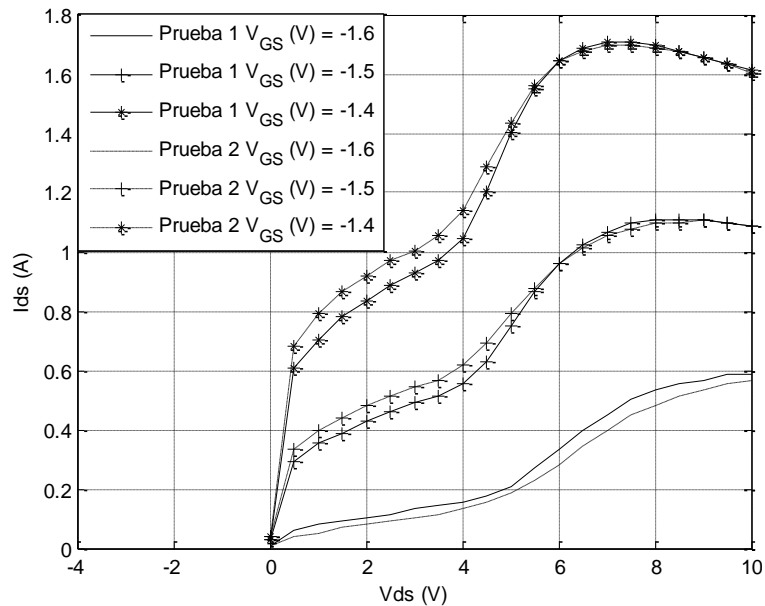


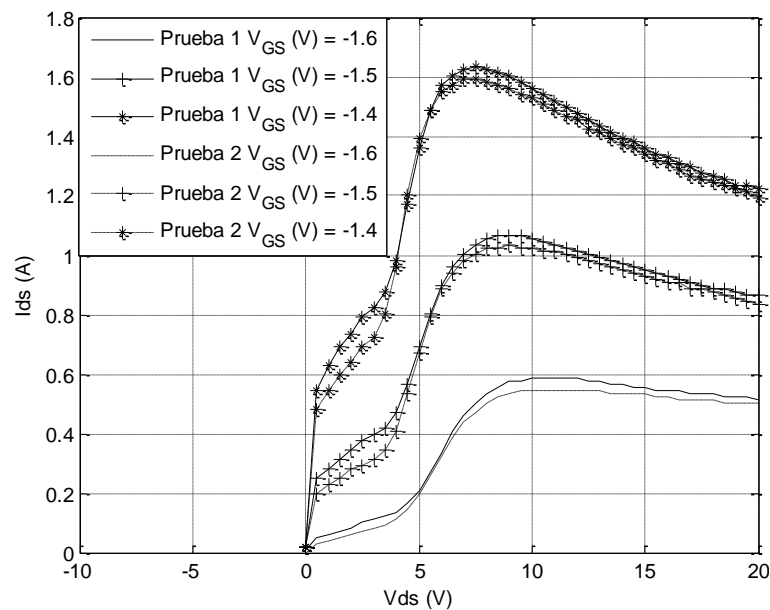
Figura 12. Curvas I-V de prueba del transistor NPT25100 (línea continua prueba 1, línea discontinua prueba 2).

Para comprobar la repetitividad de los resultados se realizaron dos veces las mismas mediciones. Podemos observar que entre ambas pruebas se tiene una diferencia en las mediciones de 0.08 A en el peor de los casos.

Con el fin de comprobar la capacidad del sistema de medida para suministrar más tensión, se realizaron otro grupo de mediciones (Figura 13) con las siguientes condiciones:

$V_{DS} = 0$  a 20 V, con 41 puntos,  $\Delta V_{DS} = 0.5$  V.

$V_{GS} = -1.6$  a  $-1.4$  V, con 3 puntos.



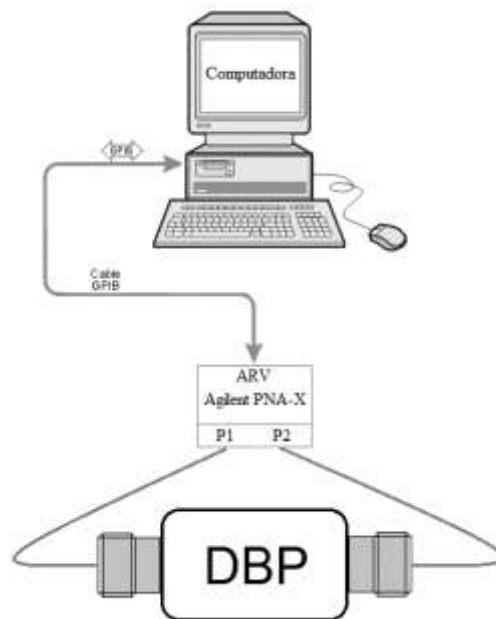
**Figura 13. Curvas I-V de prueba del transistor NPT25100 con VDS hasta 20 V.**

Para los resultados de la Figura 13 también se hicieron dos pruebas. La diferencia entre los resultados se reduce a 0.04 A en el peor de los casos.

En las Figuras 12 y 13 podemos observar que dentro del intervalo  $V_{DS}$ : 0.5 a 4 V, se tienen variaciones debido al efecto Kink (Meneghesso, Zanoni, Uren, & Zanoni, 2009) ocasionado por trampas en el semiconductor. Estos no son los resultados finales, sólo son mediciones de prueba. En el capítulo 4 se mostrarán otros resultados de curvas I-V utilizando la base de pruebas diseñada para el transistor NPT25100.

### 2.3. Esquema para medir parámetros S

Para extraer los parámetros S se utiliza el analizador de redes PNA-X 5245 con ayuda de un programa en MATLAB. La comunicación se realiza con el puerto GPIB, utilizando un adaptador GPIB a USB, ver Figura 14. Con el programa realizado se pueden configurar los parámetros de medición (frecuencia inicial, frecuencia final, número de puntos, atenuación y potencia de salida en los puertos, seleccionar una calibración previamente realizada, etc.). Además, se puede extraer las mediciones que se muestran en la pantalla del PNA-X para almacenarlas en la computadora.



**Figura 14. Esquema de la conexión del analizador a la computadora.**

También es necesaria la extracción de parámetros S con el transistor polarizado, por lo que se deben de controlar los tres equipos (fuentes de tensión y analizador de redes) al mismo tiempo. El montaje del sistema completo queda como se muestra en la Figura 15.

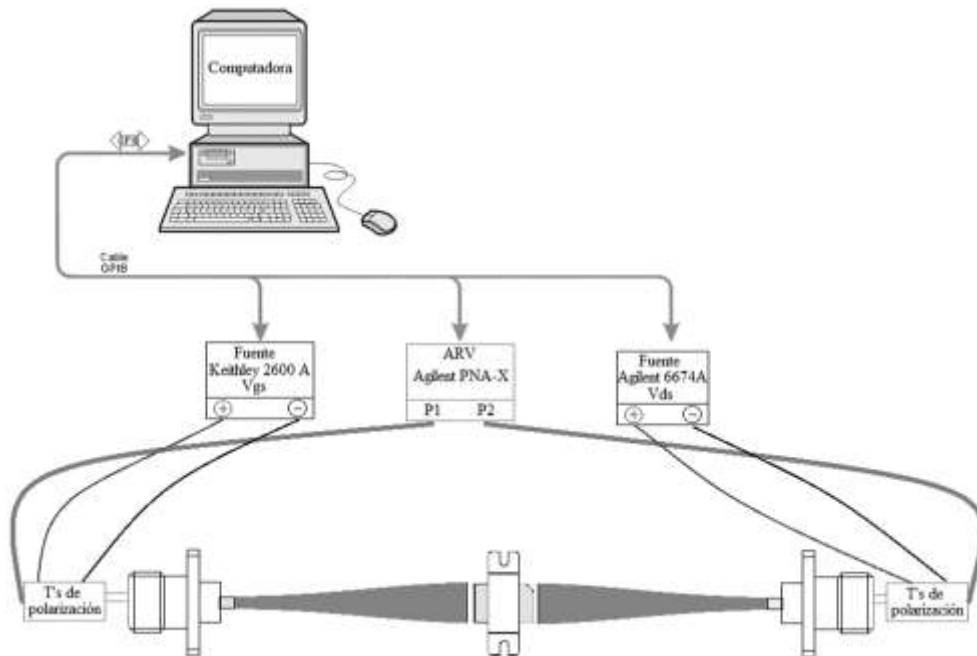


Figura 15. Montaje completo del sistema.

## 2.4. Interfaz para el control de los equipos

Para facilitar el control del sistema se diseñó una interfaz utilizando GUIDE (*Graphical User Interface Design Environment*) en MATLAB, la ventana del menú principal se puede ver en la Figura 16. Con cada uno de los botones del menú se pueden enviar los comandos de control previamente utilizados en los equipos por separado.

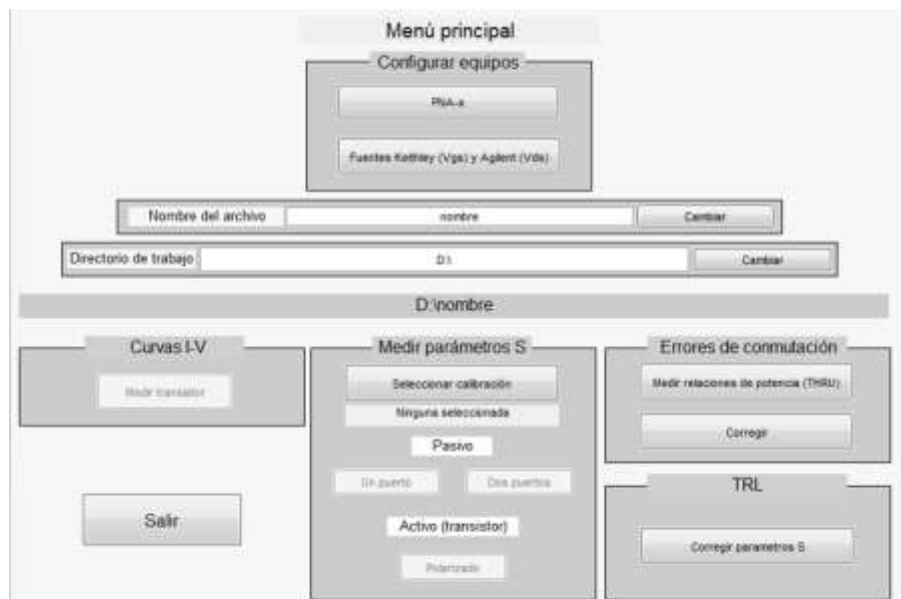


Figura 16. Menú principal para el control de los equipos.

### 2.4.1. Configurar equipos

En la parte superior está la sección para configurar los equipos. Antes de realizar mediciones es muy importante iniciar en esta parte para que no se dañe el transistor, indicando los límites de corriente en ambas fuentes de alimentación. Además, en la parte de la medición de los parámetros S se deben de indicar los estímulos y la calibración a utilizar para que los valores almacenados sean los correctos. La sección para configurar los equipos está conformada por dos botones (cada botón abre una ventana distinta):

- PNA-X.
- Fuentes Keithley y Agilent.

#### 2.4.1.1. PNA-X

Es para indicar los estímulos al analizador de redes. También es donde se despliega una lista completa de las calibraciones almacenadas en el equipo (Figura 17).



Figura 17. Ventana para la configuración del analizador de redes.

Al escribir los estímulos en cada uno de las casillas (también se puede utilizar el botón “Valores iniciales”) se debe de presionar el botón “Enviar estímulos” para que la computadora envíe la información escrita al analizador de redes. En la parte derecha está la sección para seleccionar la técnica de calibración a utilizar para calibrar el ARV. Es importante mencionar que el programa no permite tomar mediciones de parámetros

Si no se selecciona una calibración primero. Al presionar el botón “Mostrar calibraciones” se despliega la lista de las calibraciones almacenadas en el analizador de redes. Una vez que la calibración es seleccionada se debe de presionar el botón “Enviar calibración” para que la computadora mande la información deseada al PNA-X.

#### 2.4.1.2. Fuentes Keithley y Agilent

En el segundo botón se establecen los valores límites de alimentación (corriente y tensión) de ambas fuentes (Figura 18).

The screenshot shows a software interface titled "Configurar fuentes" (Configure sources). It is divided into two main sections: "Agilent (Vds)" on the left and "Keithley (Vgs)" on the right. Below these sections is a "Menú principal" (Main menu) button.

Agilent (Vds)		Keithley (Vgs)	
Corriente límite (A):	4	Corriente límite (mA):	180
Tensión límite (V):	15	Tensión límite (V):	10
deltaVds (V): Incremento/Decremento	0.2		
Valores iniciales		Valores iniciales	
Enviar		Enviar	

Menú principal

**Figura 18. Ventana para configurar las fuentes Keithley y Agilent.**

Esta ventana se divide en dos partes, una para configurar la fuente de potencia Agilent (izquierda) y la otra para configurar el canal A de la fuente Keithley. Se debe de tener extrema precaución al seleccionar los límites de alimentación en la fuente Agilent ya que tiene la capacidad de suministrar hasta 35 Amperes y 60 Volts. El modo de establecer los límites es sencillo, se deben de indicar los valores en cada una de las casillas y después presionar el botón “Enviar” para mandar la información establecida a cada una de las fuentes. También está el botón “Valores iniciales”, que sirve para llenar las casillas con valores recomendables que se utilizaron en las mediciones iniciales del transistor NPT25100.

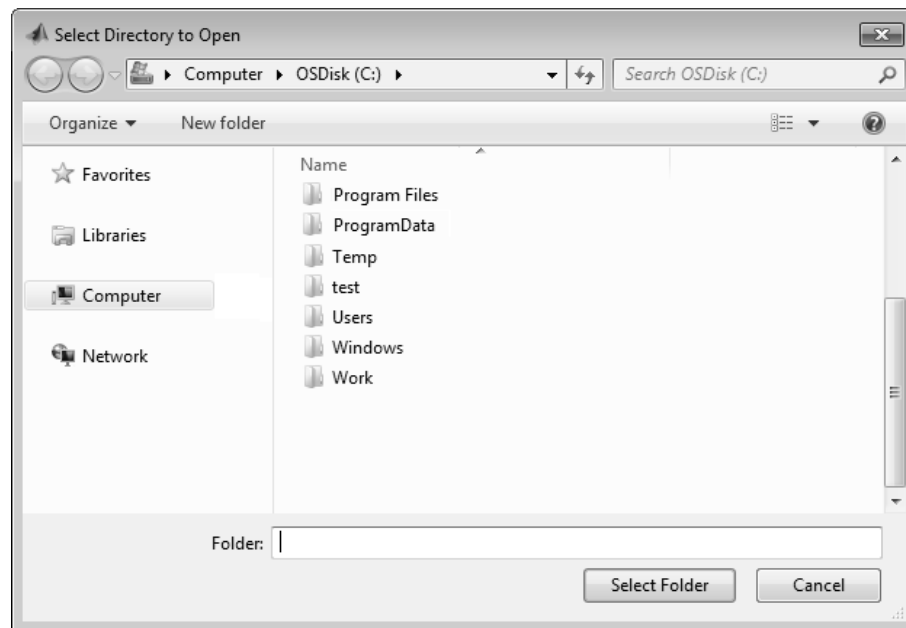
#### 2.4.2. Nombre y directorio de trabajo

En la parte central del menú principal hay dos barras:

- Nombre del archivo.
- Directorio de trabajo.



La primera es para indicar con que nombre se van a almacenar los datos medidos, el nombre se debe de escribir en la casilla de en medio y se debe de presionar el botón “Cambiar” ubicado en la parte derecha para que el programa guarde el nombre seleccionado. La segunda (directorio de trabajo) es para seleccionar en que carpeta se van a almacenar las mediciones realizadas. Al presionar el botón “Cambiar” que está en la parte derecha se abre otra ventana (Figura 19) para buscar y elegir el directorio de trabajo. Los cambios de nombre del archivo y directorio de trabajo se muestran en la barra gris que se encuentra en el centro del menú principal (Figura 16).



**Figura 19.** Ventana para elegir el directorio de trabajo.

### **2.4.3. Curvas I-V**

Esta sección se encuentra en la parte inferior izquierda del menú principal (Figura 16), solo cuenta con un botón llamado “Medir transistor”. Al iniciar el programa el botón se encuentra desactivado y solo se activa cuando se configuran los límites de corriente y tensión de ambas fuentes (Figura 18). Al presionar el botón se despliega la siguiente ventana (Figura 20):



**Figura 20. Ventana para medir curvas I-V de un transistor.**

Esta se utiliza para realizar las mediciones de las curvas I-V del transistor y almacena los resultados en la computadora. En esta parte el programa sólo controla las dos fuentes de tensión. En la parte inferior izquierda de la ventana se puede seleccionar que tipo de curvas se desean medir: curvas características ( $V_{GS}$  constante) y curvas de transferencia ( $V_{DS}$  constante). El botón “Medir curvas” estará desactivado hasta que el usuario introduzca los valores de las tensiones iniciales, finales, número de puntos/curvas y presione ambos botones para generar los vectores de medición, esto es con el fin de poder visualizar que valores de polarización son los que se van a enviar a cada una de las terminales.

#### **2.4.4. Medir parámetros S**

Esta sección se encuentra en la parte inferior central del menú principal (Figura 16). Cuenta con 4 botones diferentes:

- Seleccionar calibración.
- Un puerto.
- Dos puertos.
- Polarizado.

#### 2.4.4.1. Seleccionar calibración

Como su nombre lo indica, este botón se utiliza para seleccionar una calibración previamente realizada en el analizador de redes. Al presionarlo se abre la ventana que se muestra en la Figura 21.



**Figura 21. Ventana para seleccionar la calibración del PNA-X.**

Esta ventana tiene la misma función que la opción vista en la Figura 17, la única diferencia es que aquí no se modifican los estímulos del analizador de redes. Se agregó esta parte para que el usuario pueda cambiar la calibración de manera más rápida. Una vez que se selecciona la calibración correspondiente, el nombre de esta se despliega en el menú principal (Figura 16) debajo del botón seleccionar calibración y se activan los botones “Un puerto”, “Dos puertos” y “Polarizado”.

#### 2.4.4.2. Un puerto

Al iniciar el programa el botón “Un puerto” está desactivado, para activarlo es necesario seleccionar una calibración ya sea desde la ventana de la Figura 21 o desde la Figura 17. Al presionar el botón se despliega la siguiente ventana (Figura 22).



**Figura 22. Ventana para la opción un puerto en el PNA-X.**

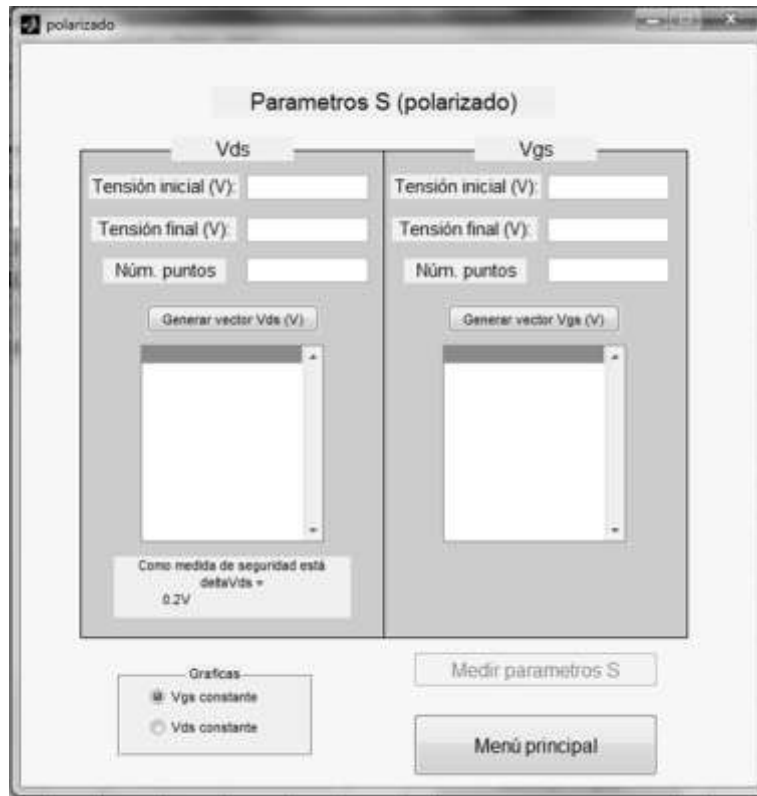
Esta ventana es para almacenar mediciones hechas con un solo puerto del analizador de redes (cargas, antenas, etc.). En la Figura 22 podemos ver que se tienen dos opciones: “Puerto 1 ( $S_{11}$ )” y “Puerto 2 ( $S_{22}$ )”. Al seleccionar una de las opciones la medición correspondiente ( $S_{11}$  o  $S_{22}$ ) se muestra en la pantalla del PNA-X, el botón “Guardar medición” es para almacenar en la computadora el parámetro desplegado en dicha pantalla (el programa almacena en la computadora dos mediciones, una con los datos sin calibrar y la otra con la calibración encendida). Con este botón el programa sólo controla el analizador de redes.

#### **2.4.4.3. Dos puertos**

Al igual que el botón “Un puerto”, éste está desactivado al iniciar el programa y se activa después de que se tiene una calibración seleccionada. Al presionar este botón mide y guarda la matriz de parámetros del dispositivo que se encuentre conectado entre los dos puertos del analizador de redes (líneas de transmisión, atenuadores, transistores, etc.). Solo se controla el analizador de redes.

#### **2.4.4.4. Polarizado**

Este botón está desactivado al iniciar el programa, para activarlo es necesario seleccionar una calibración y configurar las tensiones y corrientes límites de las fuentes Keithley y Agilent. Al presionar este botón se abre la ventana siguiente (Figura 23).

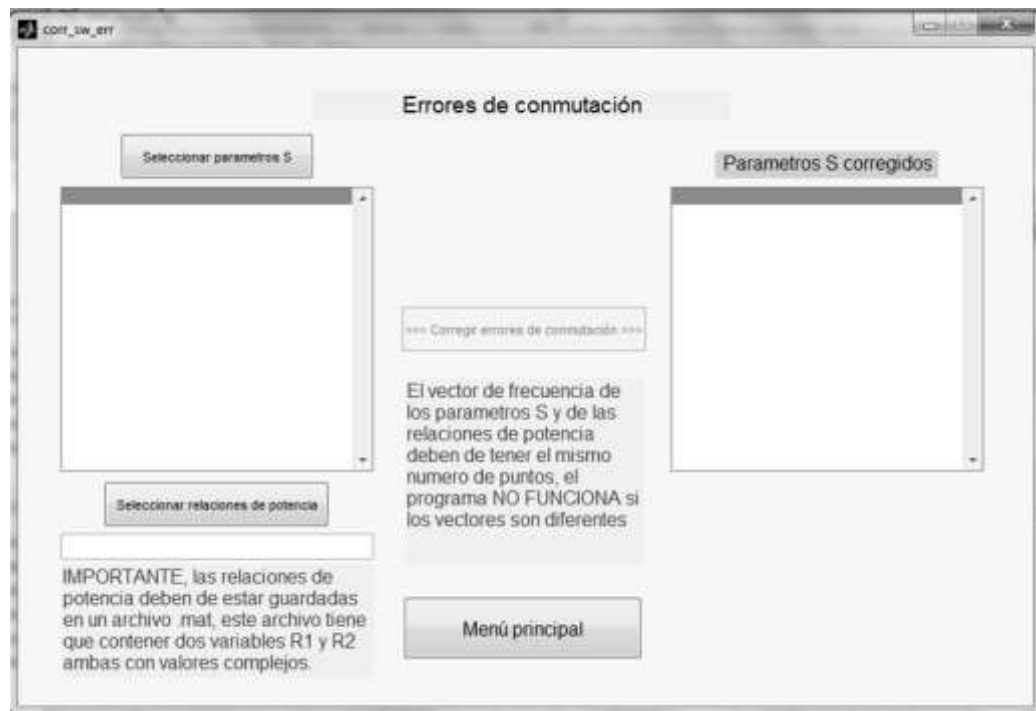


**Figura 23.** Ventana que se despliega al presionar el botón polarizado.

Esta última ventana funciona de la misma manera que la vista en la Figura 20, sus opciones miden las curvas características ( $V_{GS}$  constante) o las curvas de transferencia ( $V_{DS}$  constante) del transistor la diferencia en esta opción es que para cada punto de polarización se realiza una medición de parámetros S del dispositivo. Aquí se controlan los 3 equipos al mismo tiempo (fuentes de tensión y analizador de redes).

#### 2.4.5. Errores de conmutación

Esta sección se encuentra en la parte inferior derecha del menú principal (figura 16) contiene 2 botones: “Medir relaciones de potencia (THRU)” y “Corregir” (Zúñiga Juárez, 2011; Pulido Gaytán, 2012). El primero se encarga de medir las ondas incidentes y reflejadas del thru con el analizador de redes. Las relaciones de potencia se almacenan en un archivo .mat. El botón “Corregir” se utiliza para eliminar los errores de conmutación a los archivos .s2p no calibrados, al presionarlo se abre la ventana de la figura 24.



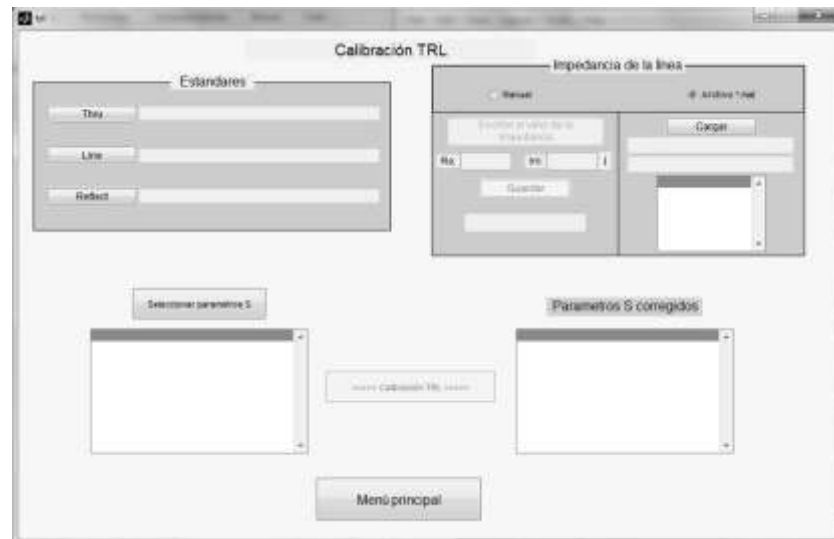
**Figura 24. Ventana para corregir los errores de conmutación.**

Esta última ventana cuenta con 4 botones:

- Menú principal. Es para cerrar la ventana y regresar a la pantalla inicial.
- Seleccionar parámetros S. Abre una ventana para escoger que parámetros S se van a corregir, se pueden seleccionar varios archivos .s2p al mismo tiempo.
- Seleccionar relaciones de potencia. Abre una ventana para seleccionar el archivo .mat donde se almacenaron las relaciones de potencia. Se recomienda utilizar el archivo generado a partir de este programa (Figura 16, botón medir relaciones de potencia THRU).
- Corregir errores de conmutación. Este botón está desactivado al abrir la ventana, para activarlo se deben de seleccionar primero los parámetros S a corregir y el archivo de las relaciones de potencia. Como su nombre lo indica se encarga de tomar el archivo .s2p para generar otro archivo .s2p con los errores de conmutación corregidos.

#### 2.4.6. TRL

Esta sección ubicada en la parte inferior derecha del menú principal y solo cuenta con un botón llamado “Corregir parámetros S”. Al presionarlo se abre una ventana nueva (Figura 25).



**Figura 25. Ventana para calibrar/corregir errores de los parámetros S medidos.**

Esta última ventana contiene el menú para realizar la calibración TRL (Thru-Reflect-Line) (Reynoso-Hernandez, Pulido-Gaytan, Maya-Sanchez, & Loo-Yau, 2012) a los archivos .s2p, está dividida en cuatro secciones:

- Estándares. Se seleccionan cada uno de los estándares a utilizar en la calibración. Al presionar uno de los botones (Thru, Line o Reflect) se abre una ventana para seleccionar el archivo .s2p que se utilizará como estándar (Estos archivos se obtienen realizando la medición de cada uno de los estándares con el botón “Dos puertos” que se muestra en la Figura 16).
- Impedancia de la línea. Para poder realizar la calibración TRL es necesario conocer la impedancia de la línea en la que se está colocando el dispositivo. Se da la opción de que el usuario introduzca un valor de manera manual o que cargue un archivo .mat en el que contenga un vector de impedancias correspondientes en frecuencia y número de puntos a los archivos .s2p.
- Seleccionar parámetros S. Este botón abre una ventana que permite seleccionar el grupo de parámetros S se van a calibrar.
- Parámetros S corregidos. Esta sección va junto con el botón llamado Calibración TRL. El botón esta desactivado hasta que se seleccionan los estándares, la impedancia de la línea y los parámetros S a corregir. Al presionarlo se aplica el algoritmo TRL (Reynoso-Hernandez, Pulido-Gaytan, Maya-Sanchez, & Loo-Yau, 2012) a los archivos .s2p seleccionados.

## Capítulo 3. Diseño de una base de pruebas para un transistor de potencia

---

### 3.1. Introducción

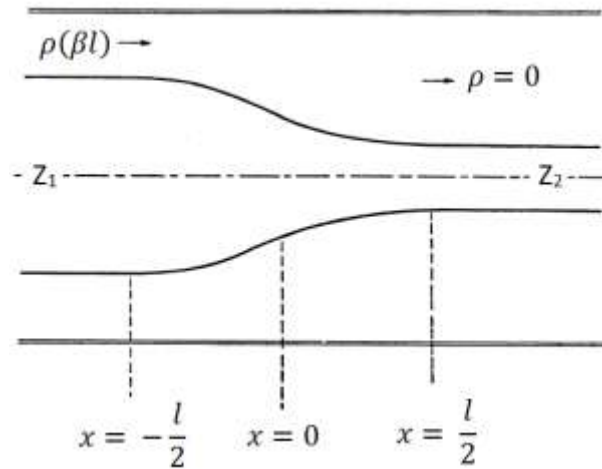
Los encapsulados de los transistores de potencia tienen las terminales anchas, esto es porque deben soportar alta potencia de salida y cuando más potencia se maneje las terminales deben de ser más anchas, lo que los lleva a tener una impedancia pequeña. Por otro lado, la diferencia de impedancias entre el sistema de medición y el transistor ocasiona una mala precisión en las mediciones, además que esto puede ocasionar oscilaciones en el transistor.

En consecuencia para medir estos dispositivos es necesaria una red de adaptación (base de pruebas) que permite conectar del dispositivo a un equipo de medición que utiliza cables coaxiales. La base debe de ser capaz de transformar una impedancia de  $50 \Omega$  a una de baja impedancia (plano de referencia de las terminales). Para ello se utiliza un kit de calibración de baja impedancia para asegurar que las reflexiones vistas en el analizador de redes sean lo más pequeñas posibles, resultado en una mejora en las mediciones de reflexión en la entrada y en la salida. Al pasar del plano de baja impedancia a los  $50 \Omega$  con la base de pruebas, el desacoplo entre estos dos planos es pequeño, reduciendo las reflexiones en los puertos de sistema de medición.

### 3.2. Diseño de un adaptador de impedancias tipo Klopfenstein

El adaptador tipo Klopfenstein (Figura 26) fue diseñado para hacer la transformación de un plano de medición en  $50 \Omega$  a un plano de medición en baja impedancia con una adaptación en banda ancha (Klopfenstein, 1956). Para conseguir este tipo de adaptaciones se puede diseñar un transformador de impedancias con muchas secciones. Estas estructuras están diseñadas para funcionar como redes de pre-adaptación para la medición de componentes en el plano de baja impedancia.





**Figura 26. Adaptador tipo Klopfenstein.**

Para el diseño del adaptador tipo Klopfenstein partimos del análisis de una línea de transmisión en general, en donde podemos utilizar las siguientes ecuaciones:

$$\frac{dV}{dx} = -Z(x)I(x) \quad (1)$$

$$\frac{dI}{dx} = -Y(x)V(x) \quad (2)$$

Donde:

$V(x)$ : Voltaje a través de la línea de transmisión.

$I(x)$ : Corriente en la línea de transmisión.

$Z(x)$ : Impedancia en serie por unidad de longitud en la línea.

$Y(x)$ : Admitancia en paralelo por unidad de longitud en la línea.

Las ecuaciones (1) y (2) se pueden analizar utilizando las siguientes cantidades:

Constante de propagación de la línea.

$$\gamma = \sqrt{Z(x)Y(x)} \quad (3)$$

Impedancia característica de la línea.

$$Z_0(x) = \sqrt{\frac{Z(x)}{Y(x)}} \quad (4)$$

y el coeficiente de reflexión en cualquier parte de la línea.

$$\rho(x) = \frac{(V/I) - Z_0}{(V/I) + Z_0} \quad (5)$$

Multiplicando la ecuación (5) por  $I$  en el numerador y denominador se tiene:

$$\rho(x) = \frac{V - (I)Z_0}{V + (I)Z_0} \quad (6)$$

Calculamos  $d\rho/dx$  de la ecuación (6) e igualamos a 0.

$$\frac{d\rho}{dx} + \frac{1}{2}(1 - \rho^2) \frac{d \ln Z_0}{dx} - 2\gamma\rho = 0 \quad (7)$$

Bajo la condición de que se tiene un coeficiente de reflexión mínimo en la banda de paso ( $\rho^2 \ll 1$ ) la ecuación (7) queda como:

$$\frac{d\rho}{dx} - 2\gamma\rho + F(x) = 0 \quad (8)$$

Donde:

$$F(x) = \frac{d \ln Z_0}{dx}$$

Resolviendo la ecuación diferencial de primer orden definida por (8), y calculando la variación de la impedancia característica a lo largo del taper (Klopfenstein, 1956), se tiene que:

$$\ln(Z_0) = \frac{1}{2} \ln(Z_1 Z_2) + \frac{\rho_0}{\cosh(A)} \{A^2 \phi(x, A)\} \quad (9)$$

Donde  $Z_1$  y  $Z_2$  son las impedancias que se van a adaptar,  $\rho_0$  es el coeficiente de reflexión inicial. La función  $\phi(x, A)$  está definida como:

$$\phi(x, A) = -\phi(x, A) = \int_0^x \frac{I_1(A\sqrt{1-y^2})}{A\sqrt{1-y^2}} dy, \quad |x| < 1 \quad (10)$$

Donde  $I_1$  es la función de Bessel modificada de primera especie. La solución de la ecuación (10) sólo se puede encontrar con un método numérico, excepto para valores especiales de los parámetros, cuando  $x = 1$ :

$$\phi(x, A) = \frac{\cosh A - 1}{A^2} \quad (11)$$

El coeficiente de reflexión en la frecuencia cero está dado como:

$$\rho_0 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (12)$$

Si se utiliza la ecuación (12), el adaptador no se ajusta a las impedancias finales de los extremos  $Z_1$  y  $Z_2$ . Para eliminar esta inconveniencia del diseño, se utiliza la siguiente ecuación:

$$\rho_0 = \frac{1}{2} \ln \left( \frac{Z_2}{Z_1} \right) \quad (13)$$

El valor de  $A$  se obtiene con la siguiente ecuación (Pozar, 2012):

$$A = \cosh^{-1} \left( \frac{\rho_0}{\rho} \right) \quad (14)$$

Donde  $\rho$  es el coeficiente de reflexión en la banda de paso.

Para resolver la ecuación (9) se utiliza el algoritmo que se programó en Matlab y se muestra en las figuras 27, 28 y 29, éste utiliza el método numérico de los trapecios, (apéndice 1) para obtener la solución de la ecuación (10). La metodología para el diseño del adaptador tipo Klopfenstein es la siguiente:

- 1.- El algoritmo pide como datos iniciales los valores de las impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$  que se desean adaptar, la longitud "l" del adaptador a diseñar,  $R_{dB}$ , que es la magnitud máxima del coeficiente de reflexión en la banda de paso y  $N$  el número de líneas que se desean tener a lo largo de adaptador.
- 2.- Al terminar de hacer los cálculos, se genera una lista de impedancias que inicia desde el valor más pequeño y va aumentando hasta llegar a la impedancia más grande (el número de impedancias en la lista depende del valor de  $N$ ).
- 3.- Una vez que se tiene la lista de impedancias y los datos del sustrato que se va a utilizar para diseñar el adaptador (constante dieléctrica, espesor del sustrato y espesor del conductor), se calculan las dimensiones de las líneas correspondientes a cada una de las impedancias. Es recomendable utilizar la herramienta LineCalc (Figura 30) del programa *Advanced Design System* (ADS) para realizar dicho cálculo.

4.- Al tener las dimensiones de las líneas se dibuja la estructura del adaptador de impedancias en el Layout del ADS. Una vez definida esta estructura se puede proceder con el diseño y simulación de una base de pruebas con su respectivo kit de calibración, según se describe en los siguientes apartados.

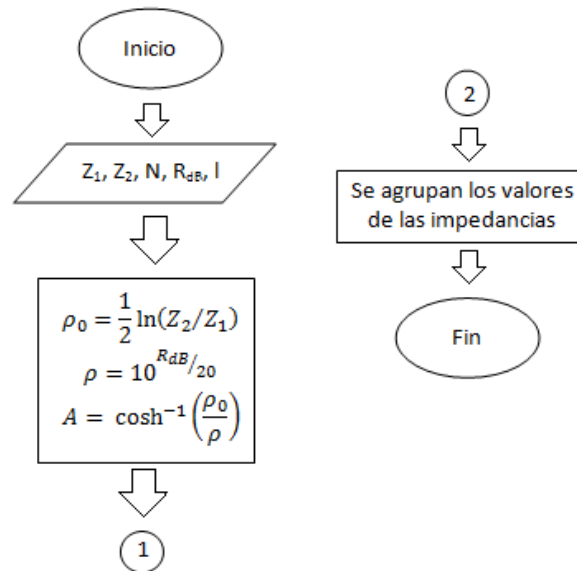


Figura 27. Primera parte del algoritmo.

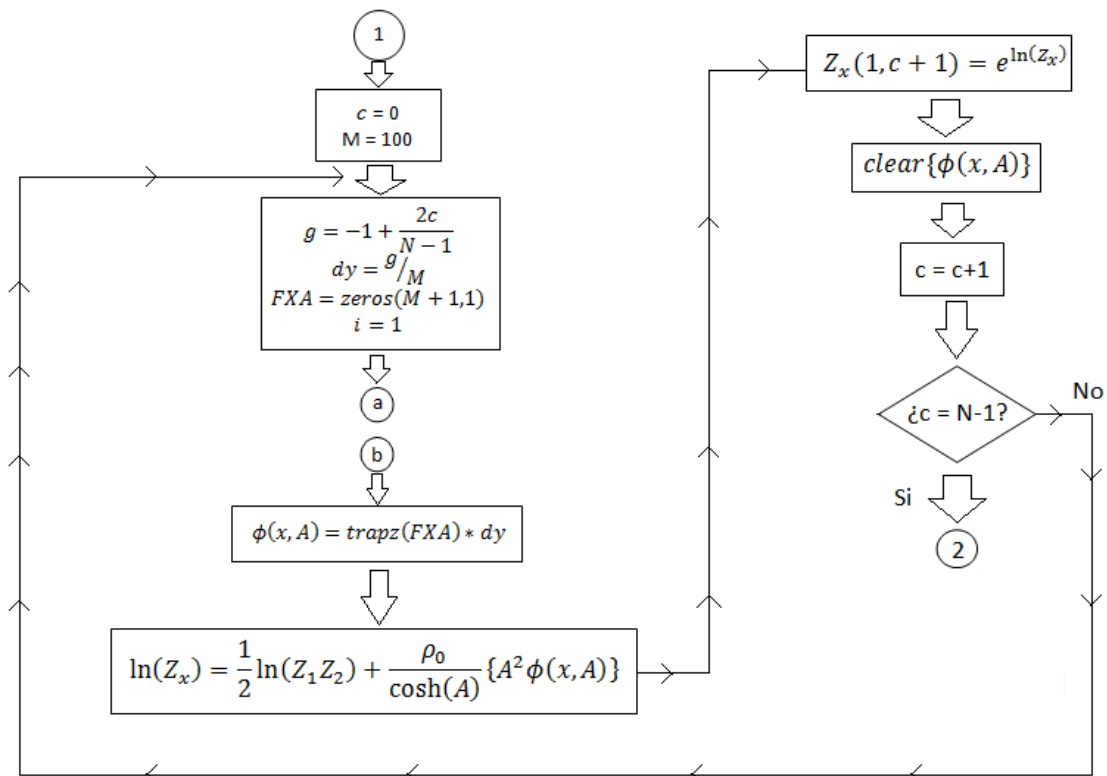


Figura 28. Segunda parte del algoritmo.

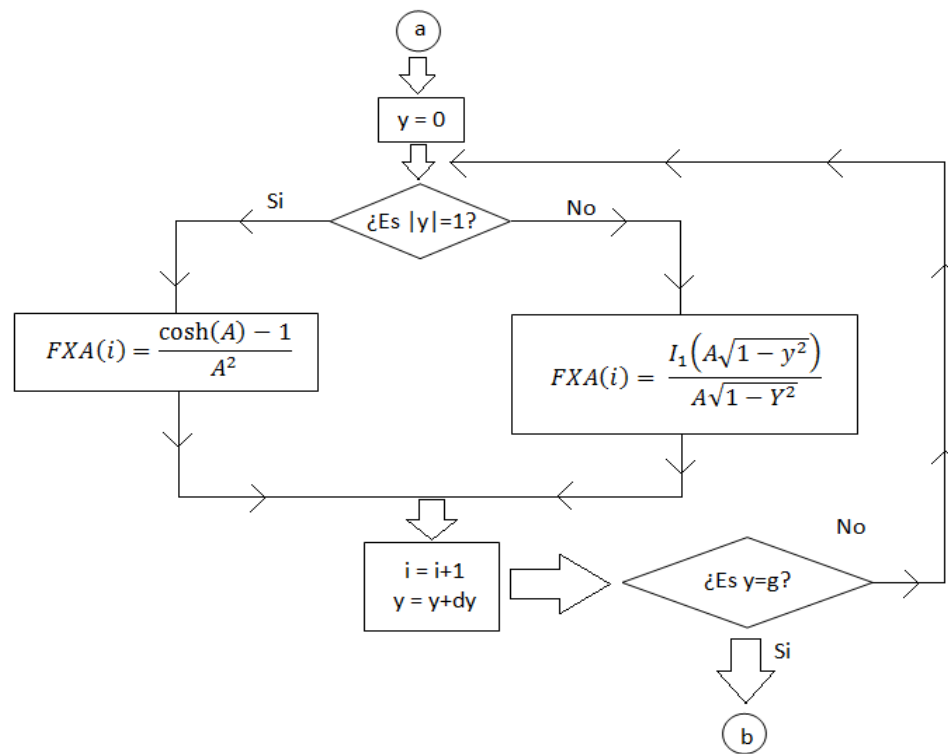


Figura 29. Tercera parte del algoritmo.

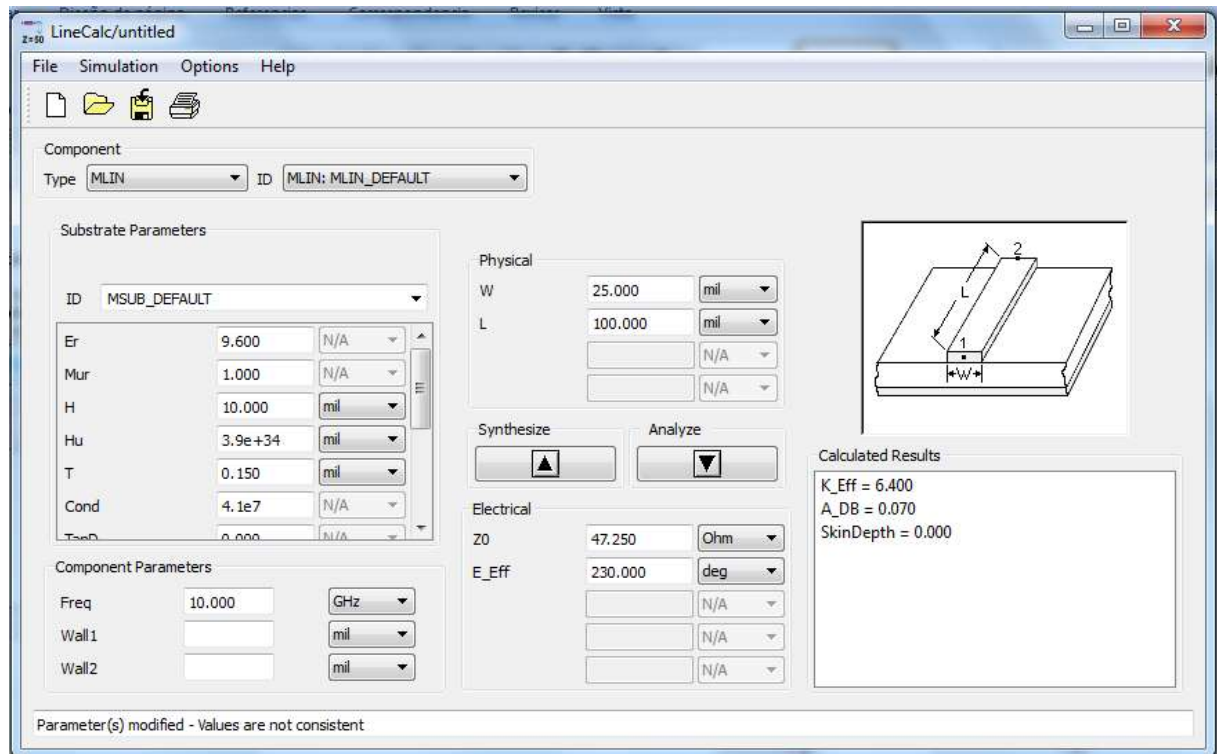


Figura 30. Ventana de la herramienta LineCalc de ADS.

### 3.2.1. Adaptador de $50 \Omega$ a baja impedancia, de Maury Microwave

Para comprobar que los cálculos del algoritmo son correctos, se repitió el diseño de una base de pruebas comercial (Figura 31 a). Esta prueba también es para validar los resultados del simulador electromagnético de ADS.

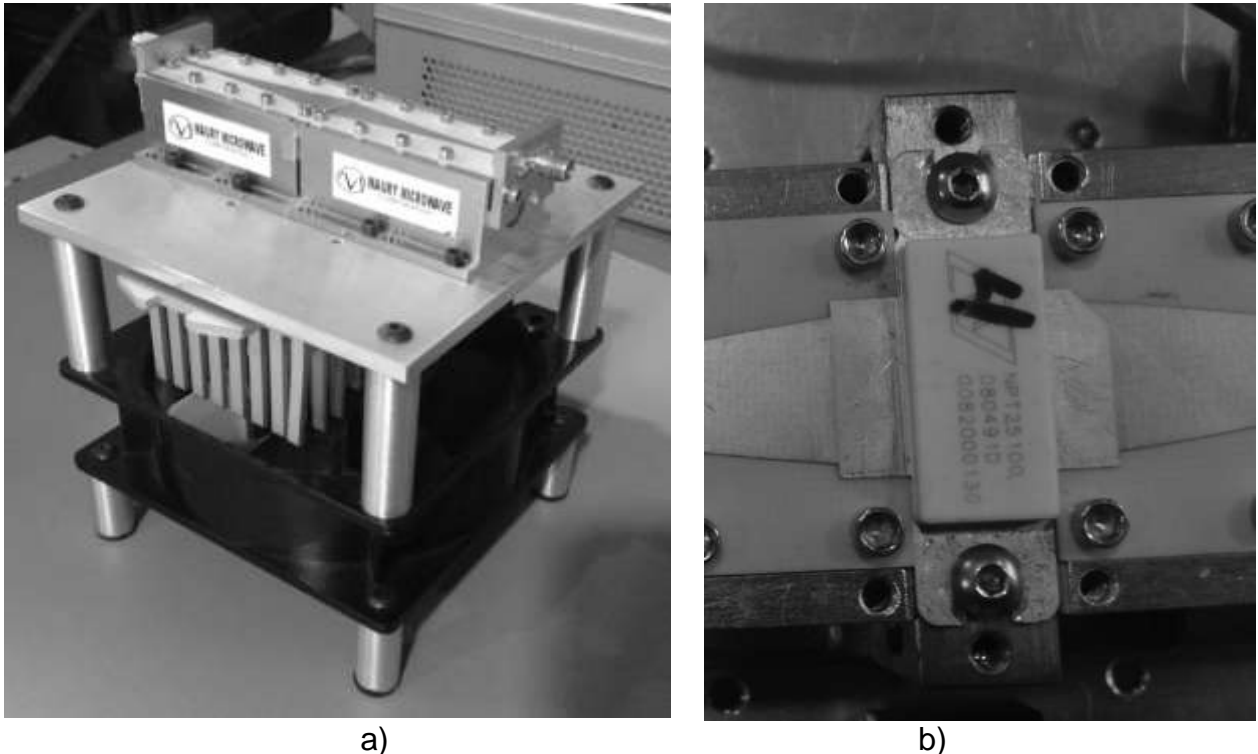


Figura 31. (a) Base de pruebas Maury Microwave, (b) Transistor NPT25100 montado en la base de pruebas Maury Microwave.

Se midió el *thru* (Figura 32), el *open* (Figura 34) y una línea de 5.08 mm (Figura 36). Las simulaciones se realizaron utilizando la herramienta Momentum de ADS, a una frecuencia de 1 hasta 5 GHz utilizando 30 celdas por longitud de onda.

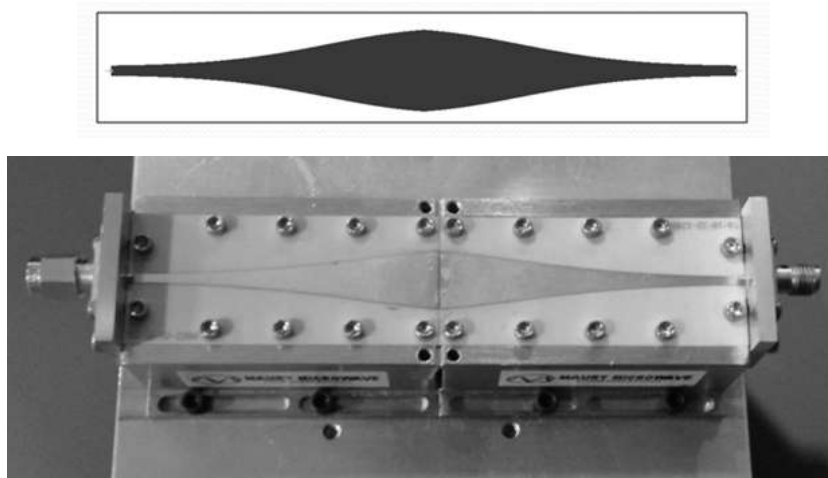


Figura 32. Estándar *Thru* de la base Maury Microwave.

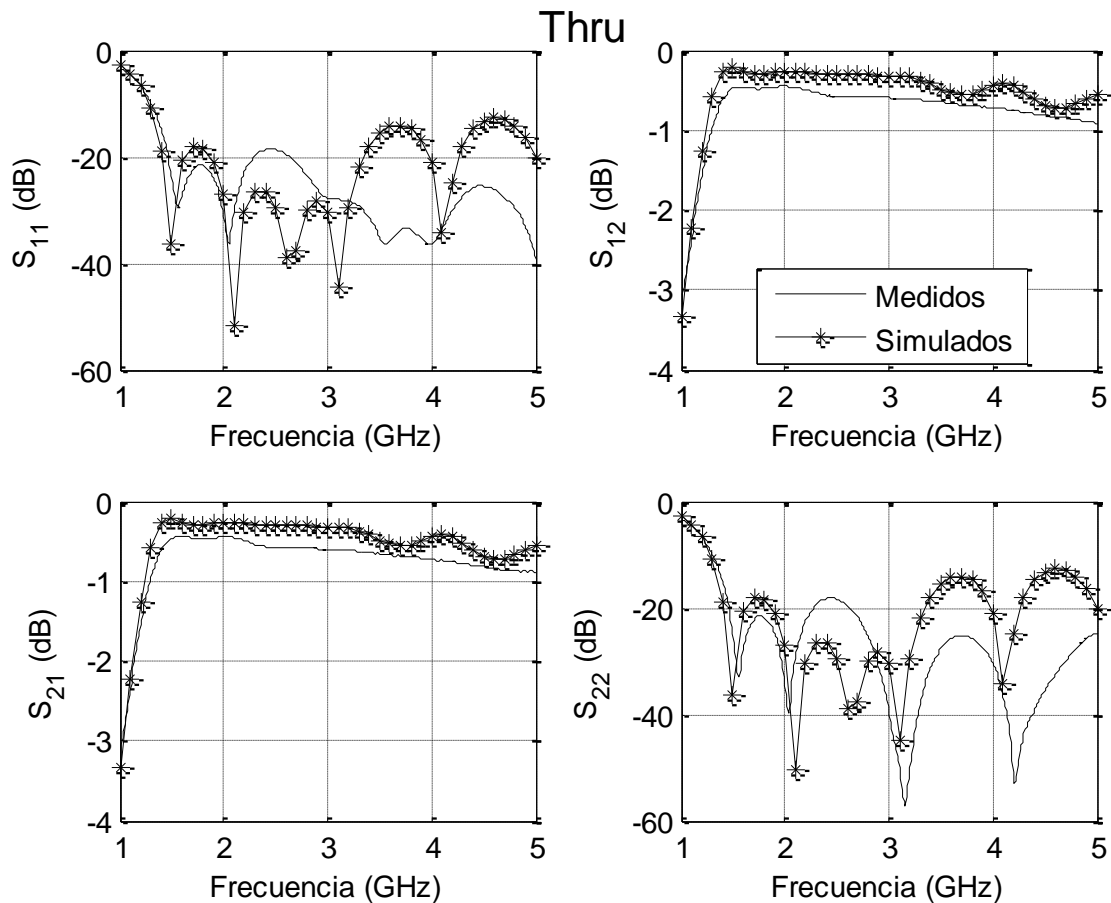


Figura 33. Parámetros S medidos y simulados del thru de la base de pruebas de Maury Microwave.

En la Figura 33 podemos observar que en el intervalo de 1 – 2 GHz los resultados medidos y simulados del thru son muy parecidos, a partir de los 2 GHz el  $S_{11}$  y el  $S_{22}$  presentan diferencias de casi 10 dB, pero como los resultados medidos están por debajo de los -10 dB, se consideran aceptables. En la Figura 35 los resultados medidos y simulados del open ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) son muy parecidos.

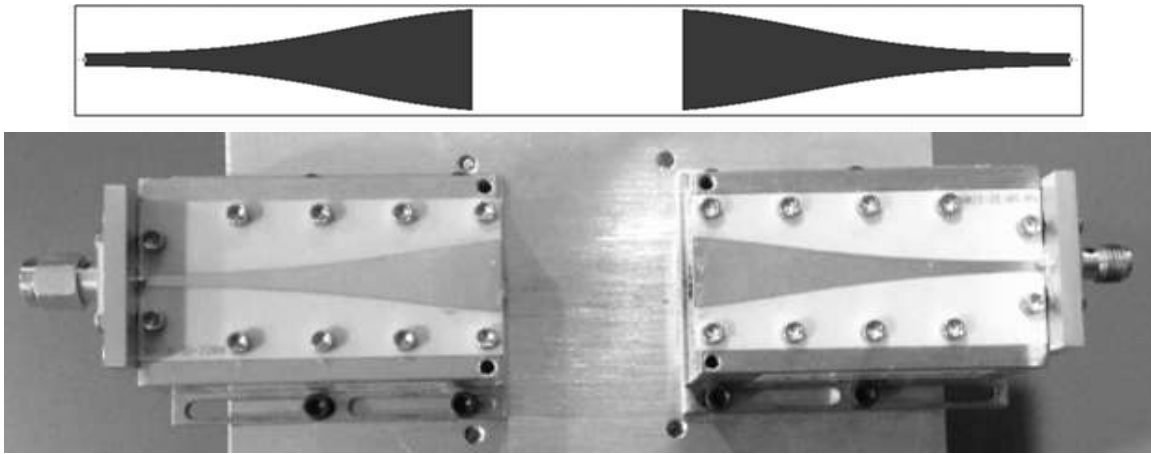


Figura 34. Estándar *Open* de la base Maury Microwave.

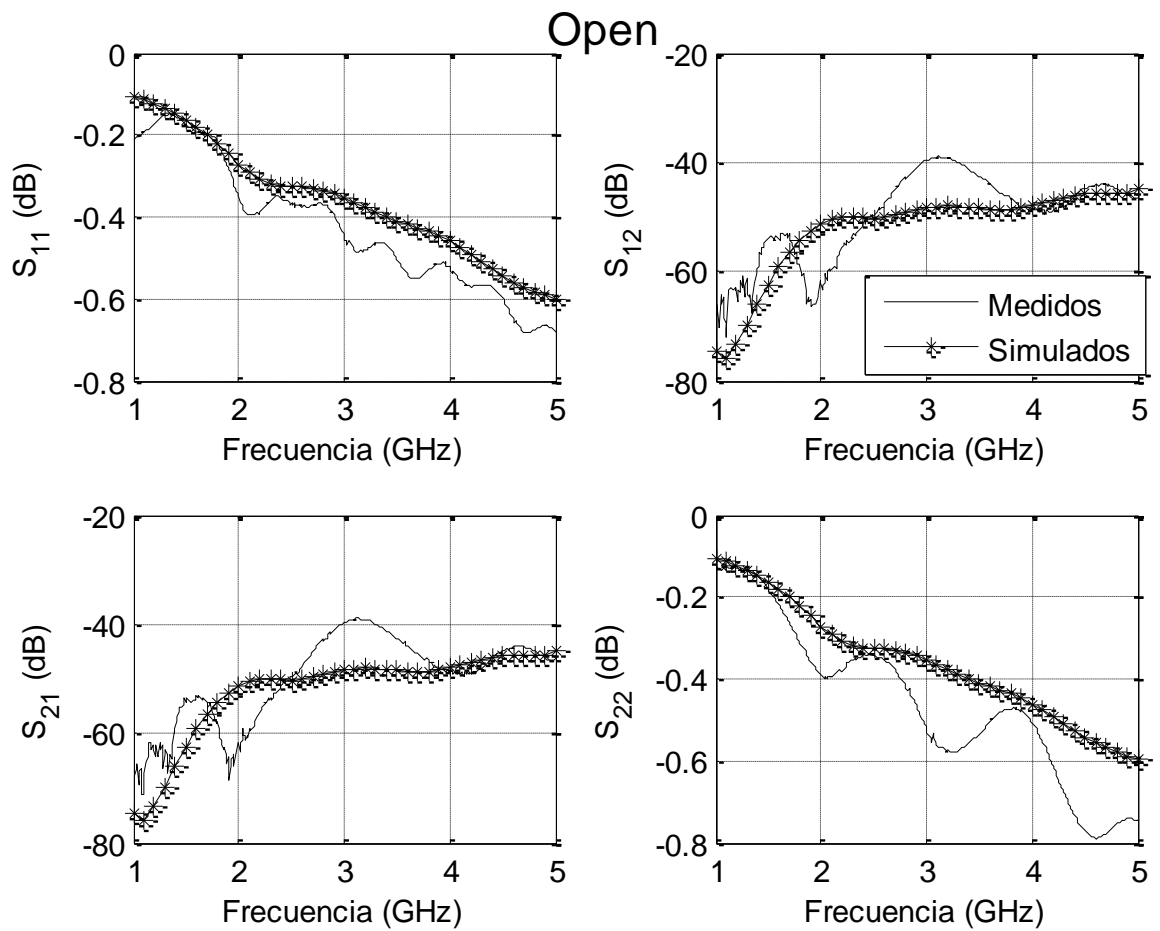
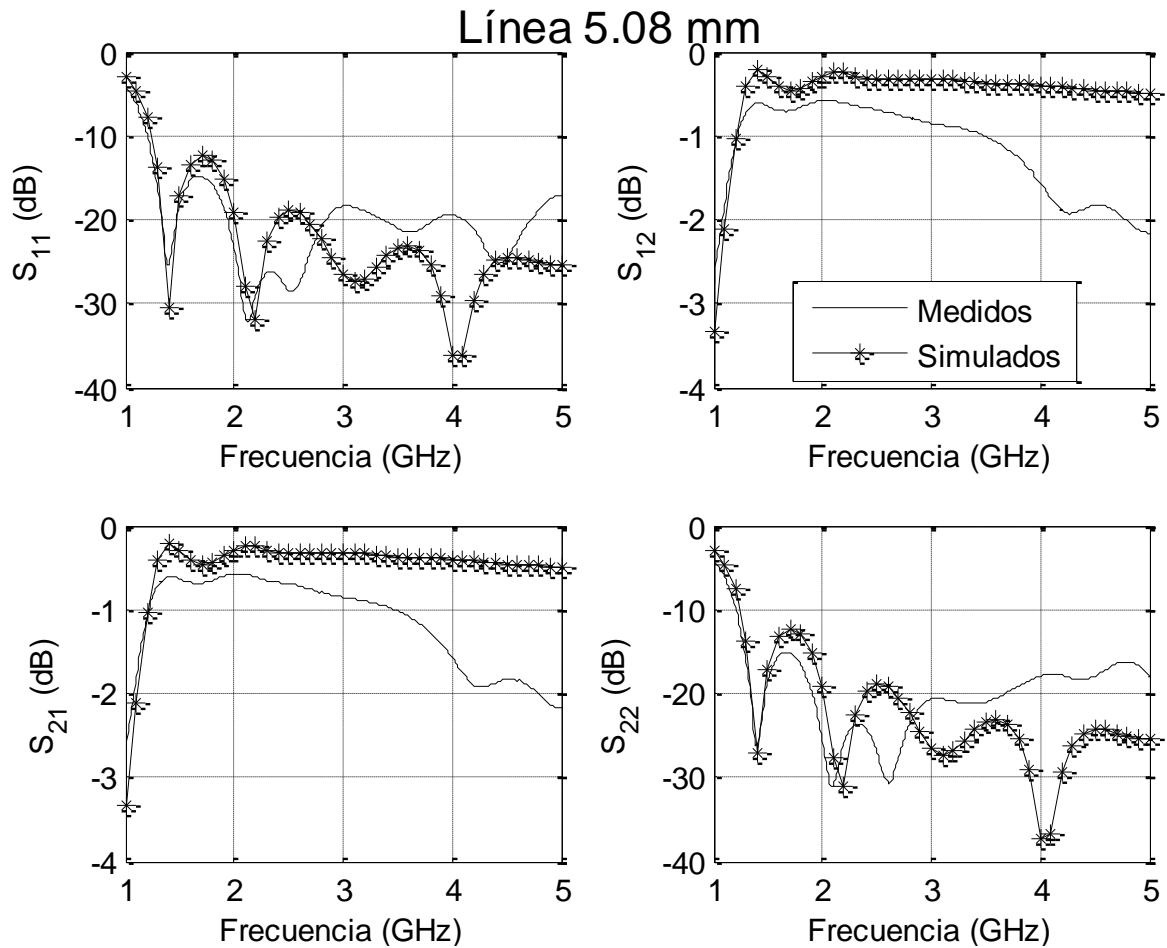


Figura 35. Parámetros S medidos y simulados del *Open*.



Figura 36. Dibujo del estándar *Line* de la base Maury Microwave.



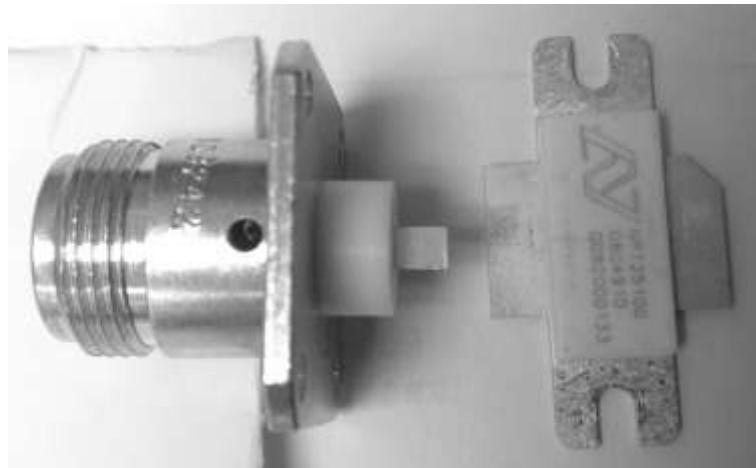


**Figura 37. Parámetros S de la base Maury Microwave con la línea**

Respecto a los resultados medidos y simulados de la línea de 5.08 mm (Figura 37) observamos que hay un poco de variaciones, esto se debe a que la línea de 5.08 mm es una pieza que va por separado y se coloca entre ambos adaptadores de impedancia, ocasionando que la pieza no tenga buen contacto con la base, no obstante se considera que los resultados son aceptables ( $S_{11}$  y  $S_{22}$  es menor que -10 dB). Por lo que, al comparar las mediciones y las simulaciones del thru (Figura 33), open (Figura 35) y la línea (Figura 37), se corrobora que los resultados generados en ADS son correctos. Una vez que se tiene el conocimiento para simular este tipo de estructuras se comenzó a trabajar con el diseño final de la base de pruebas.

### 3.2.2. Diseño final de la base de pruebas para el transistor NPT25100

El transistor NPT25100 (Nitronex Corporation, 2013), de la compañía Nitronex, tiene un encapsulado grande para poder disipar una mayor cantidad de calor, esto quiere decir que tiene una resistencia térmica pequeña. Debido al tamaño del encapsulado los contactos del transistor son más anchos (con una impedancia menor a los  $50 \Omega$ ) que los transistores convencionales en los que sus terminales están terminadas en  $50 \Omega$ . En la Figura 38 se muestra una comparación del ancho de los contactos de transistor y del ancho del contacto del conector.



**Figura 38. Conector SC9242 y transistor NPT25100.**

Por este motivo es necesario el diseño de la base de prueba para poder insertar el transistor de potencia sin problemas de reflexión en la entrada y salida del dispositivo. La base debe tener dos adaptadores de impedancias (iguales), uno para la compuerta y el otro para el drenador del transistor. En la Figura 39 se muestra en que parte de la base se debe de colocar el conector y el del transistor, en la parte derecha (más delgada) debe de estar terminada en  $50 \Omega$  y tener el mismo ancho que el contacto del conector, la parte izquierda tiene que tener espacio suficiente para poder colocar uno de los contactos del transistor. Por otro lado, aunque la base de pruebas de Maury Microwave tiene un adaptador de  $50 \Omega$  a una impedancia baja, las terminales del transistor NPT25100 (Nitronex Corporation, 2013) son más anchas que el ancho de la base comercial, por lo que no hacen contacto de manera correcta como se muestra en la Figura 31 b.



**Figura 39. Adaptador de impedancias tipo Klopfenstein (de 50  $\Omega$  a baja impedancia).**

Para iniciar con el diseño de la base de pruebas es necesario saber:

- Substrato a utilizar.
- Frecuencia de diseño de la base.
- Dimensión de los contactos del transistor.
- Dimensiones de los conectores.

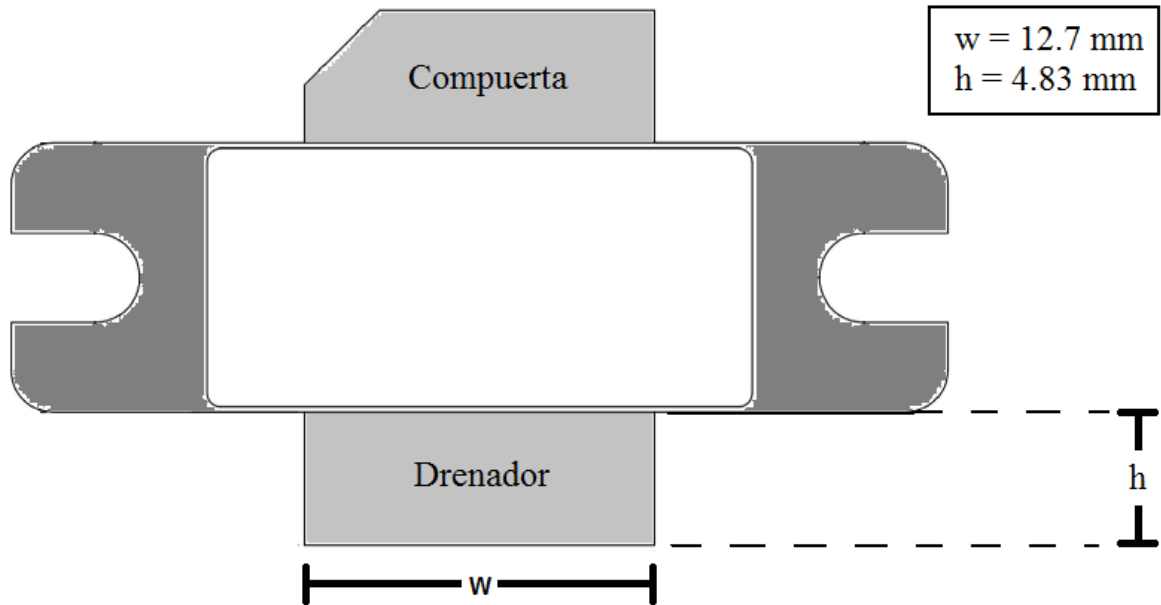
El substrato a utilizar es RO4003C de la compañía *Rogers*. Este material tiene un coeficiente de expansión térmico muy pequeño por lo que no se deforma cuando es sometido a altas temperaturas; además, que está optimizado para aplicaciones en alta frecuencia. En la siguiente tabla podemos observar alguna de sus propiedades (Rogers Corporation, 2011):

**Tabla 1. Propiedades del substrato RO4003C**

Propiedad	Valor
Espesor del substrato (H)	1.5 mm
Espesor del conductor (T)	35 $\mu\text{m}$
Constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ )	3.55
Coeficiente de expansión térmico en X	11 ppm/ $^{\circ}\text{C}$
Coeficiente de expansión térmico en Y	14 ppm/ $^{\circ}\text{C}$
Coeficiente de expansión térmico en Z	46 ppm/ $^{\circ}\text{C}$

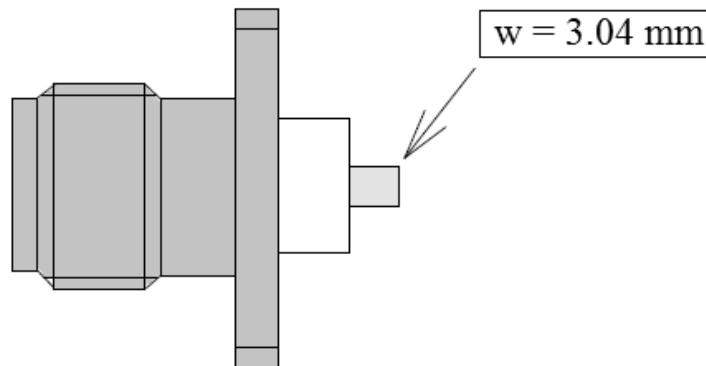
La frecuencia de diseño de la base de pruebas es de 1 a 10 GHz. La frecuencia más baja depende del largo del adaptador de impedancias. Para que el adaptador funcione desde 1 GHz este debe de tener como mínimo un largo de 74.2 mm.

El ancho de los contactos del transistor se encuentra en su hoja de datos (Nitronex Corporation, 2013), sus dimensiones se comprobaron midiéndolas con un vernier (Figura 40). Las dimensiones del drenador y la compuerta son iguales.



**Figura 40. Dimensiones de las terminales del transistor NPT25100.**

El conector que se va a utilizar es el modelo SC9242 (Fairview microwave inc., 2013), es un conector tipo N con una impedancia de  $50 \Omega$ , opera a una frecuencia desde 0 hasta 12 GHz y soporta una temperatura de hasta  $155^\circ\text{C}$ . Las dimensiones se encuentran especificadas en la hoja de datos y fueron corroboradas con ayuda de un vernier (ver Figura 41).



**Figura 41. Conector SC9242, ancho del contacto**

Al conocer las propiedades del sustrato, las dimensiones de los contactos del transistor y del conector, es posible obtener las impedancias correspondientes de cada extremo del adaptador de impedancias. Una vez que se conoce el valor de las impedancias se puede realizar el cálculo para diseñar la base de pruebas. Las dimensiones del diseño de los adaptadores se muestran en la Figura 42. Se mencionó

anteriormente que el largo del adaptador debe de ser de 74.2 mm, pero se le agregaron al extremo de la parte del transistor 5.5 mm. Esto es con el fin de que los contactos del transistor tuvieran espacio suficiente para poder hacer contacto en la base.

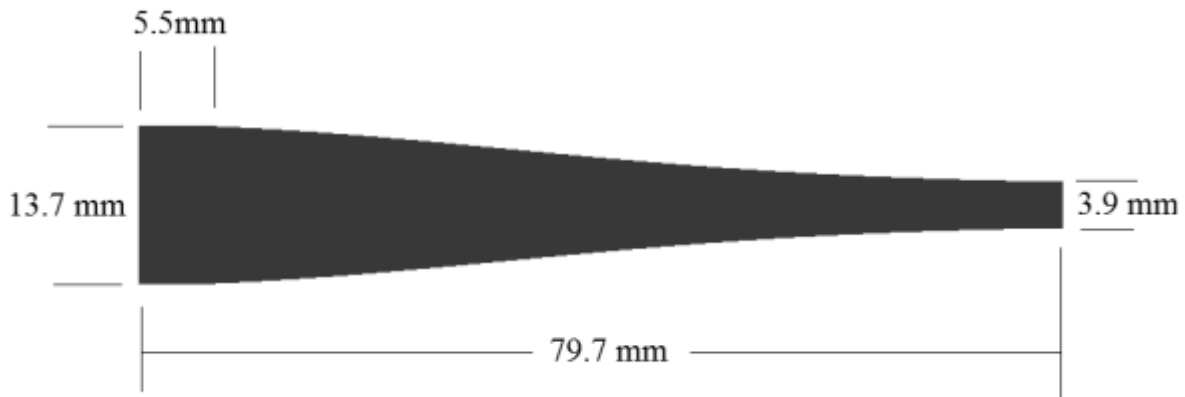


Figura 42. Dimensiones del adaptador de impedancias.

### 3.2.2.1. Diseño de un kit de calibración

Los parámetros S medidos se ven afectados por los errores sistemáticos asociados a la base y a los cables del AR. Debido a esto es necesario el diseño de un kit de calibración para corregir dichos errores y establecer el plano de referencia en los contactos de transistor (ver Figura 43), es decir recorrer el plano de referencia al extremo de baja impedancia de la base de pruebas.

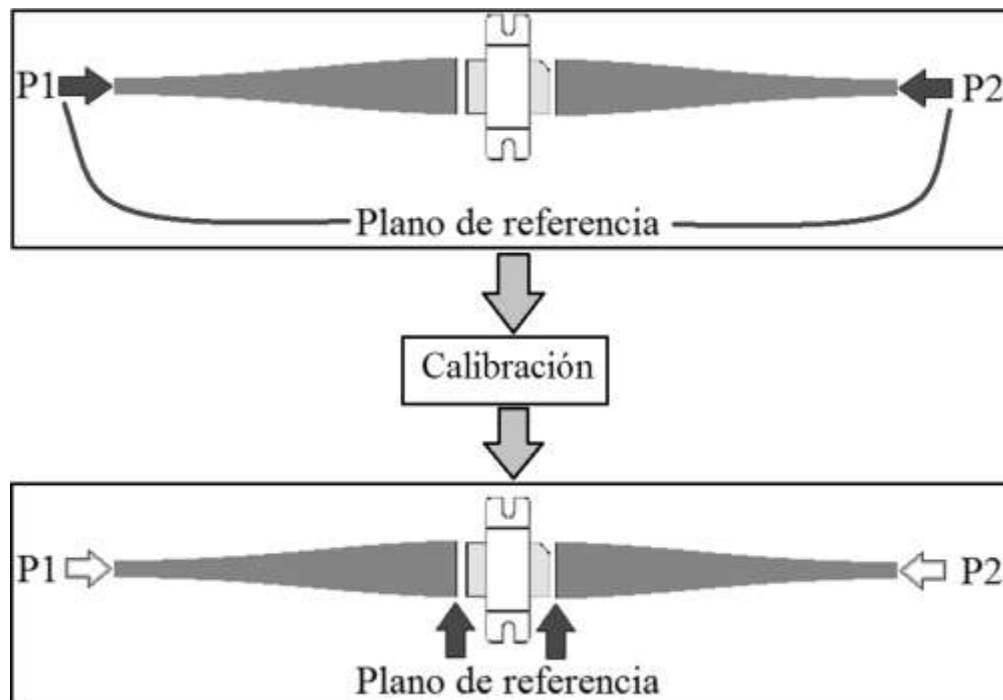


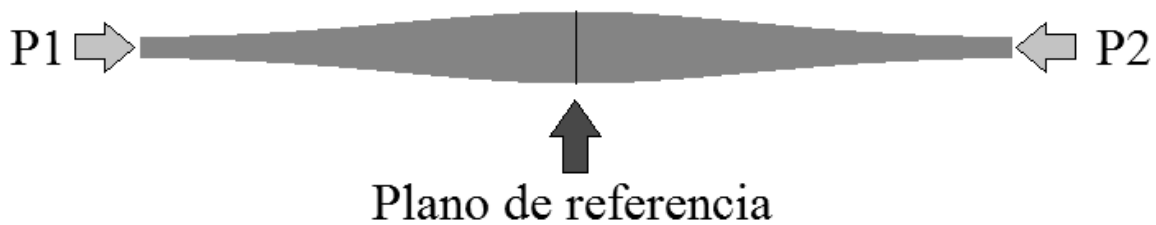
Figura 43. Calibración de la base de pruebas.

El kit de calibración está conformado por los siguientes estándares:

- Thru.
- Línea 4mm (L0).
- Línea 6mm (L1).
- Línea 10mm (L2).
- Corto (*offset short*).
- Abierto (*offset open*).
- Carga (*Load*).

Se utilizan con dos algoritmos diferentes TRL (Reynoso-Hernandez, Pulido-Gaytan, Maya-Sanchez, & Loo-Yau, 2012) y LRR (Pulido-Gaytan, Reynoso-Hernandez, Zarate-de Landa, Loo-Yau, & del Carmen Maya-Sanchez, 2013).

El thru es la unión de las dos partes de la base de pruebas. Para la base, se diseñó una placa adicional en donde ya están unidas ambas partes. Como otra opción está la misma base de pruebas, se puede desmontar el transistor para unir las dos piezas y hacer el thru (Figura 44).



**Figura 44. Dibujo del estándar thru.**

Las 3 líneas de diferente longitud (L0, L1 y L2) se muestran en la Figura 45. Estas deben de ser de diferentes longitudes para que funcionen a diferentes frecuencias.

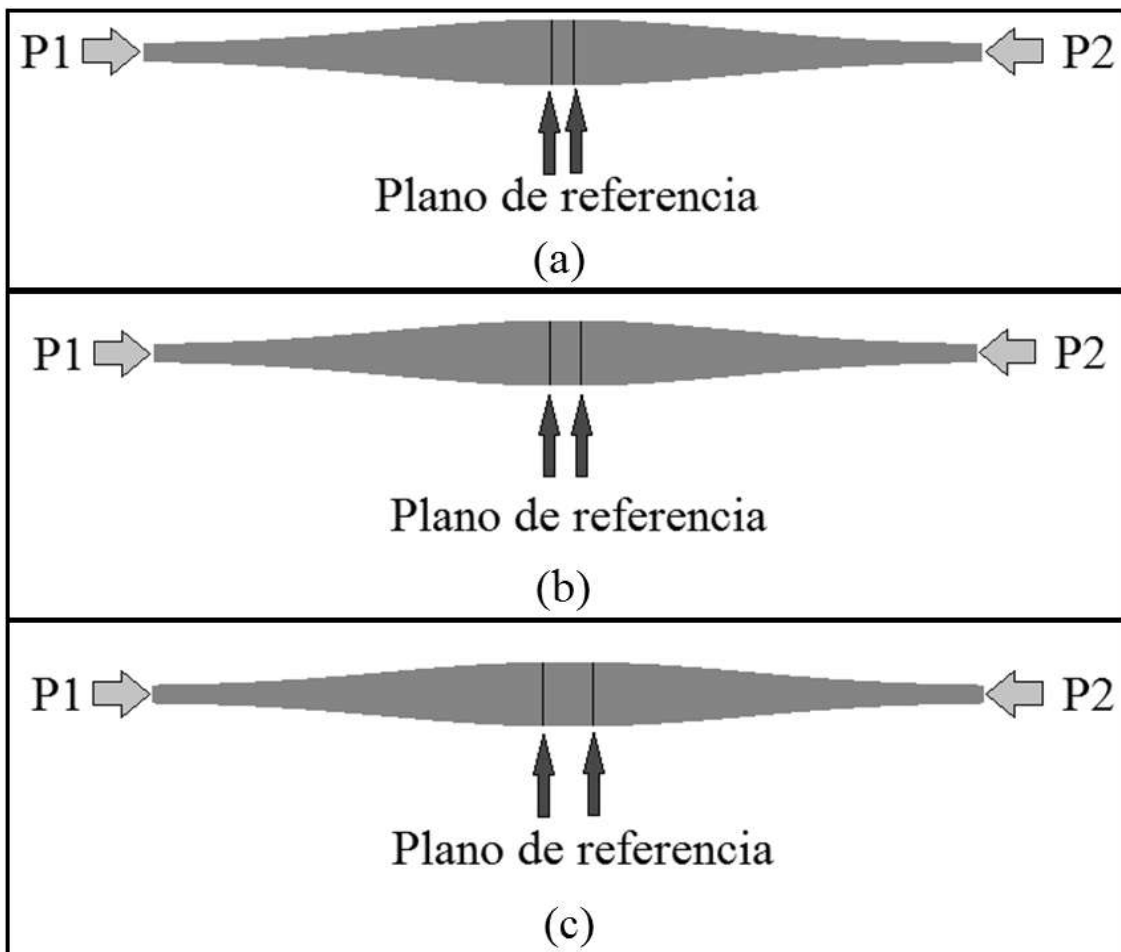


Figura 45. Dibujos de (a) Línea de 4mm, (b) línea de 6mm, (c) línea de 10mm.

Para el diseño del *offset short* y el *offset open* se tuvo que hacer un ajuste con las fases, ambas deben de tener la misma pendiente. Para ajustarlas se realizaron varias simulaciones cambiando la longitud del open y el short. Esto es con el fin de que se puedan utilizar con el algoritmo LZZ (Pulido-Gaytan, Reynoso-Hernandez, Zarate-de Landa, Loo-Yau, & del Carmen Maya-Sanchez, 2013). Las simulaciones se realizaron utilizando el programa ADS, el ajuste final se muestra en la Figura 46. En la Figura 47 se muestra la comparación de las fases.

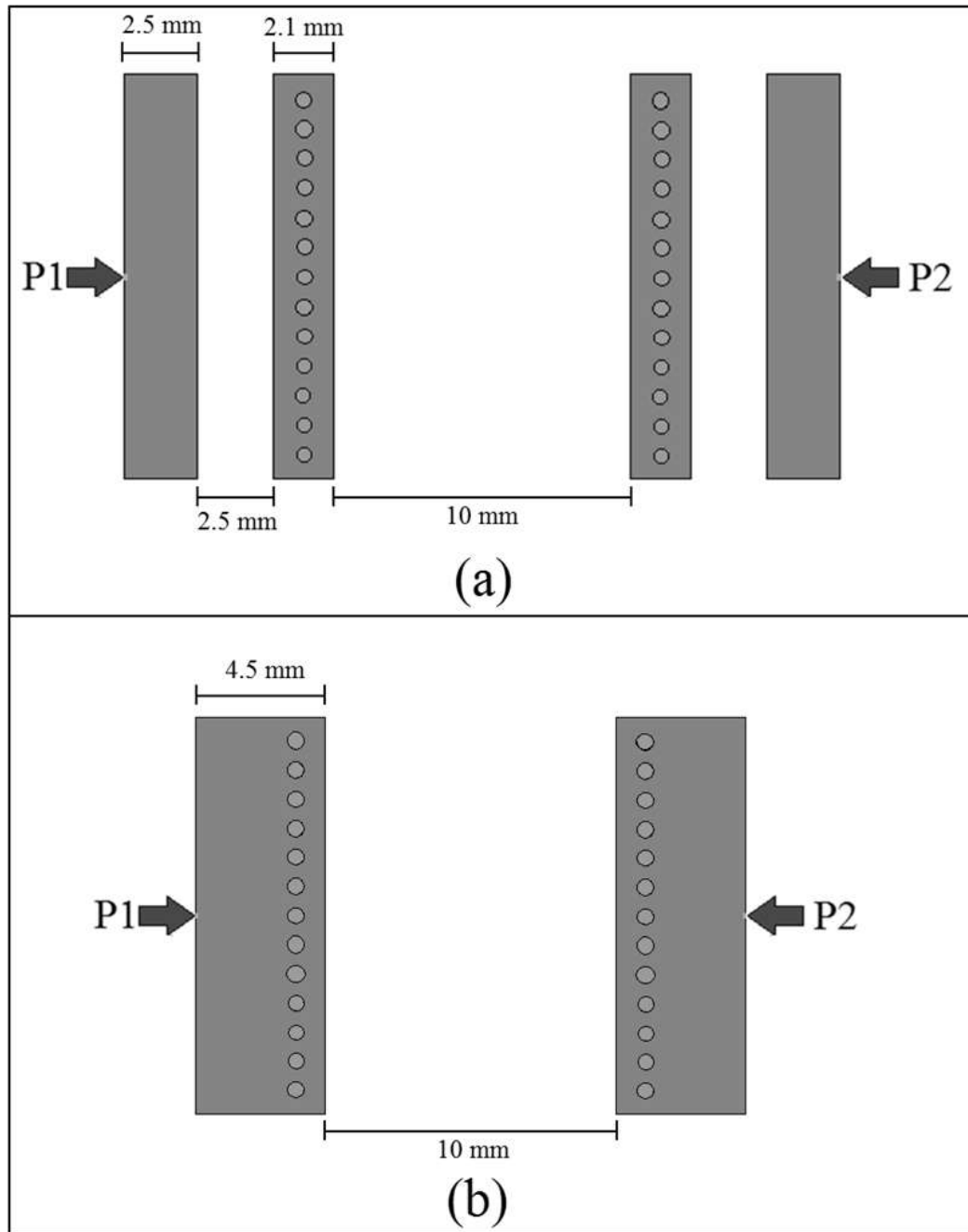
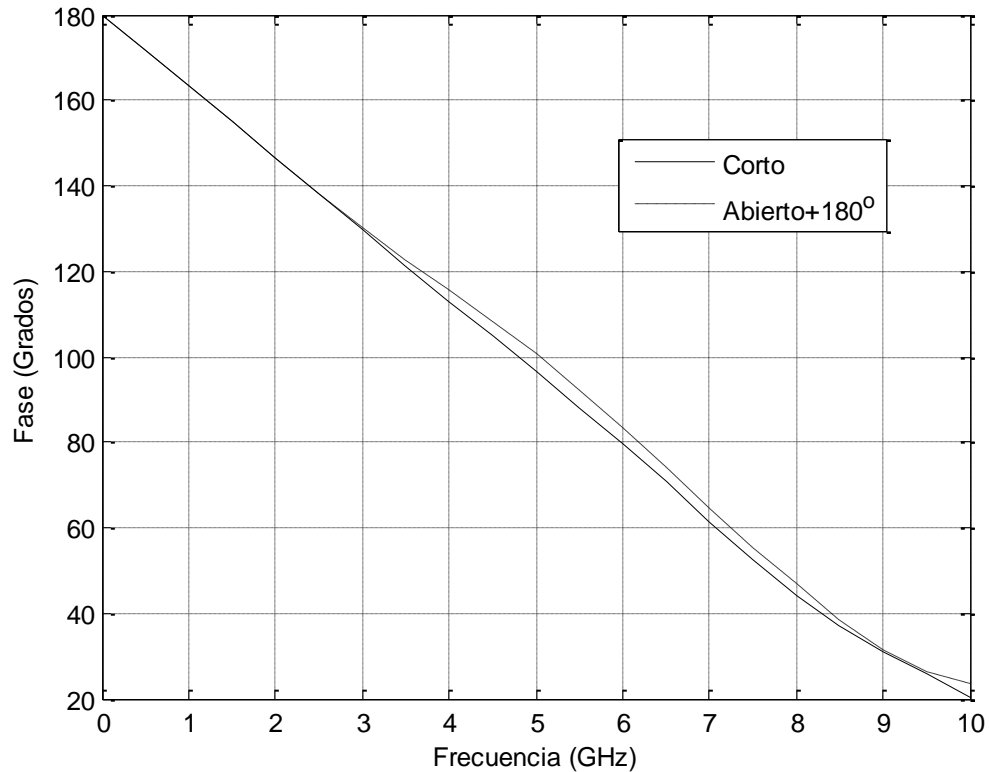


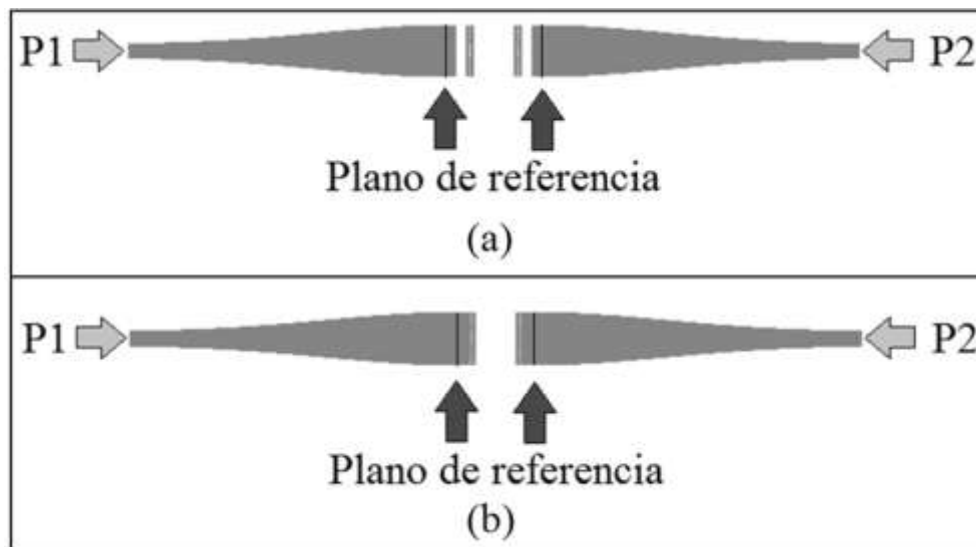
Figura 46. Layout en ADS, (a) offset open y (b) offset short.





**Figura 47. Comparación de fases (abierto vs corto).**

Una vez realizado el ajuste de las fases se unieron estos estándares con los adaptadores de impedancia correspondientes para que sean parte del kit de calibración de la base de pruebas. En la Figura 48 se muestra el *layout* del *offset open* y el *offset short*.



**Figura 48. Dibujos del diseño final de (a) offset open y (b) offset short.**

Las cargas a utilizar son de la compañía ATC (American Technical Ceramics Corp., 2013) modelo FT10302N0050J (Figura 49), para utilizarlas como estándar se deben de colocar en los adaptadores de impedancia (en la parte más ancha).

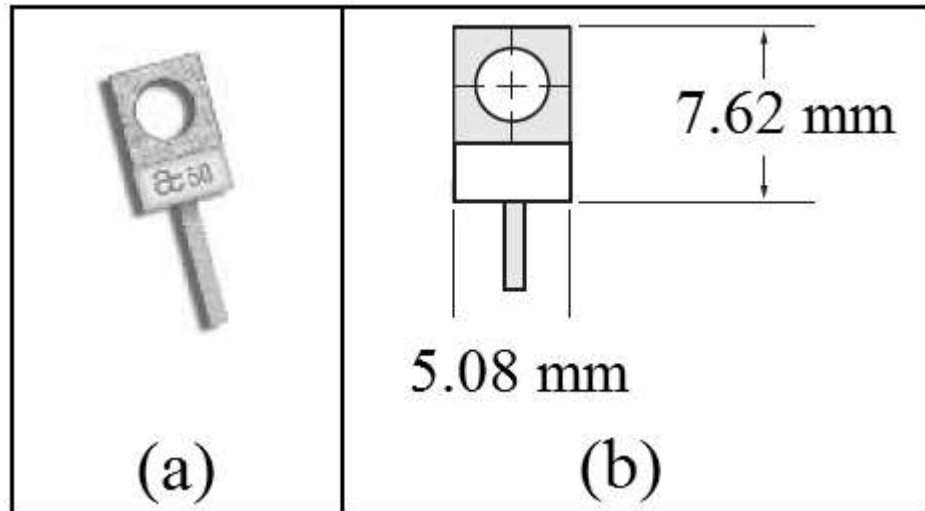


Figura 49. Carga de 50  $\Omega$  FT10302N0050J, (a) foto, (b) dimensiones.

Para ajustar el par de cargas en las placas, se tuvieron que hacer 2 orificios con espacio suficiente para colocarlas en los adaptadores de impedancias. En la Figura 50 se muestra como quedaron las dimensiones de los espacios para colocarlas.

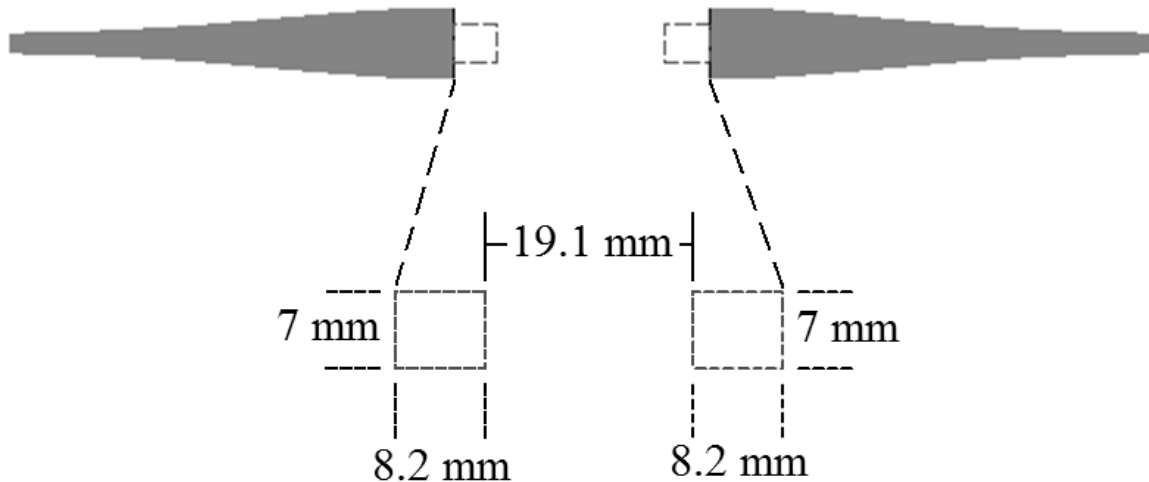
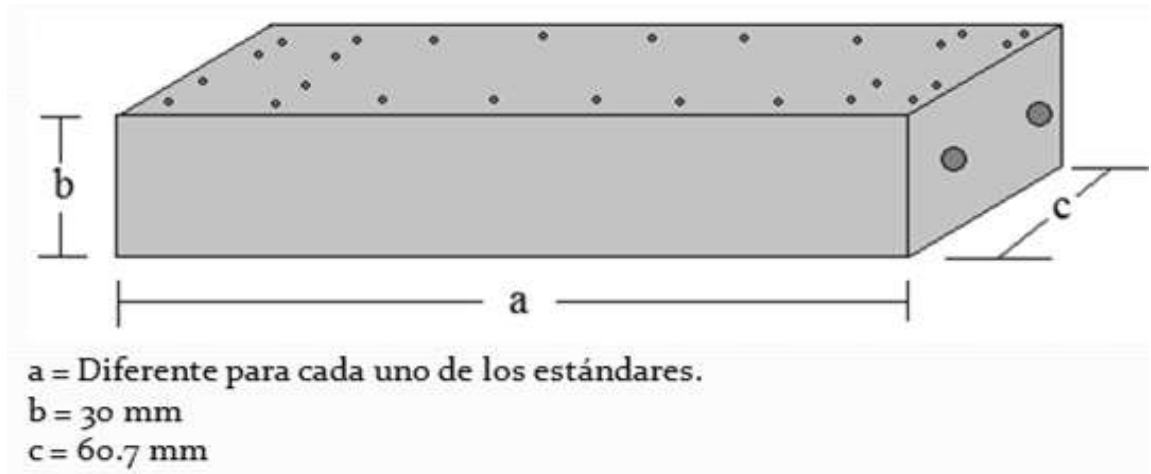


Figura 50. Espacio en la placa para colocar las cargas.

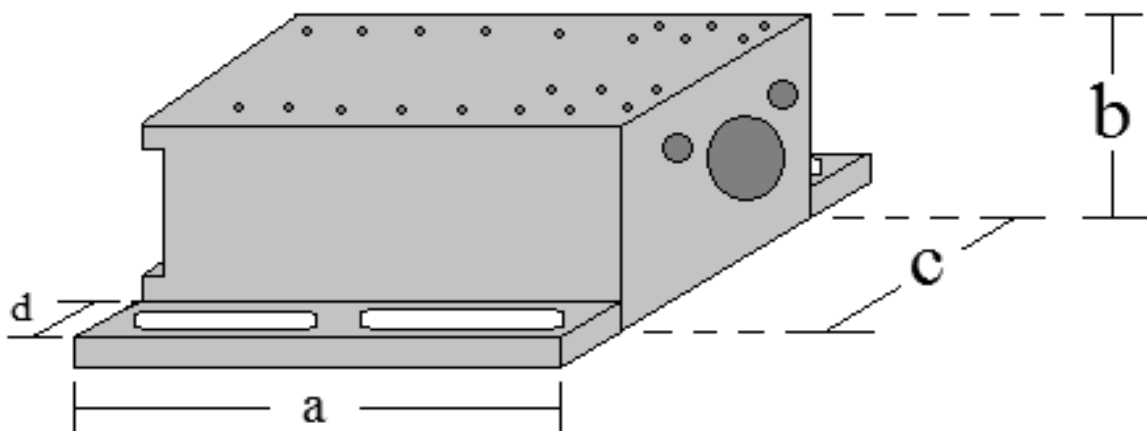
Debido a que los conectores SC9242 no se pueden colocar fácilmente en las placas, además de que sólo se contaba con un par, se tuvieron que diseñar unas piezas de aluminio especiales para colocar cada uno de los estándares, la base de pruebas, el transistor y el par de conectores. Para montar los estándares las piezas deben de ser lo más parecidas posible, como se muestra en la Figura 51. En esta se observa que únicamente varía la distancia "a" (largo), la cual se determina en función

de las dimensiones de cada estándar que se colocará en la pieza de aluminio correspondiente.

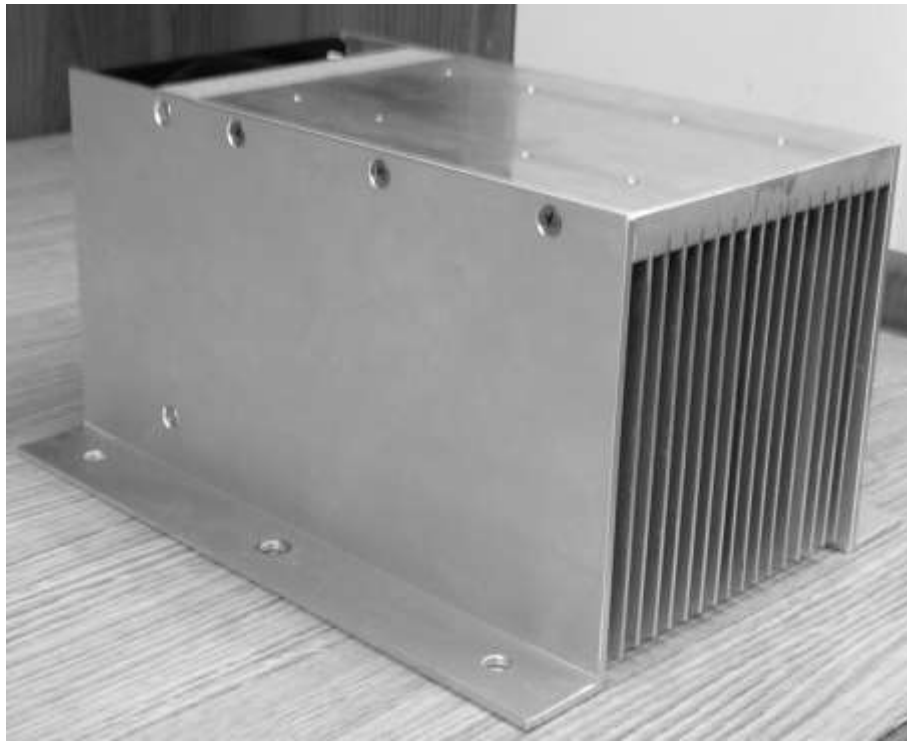


**Figura 51.** Pieza de aluminio para montar los estándares.

Las piezas para el montaje de la base (Figura 52) tienen que ser diferentes, ya que la base de pruebas debe de soportar altos valores de potencia. Por lo que debe de colocarse sobre un disipador de calor adecuado a las dimensiones del sistema completo. El disipador de calor es de la compañía C & H technology modelo 5115F (C & H thecnology, inc., 2014). En la Figura 53 se muestra una foto del disipador.

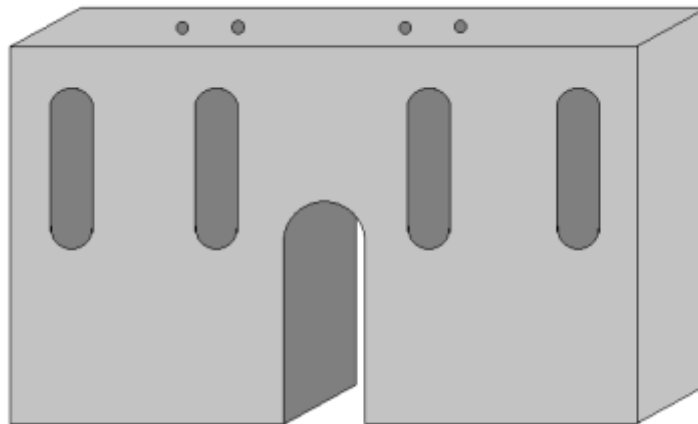


**Figura 52.** Pieza para colocar una placa de la base de pruebas.



**Figura 53. Disipador de calor CH5115F.**

El transistor se coloca en otra pieza especial de cobre (Figura 54), se construyó en este material porque conduce más fácilmente el calor hacia el disipador. Esta pieza va colocada en la base de pruebas.



**Figura 54. Pieza para colocar el transistor.**

Como se comentó antes, en el diseño de las piezas para colocar los conectores se tomó en cuenta que sólo se contaba con un par de ellos, por lo que se tuvo que diseñar una pieza que permitiera montarlos y desmontarlos fácilmente en cada uno de los estándares y la base de pruebas, la Figura 55 muestra el diseño de dicha pieza. El montaje final de la base de pruebas se muestra en la Figura 56.

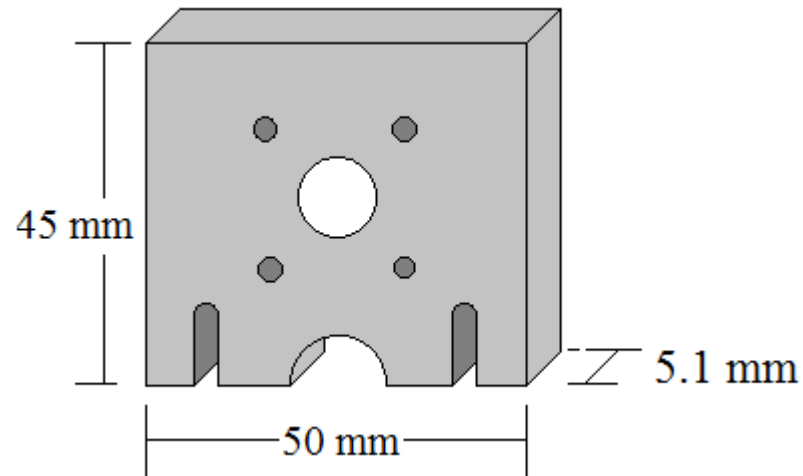
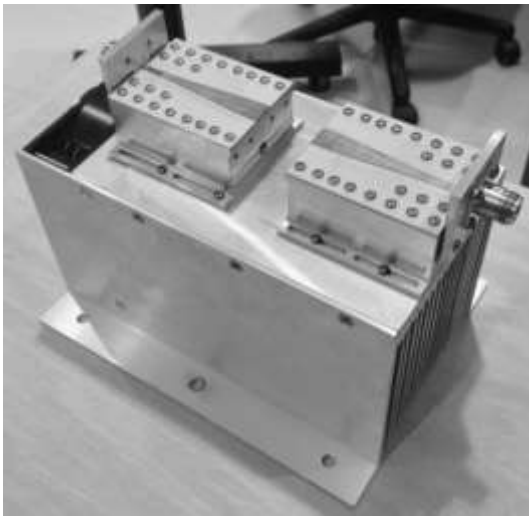
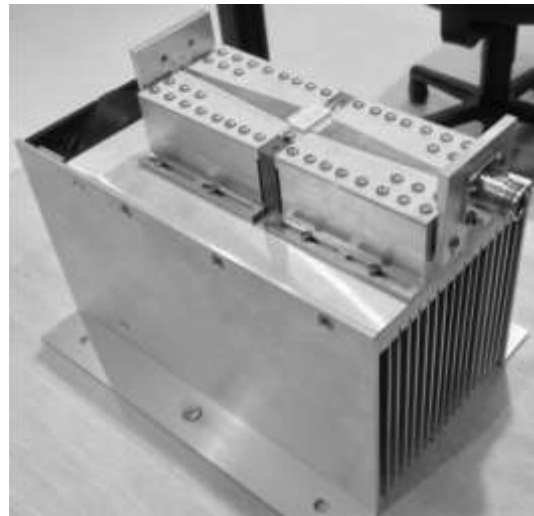


Figura 55. Pieza para colocar los conectores.



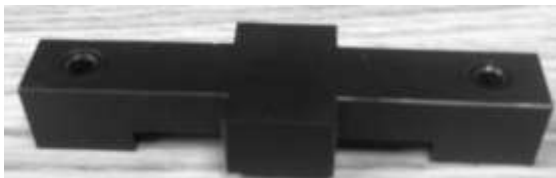
(a)



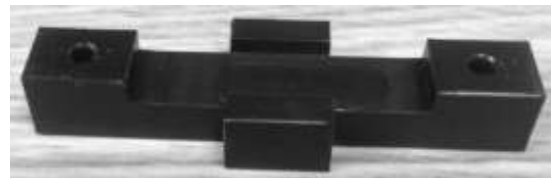
(b)

Figura 56. (a) Base de pruebas, (b) base de pruebas con el transistor montado.

Para que las terminales del transistor hagan contacto completamente en las placas, se diseñó una pieza de plástico (Figura 57) que se encarga de unir dichas terminales con las placas de la base. Ésta debe de ir atornillada en la parte superior del transistor.



(a)



(b)

Figura 57. Pieza para que el transistor haga contacto.

### 3.3. Diseño de redes de polarización

En este trabajo sólo nos enfocaremos en el diseño de una T de polarización. Ésta debe de operar en banda ancha. Las redes (T's) de polarización son dispositivos que se utilizan para suministrar corrientes o tensiones directas a los transistores o amplificadores (Figura 58). Si en el puerto 1 introducimos una señal de RF, ésta solo debe de llegar al puerto 2 e idealmente no debe de tener pérdidas ( $S_{21} \approx 0$  dB). Una señal de DC puede pasar por el puerto 3 hacia el puerto de la 2 y debe de atenuar las señales de RF ( $S_{32} \ll 0$  dB).

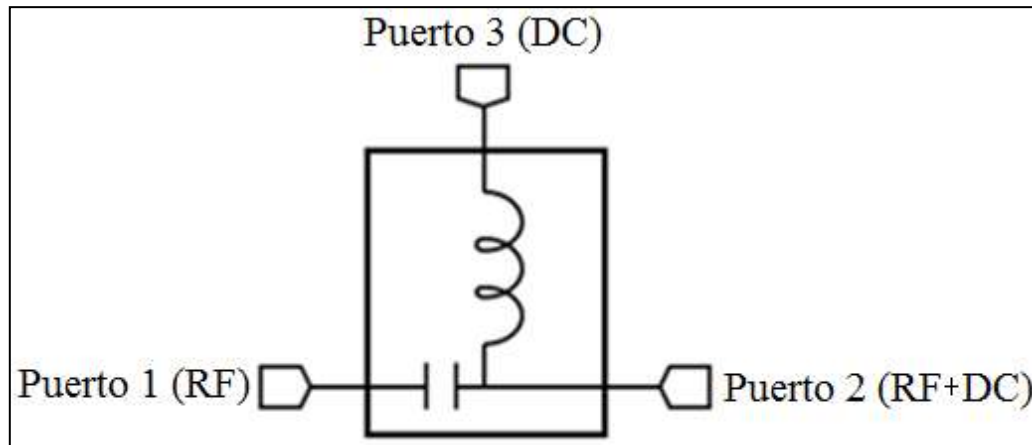


Figura 58. Diagrama de una T de polarización.

La idea de este diseño es que se pueda implementar en la base de pruebas (en una misma placa). Para bloquear la corriente directa en el puerto 1 y 2 de la base de pruebas (Figura 59) se utilizarán capacitores (KEMET Electronics Corporation, 2013), 2 de  $2.2 \mu\text{F}$  (Figura 60). Éstos se ajustan perfectamente en el diseño del adaptador (Figura 61) y soportan hasta 100 V.

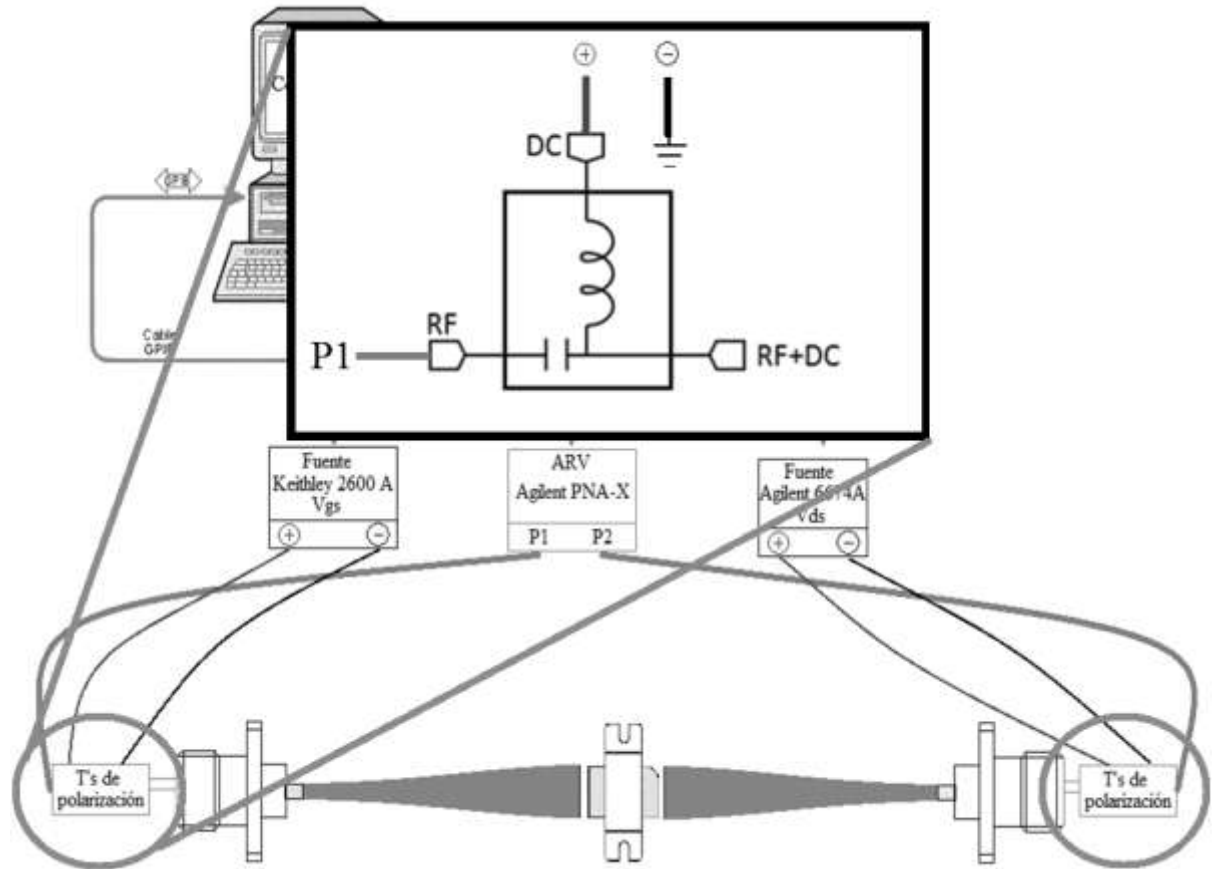


Figura 59. Sistema completo con T's de polarización externas.

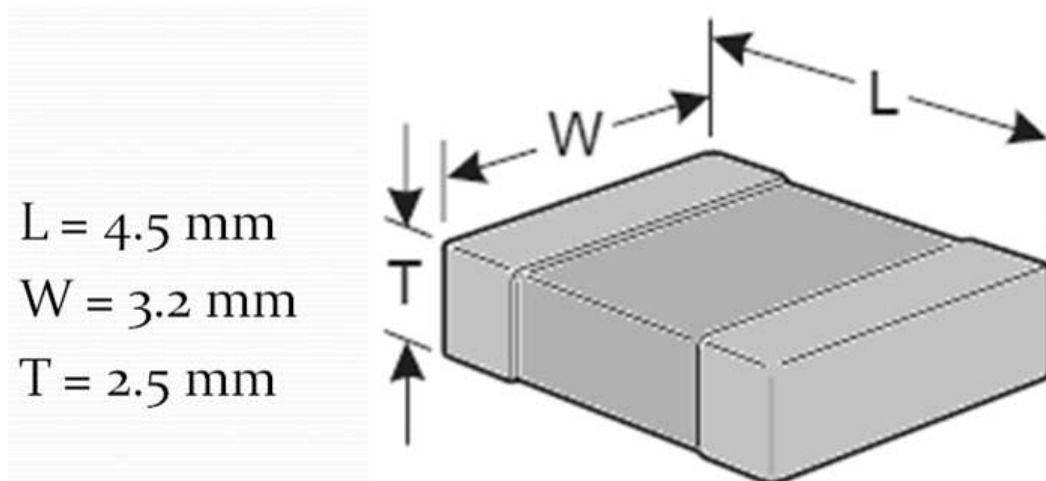


Figura 60. Capacitor 1812C225K101CT.

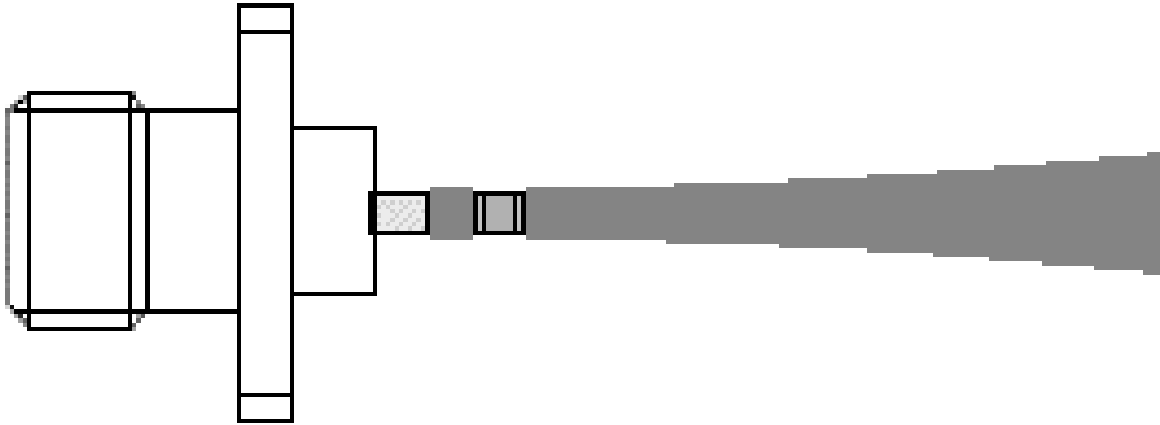


Figura 61. Adaptador de impedancias con el capacitor 1812C225K101CT.

El diseño del bloqueador de RF se hará en líneas de microcinta, quedando en una sola placa con la base de pruebas. Como bloqueador de RF se utilizará el stub radial (Sadhir & Bahl, 1991),(Kim, Kim, Kim, & Cha, 2006) y (Basset, 2000). Ésta estructura funciona como un corto circuito para las señales de RF. Es más corto que los stub en abierto convencionales y operan en banda ancha. Las dimensiones del stub radial se muestran en la Figura 62. En la Figura 63 se muestra como deben de quedar colocados los bloqueadores de RF.

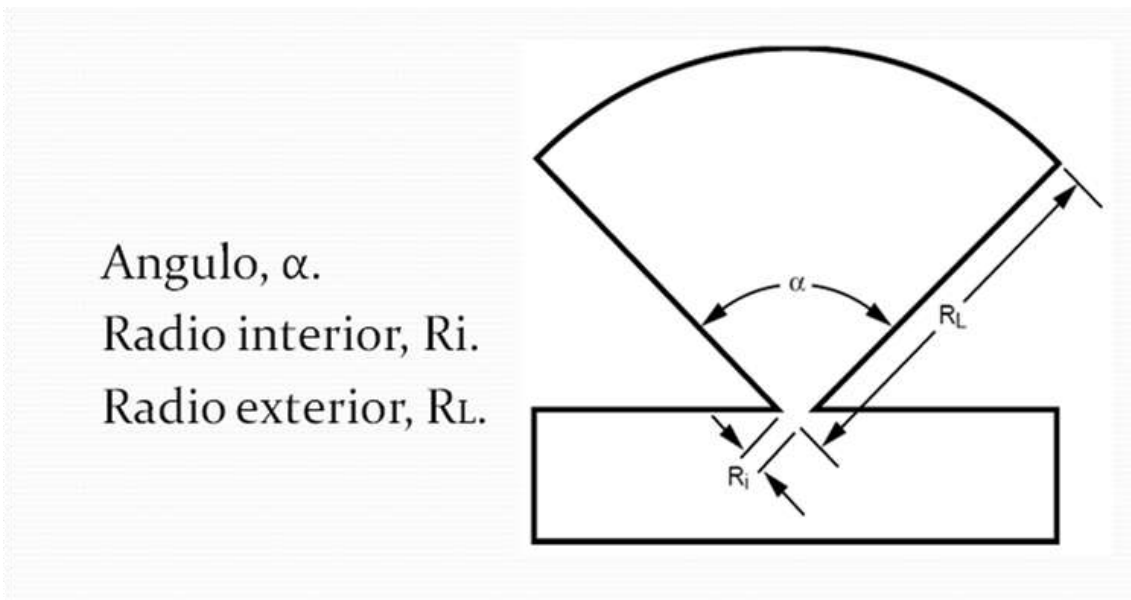
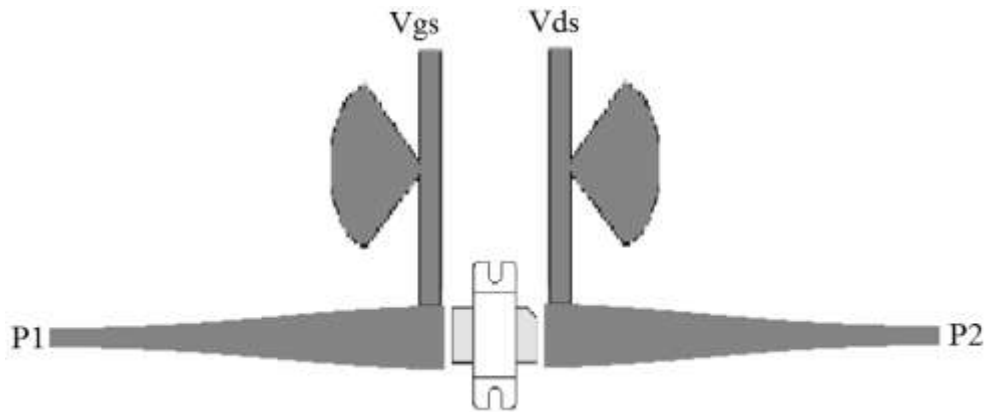


Figura 62. Dimensiones del stub radial.





**Figura 63. Base de pruebas con stub's radiales.**

Las características que debe de tener la T de polarización son:

- Ancho de banda de 0.5 hasta 10.5 GHz, debido a que el diseño de la base está propuesto para funcionar desde 1 hasta 10 GHz.
- El puerto de DC debe soportar aproximadamente 4 A, valor indicado en la hoja de datos del transistor NPT25100.

### 3.3.1. Ancho de la línea de DC

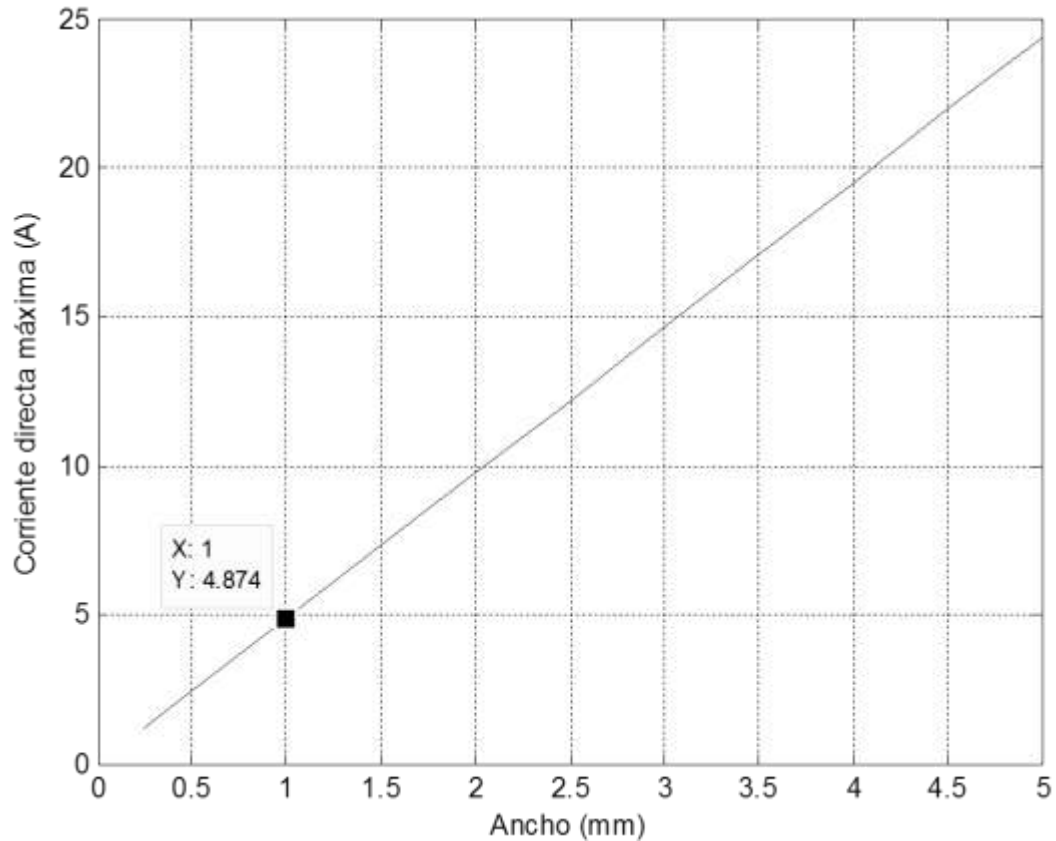
El cálculo de la corriente que puede soportar una línea de microcinta se realiza con la ecuación (15), (Basset, 2000) y (Rogers Corporation, 2011). El cálculo se realizó para el substrato RO4003C.

$$I = W \sqrt{\frac{(A)(C)(\Delta T)}{(G)(H)}} \quad (15)$$

Donde:

I es la corriente directa que fluye en la línea (Amperios). W es el ancho de la línea (mm). A es la conductividad térmica del dieléctrico (W[(mm)(K)]). C es el espesor del conductor (mm).  $\Delta T$  es el aumento de la temperatura en el material ( $^{\circ}\text{C}$ ). G la resistividad del conductor ( $\Omega\cdot\text{mm}$ ). H el espesor del dieléctrico (mm).

Todos los datos se pueden obtener en la hoja de datos del substrato (Rogers Corporation, 2011) o del programa *Microwave impedance calculator 2014* que se encuentra en la página de la compañía. En la Figura 64 se muestra una relación entre el ancho de la línea de microcinta y la corriente directa máxima que soporta. Si fijamos el aumento de temperatura a  $25^{\circ}\text{C}$ , tenemos que una línea de microcinta con un ancho de 1 mm puede soportar hasta 4.8 A.



**Figura 64. Corriente directa que soporta la microcinta (RO4003C), con  $\Delta T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ .**

Para saber que tanto afecta este valor de temperatura a la línea, debemos de revisar el coeficiente de expansión térmico del substrato (Rogers Corporation, 2011). En la hoja de datos aparecen tres valores para este coeficiente, el primero en el eje X, el segundo en el eje Y y el tercero en el eje Z (Tabla 2). Podemos observar en la Figura 65 que en el intervalo de los 25 a los 50  $^{\circ}\text{C}$ , el material se expande muy poco. Con estos resultados se considera conveniente elegir el ancho propuesto de la línea de 1 mm.

**Tabla 2. Coeficiente de expansión del material RO4003C.**

Coeficiente de expansión térmico (ppm/ $^{\circ}\text{C}$ )	
X	11
Y	14
Z	46

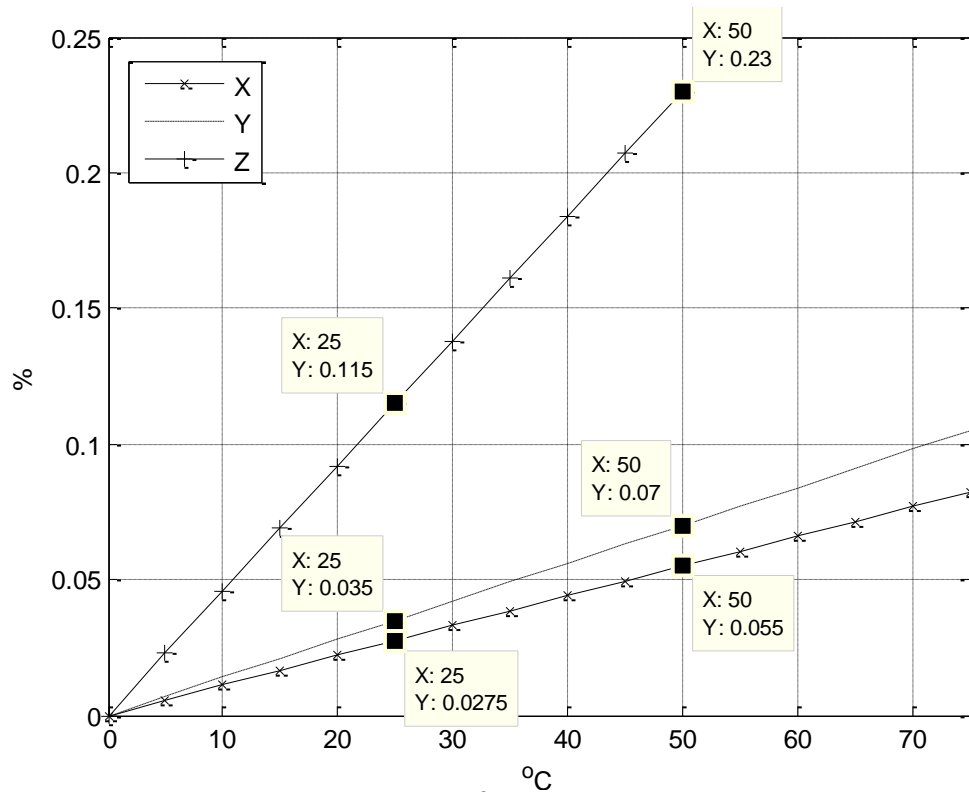


Figura 65. Coeficiente de expansión térmico vs. °C, (RO4003C).

### 3.3.2. Diseños con el stub radial.

Para esta estructura se realizaron 10 diseños diferentes (Tabla 3) uno para cada frecuencia. En todos los diseños se dejaron fijos los valores  $\alpha = 90^\circ$  (ángulo del stub) y  $R_i = 0.5$  mm (radio interior). Los cambios se consiguieron variando los valores  $R_L$  y el largo de la línea de DC (Figura 66).

Tabla 3. Dimensiones de los bloqueadores de RF.

Frecuencia (GHz)	$R_L$ (mm)	h (mm)
1	28.85	41.5
2	15	20
3	10.43	12
4	8	8.5
5	6.6	7
6	5.6	6
7	4.8	6
8	4.2	4.5
9	3.7	4.1
10	3.3	3.3

Con estos diez diseños se llegó a la conclusión de que la respuesta de la atenuación (parámetro  $S(3,2)$ ) en función de la frecuencia varía con la longitud del radio exterior del stub ( $R_L$ ), si se desea atenuar en baja frecuencia el stub radial debe de ser grande (para 1 GHz,  $R_L = 28.5$  mm), el caso es contrario si se desea atenuar en alta frecuencia ya que  $R_L$  debe de ser pequeño (para 10 GHz = 3.3 mm). También se debe tener en cuenta el parámetro  $S(2,1)$ , este depende del valor de  $h$  (posición en la que se coloca el stub radial, Figura 66), para tener buena transmisión baja frecuencia el stub se debe de colocar lejos de la línea (para 1 GHz,  $h = 41.5$  mm) y en alta frecuencia el stub se debe de colocar cerca de la línea de transmisión (para 10 GHz,  $h = 3.3$  mm). Los resultados de la simulación en ADS de los bloqueadores de RF diseñados, cuyas dimensiones se muestran en la Tabla 3, se presentan de la Figura 67 a la 76 respectivamente.

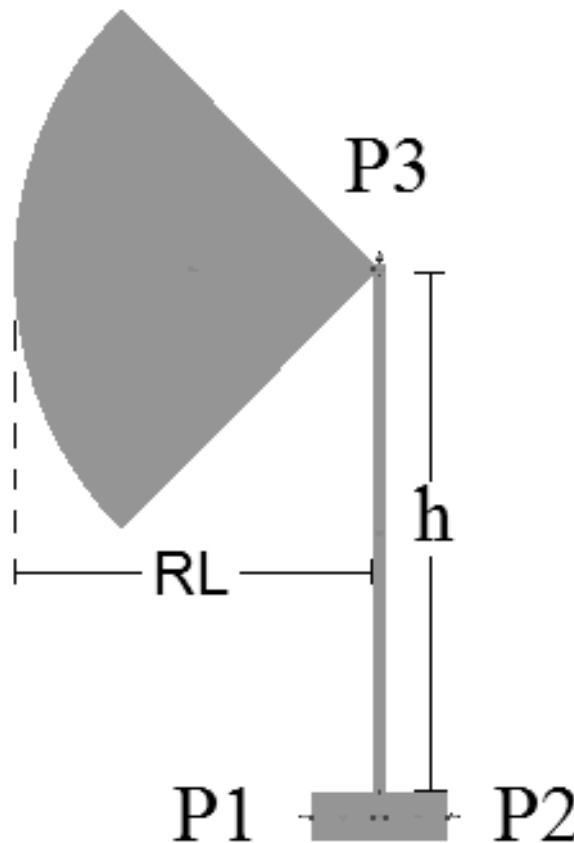


Figura 66. Bloqueador de RF con stub radial.

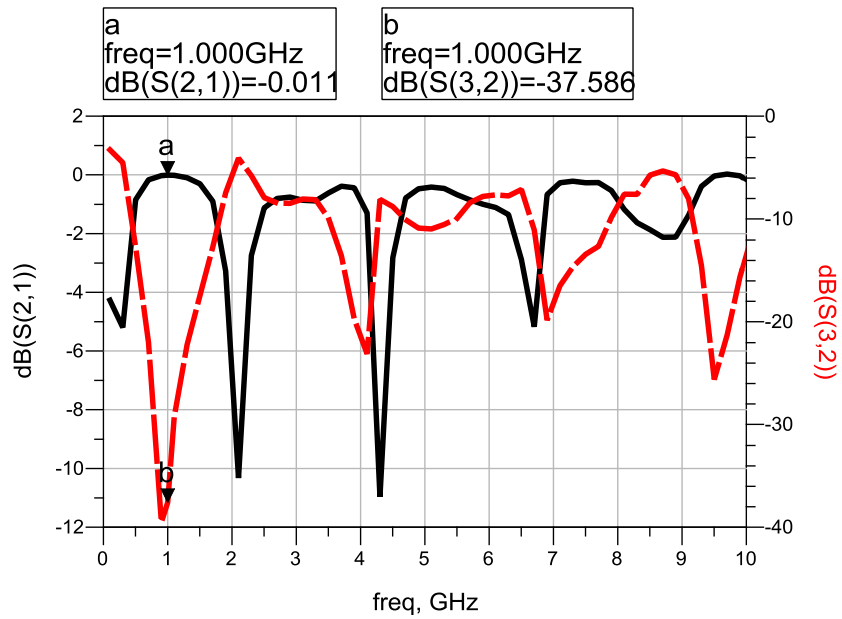


Figura 67. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 1 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 1 GHz (línea discontinua).

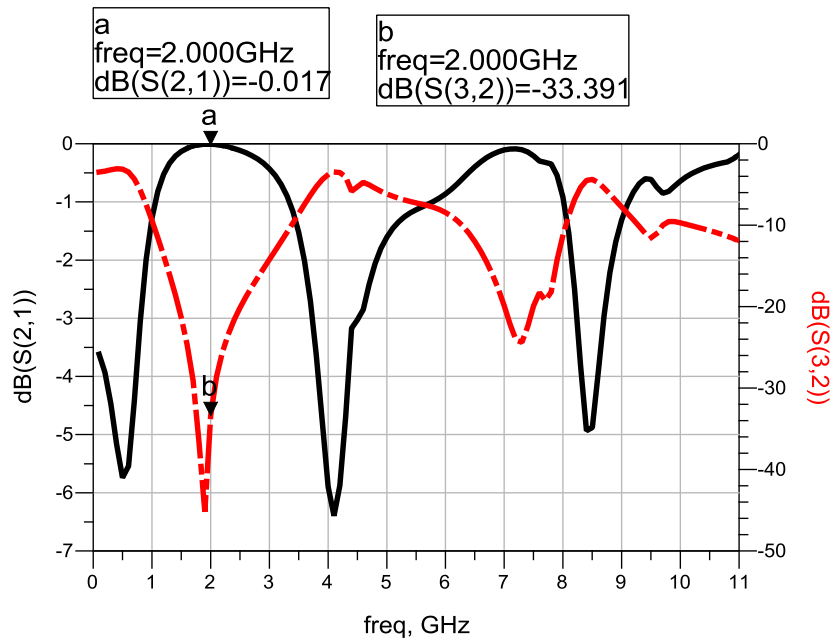


Figura 68. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 2 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 2 GHz (línea discontinua).

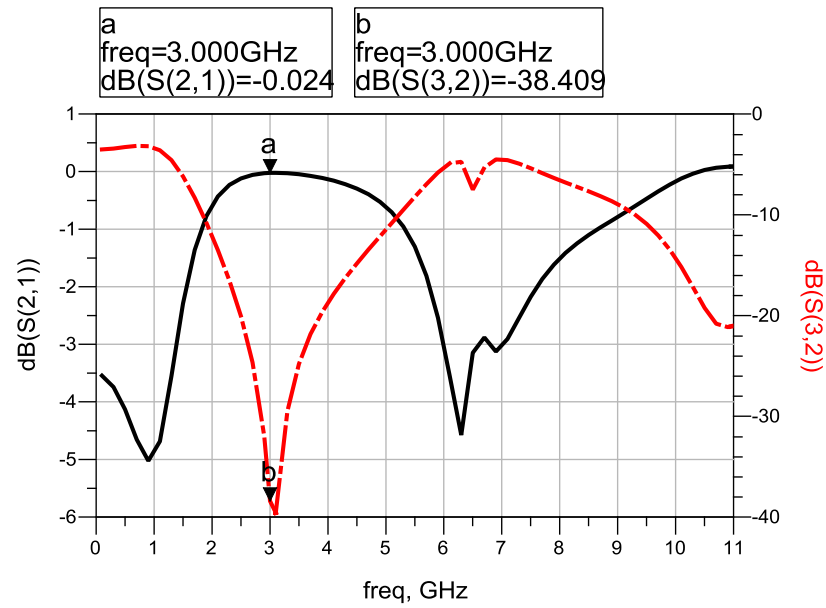


Figura 69. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 3 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC para el diseño de 3 GHz (línea discontinua).

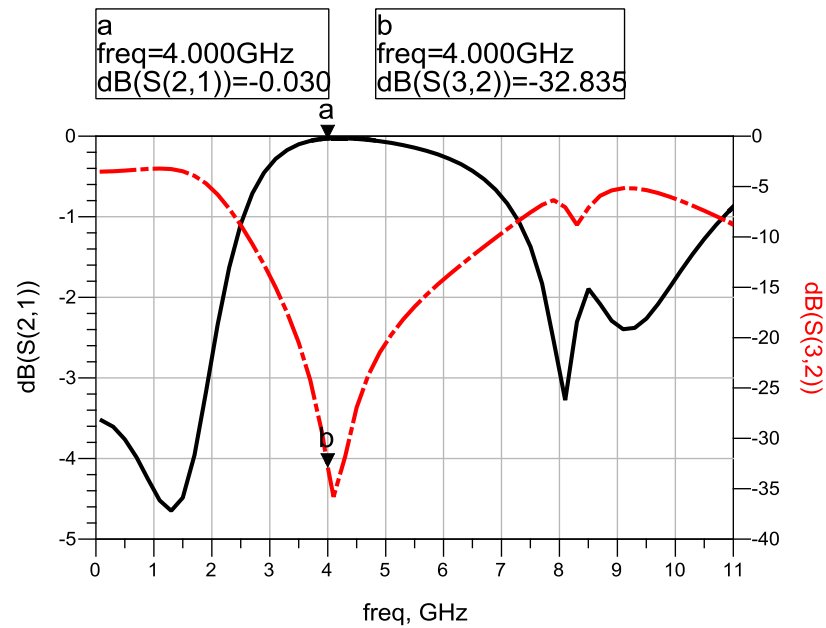


Figura 70. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 4 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 4 GHz (línea discontinua).

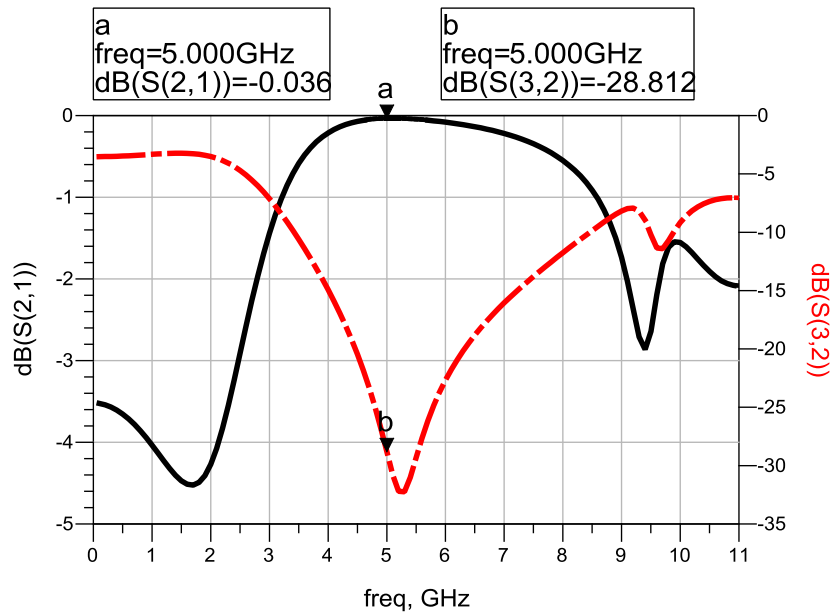


Figura 71. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 5 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 5 GHz (línea discontinua).

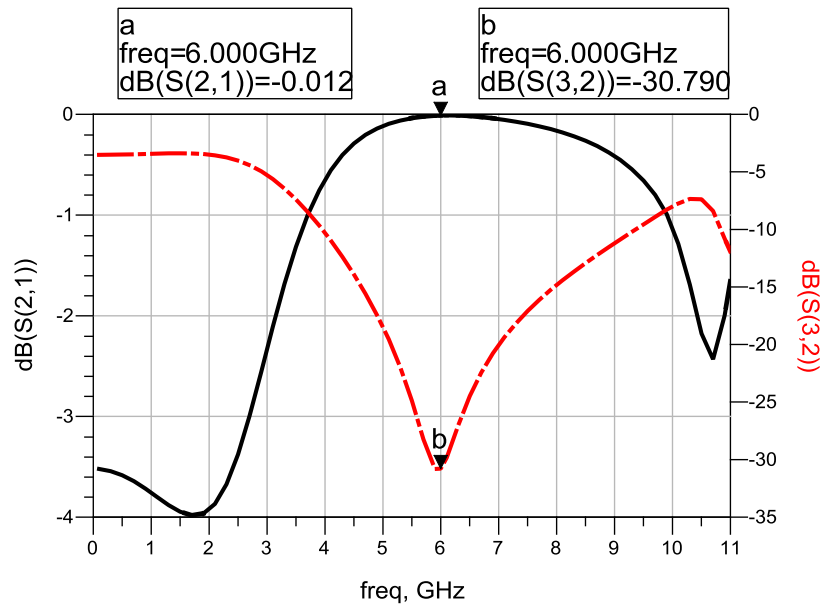


Figura 72. Trasmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 6 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 6 GHz (línea discontinua).

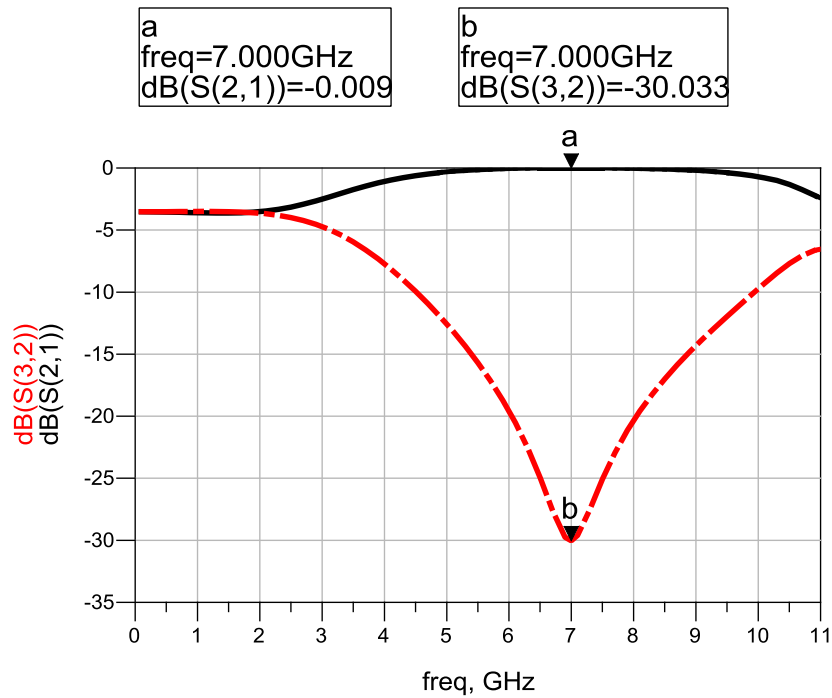


Figura 73. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 7 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 7 GHz (línea discontinua).

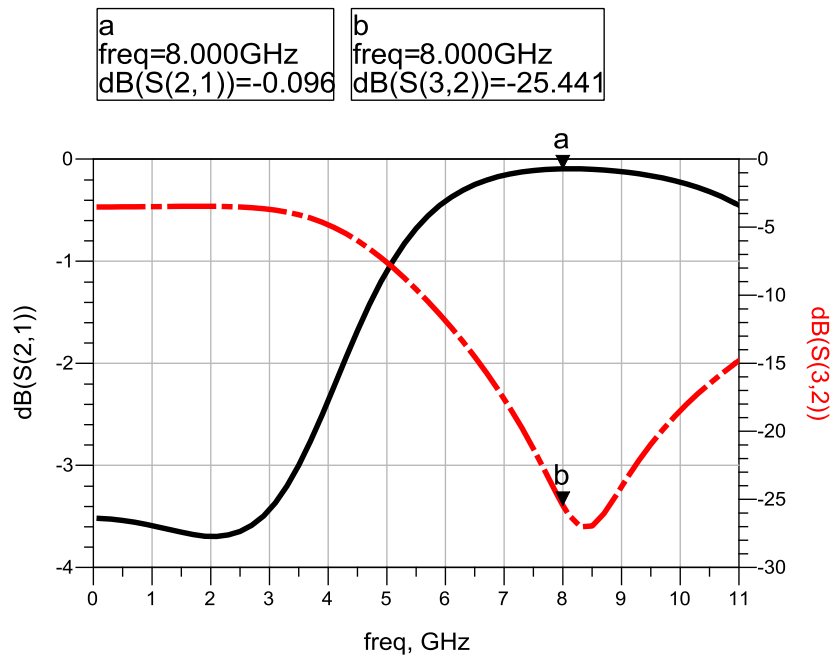
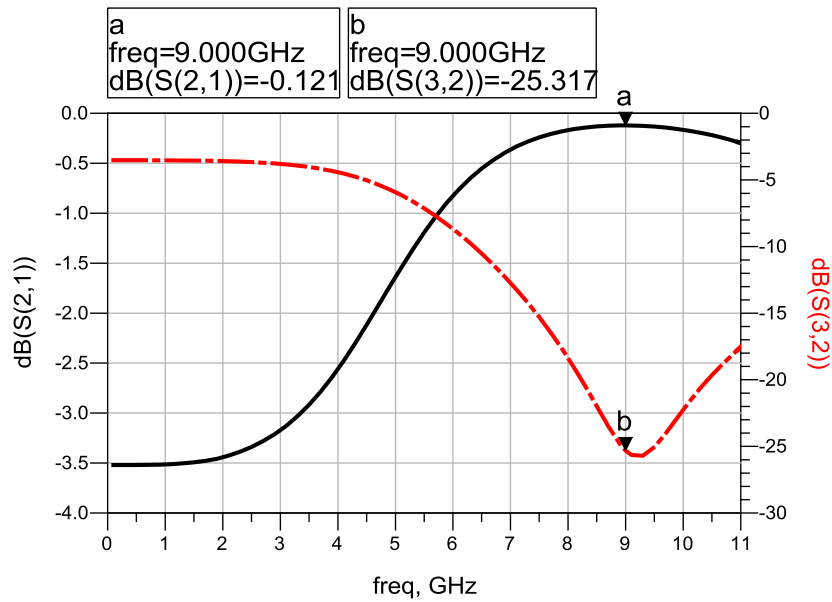
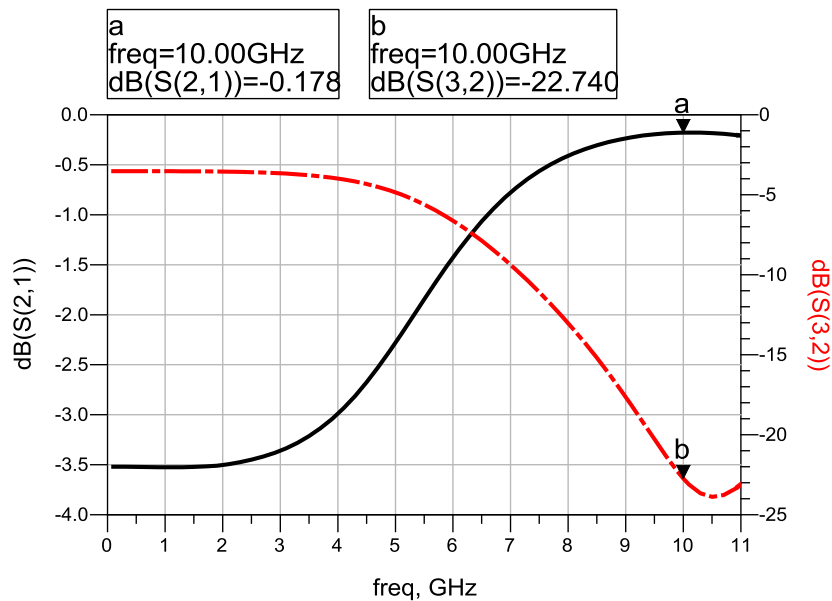


Figura 74. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 8 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 8 GHz (línea discontinua).





**Figura 75.** Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 9 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 9 GHz (línea discontinua).



**Figura 76.** Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño de 10 GHz (línea continua) y atenuación de la línea de DC con el diseño de 10 GHz (línea discontinua).

Una vez que se diseñaron los stubs radiales para atenuar un valor específico en frecuencia, se diseñó un atenuador de RF para operar banda ancha (Figura 77) (Reza, Hamidreza, & Keyvan, 2006). Este diseño cuenta con 4 stubs grandes ( $R_{LG} = 19.5$  mm) y 4 stubs chicos ( $R_{LC} = 5$  mm), las dimensiones restantes son:  $a = 6.75$  mm,  $b = 8.5$  mm,  $c = 10.5$  mm,  $d = 40$  mm y  $e = 5.25$  mm.

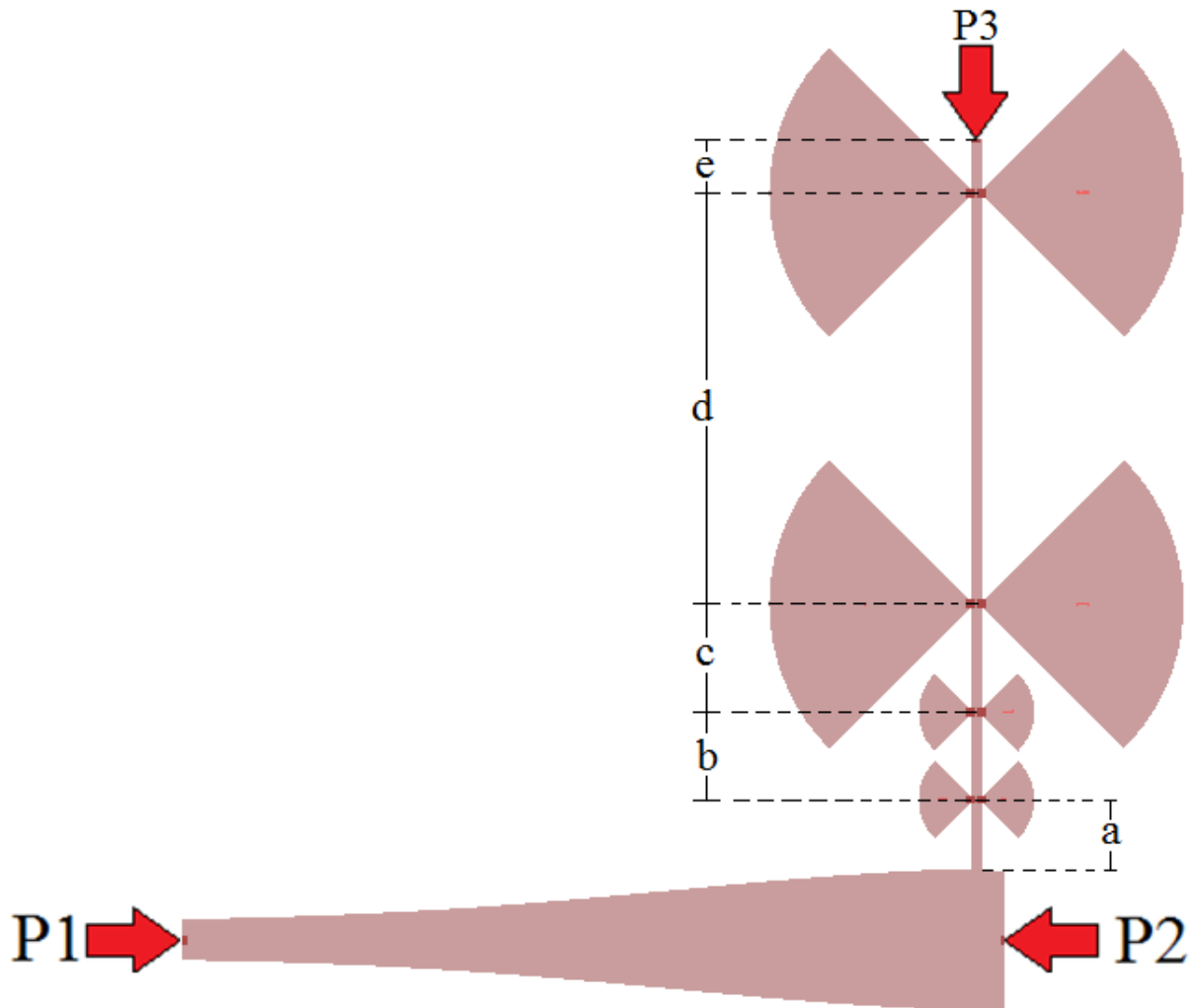


Figura 77. Adaptador de impedancias con atenuador de RF.

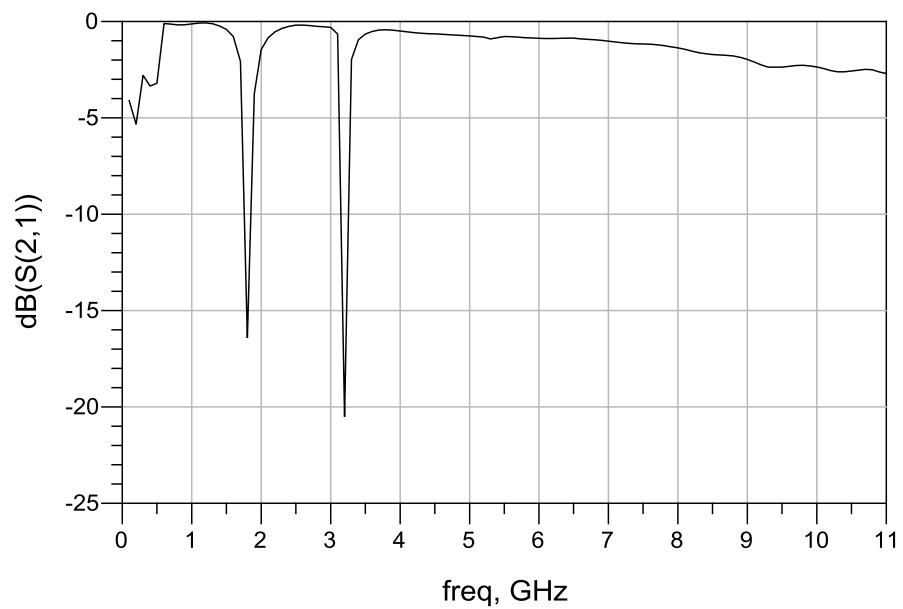
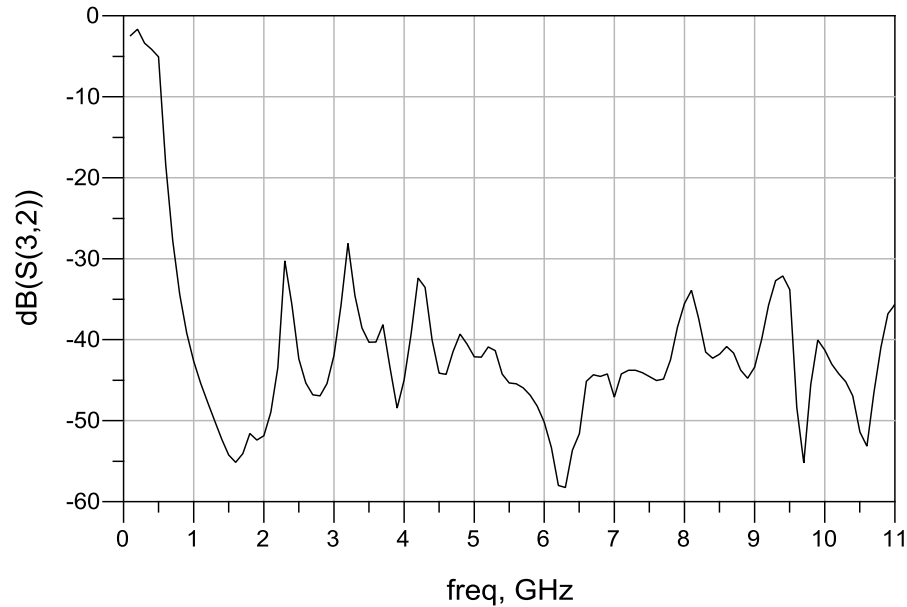


Figura 78. Transmisión del puerto 1 y 2 con el diseño en banda ancha.



**Figura 79. Atenuación del puerto de DC con el diseño en banda ancha.**

Este diseño tiene buena atenuación en el puerto de DC (1 hasta 11 GHz) (Figura 79). El principal problema que se encontró al realizar el diseño, es que el parámetro de transmisión ( $S_{21}$ ) solo opera en bandas específicas (Figura 78):

- 700 MHz – 1.5 GHz.
- 2.2 – 3 GHz.
- 4 – 11 GHz.

Es complicado conseguir que opere en la banda deseada (1 - 10 GHz). Otra dificultad es el tiempo de simulación con ADS, ya que los stubs radiales requieren de mayor tiempo de cómputo. Además se debe tomar en cuenta que las dimensiones del diseño final (que incluye el atenuador de RF, capacitor y adaptador de impedancias) no deben ser mayores que las dimensiones de las placas del sustrato.

Por lo anterior, el diseño de la T de polarización en banda ancha se concluye hasta este punto. Sin embargo, considerando que no se cumplió con la frecuencia de diseño especificada (1 a 10 GHz), el diseño final y su construcción se proponen como trabajo futuro.

## Capítulo 4. Caracterización

---

En este capítulo se comparan las simulaciones con las mediciones del diseño de la base de pruebas y el kit de calibración. También se muestran las mediciones de las curvas I-V y parámetros S del transistor NPT25100 (Nitronex Corporation, 2013).

### 4.1. Base de pruebas y kit de calibración

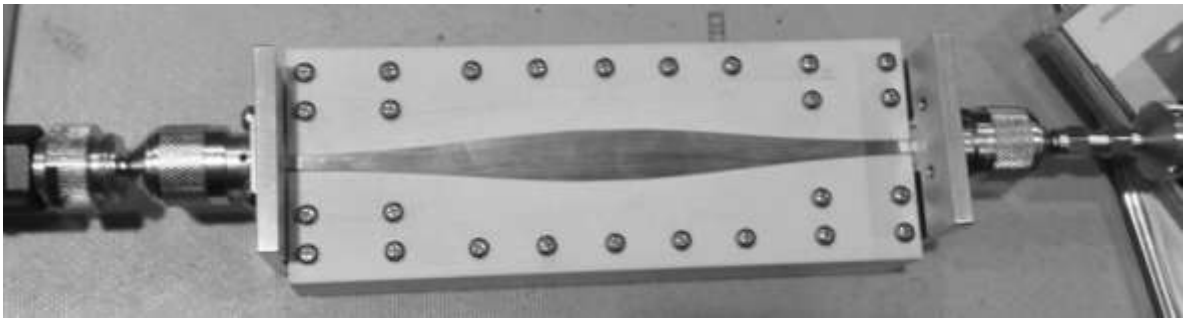
El capítulo anterior estaba enfocado en el diseño de la base de pruebas y del kit de calibración. Se realizaron mediciones para comparar el comportamiento de los estándares construidos con las simulaciones. Para poder realizar dichas comparaciones es necesario hacer una calibración de dos puertos en los cables del analizador de redes. Las mediciones se realizaron utilizando el analizador de redes PNA-X; calibrado con las siguientes características:

- Ancho de banda: 10 MHz a 10 GHz.
- Número de puntos: 401.

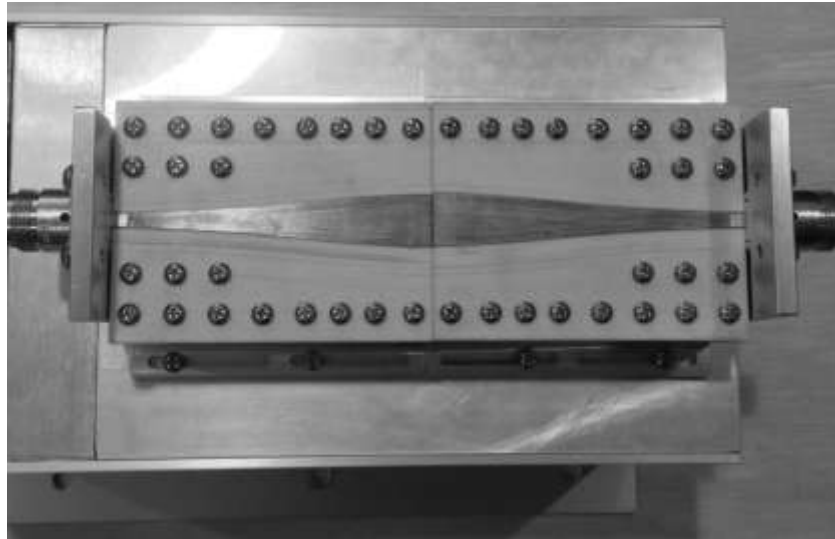
Los estándares a medir son los siguientes:

- Thru.
- L0 4 mm.
- L1 6 mm.
- L2 10 mm.
- Open.
- Short.
- Cargas.

Es importante mencionar que para el caso del estándar thru se tienen dos variaciones, la primera es con una sola estructura (Figura 80) y la segunda es con la unión de las dos partes de la base de pruebas (Figura 81).



**Figura 80. Estándar thru de 1 pieza.**



**Figura 81. Estándar thru de dos piezas.**

Para indicar cuál es el estándar que se recomienda utilizar, se compararon los parámetros  $S$  medidos de las dos opciones del thru (Figura 80 y Figura 81) con las simulaciones. En la Figura 82 se muestran los parámetros  $S$  medidos y simulados del thru de 1 pieza, podemos observar que el comportamiento en el parámetro  $S_{21}$  es muy parecido en ambos casos pero tiene una pequeña variación entre los 5 y los 7 GHz. En la Figura 83, tenemos la comparación de parámetros  $S$  simulados (los datos de la simulación son los mismo que los utilizados en la Figura 82 y medidos del thru de dos piezas. Podemos observar que se tiene más variaciones en comparación a los resultados mostrados Figura 82, estas diferencias se deben a que para unir las dos piezas de la base de prueba se utiliza una cinta conductora especial que es la que se encarga de que ambos lados hagan contacto. De acuerdo a los resultados observamos que es mejor utilizar el thru de una pieza como estándar de calibración, dado que las mediciones coinciden mejor con las simulaciones y su manejo es más sencillo.

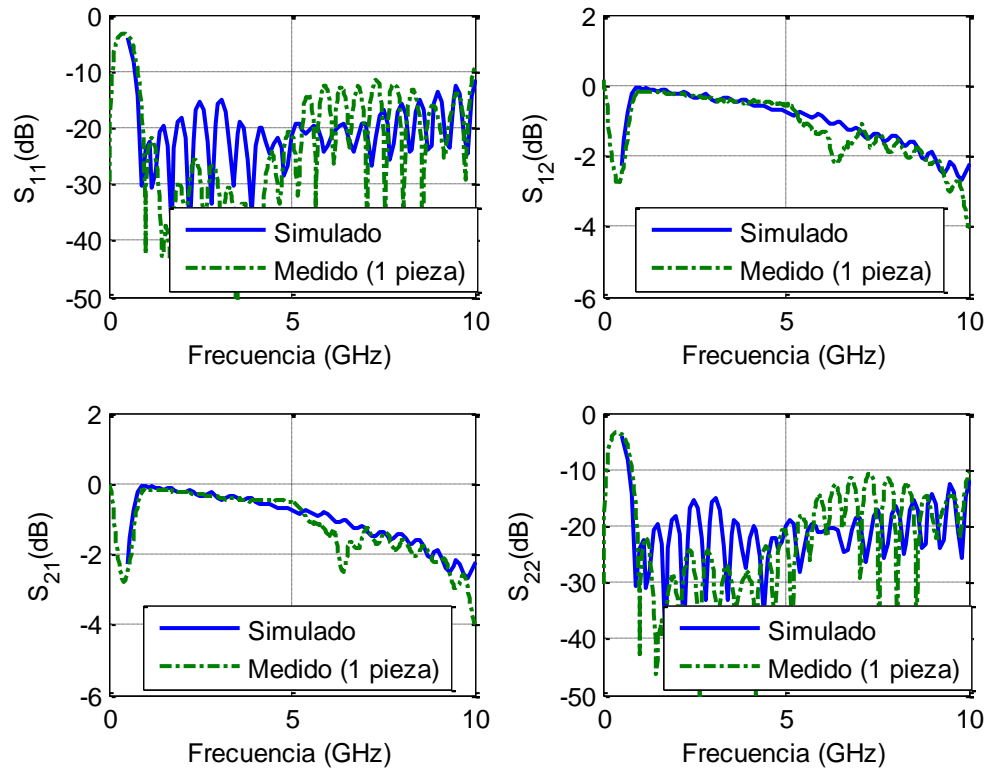


Figura 82. Comparación del thru de una pieza con la simulación.

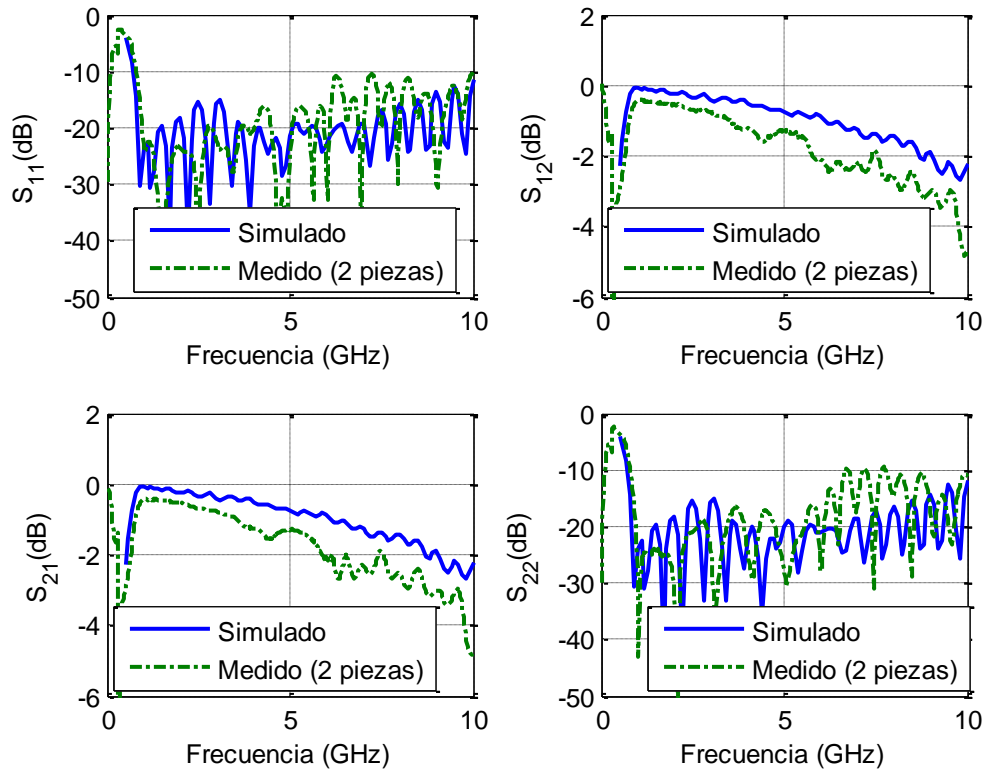


Figura 83. Comparación del thru de dos piezas con la simulación.

En las figuras 84,86 y 88 se muestran las fotos de los estándares L0 (4 mm), L1 (6 mm) y L2 (10 mm) respectivamente, los 3 son muy parecidos al thru. Los resultados se muestran en la Figura 85, Figura 87 y Figura 89, en donde se observa que a partir de los 5 GHz se tienen más pérdidas en comparación con las simulaciones.

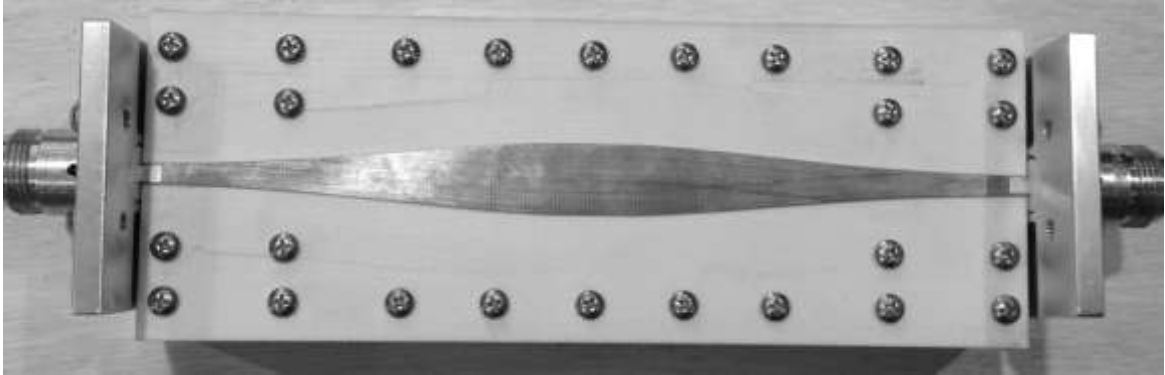


Figura 84. Estándar L0 de 4 mm.

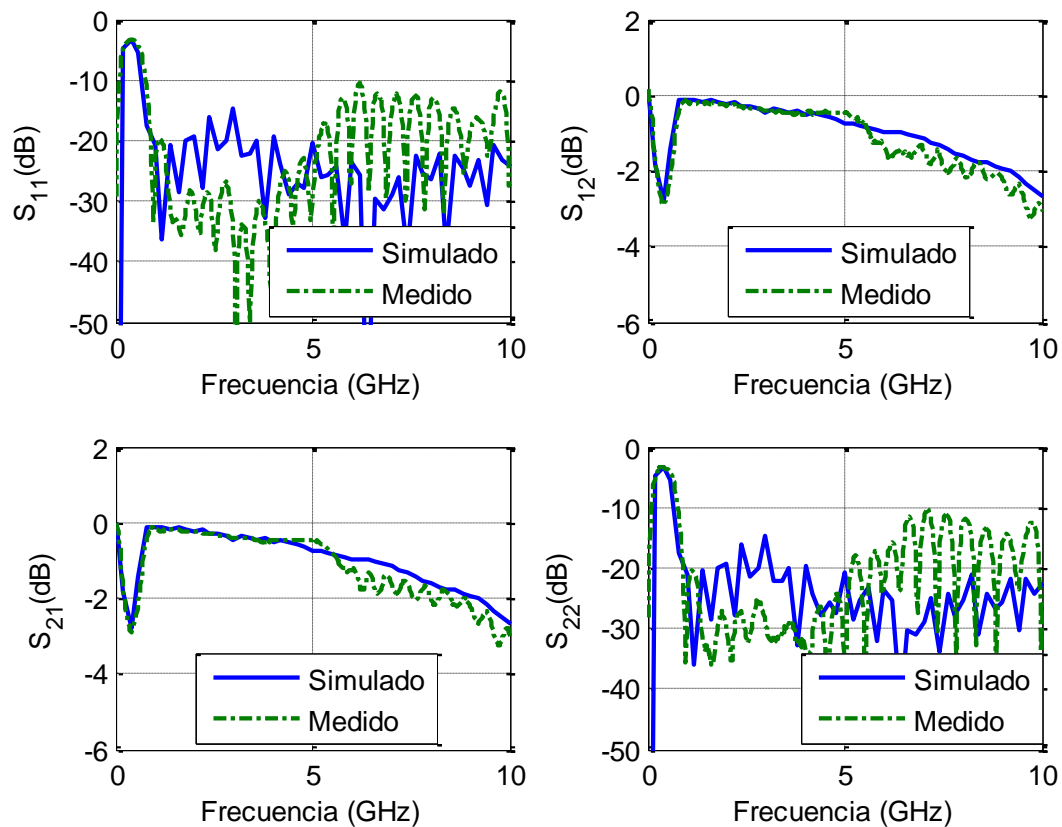


Figura 85. Comparación de la línea 0 de 4 mm con la simulación.

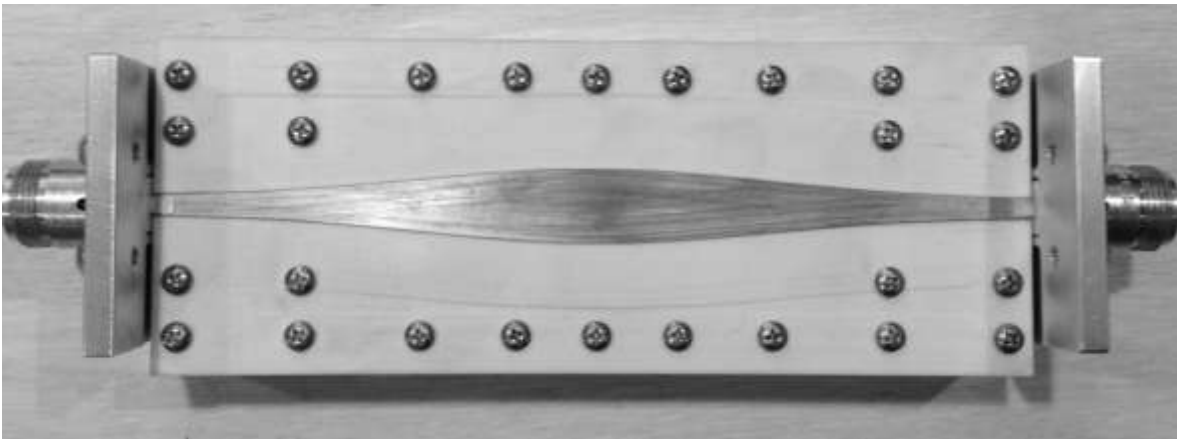


Figura 86. Estándar L1 de 6 mm.

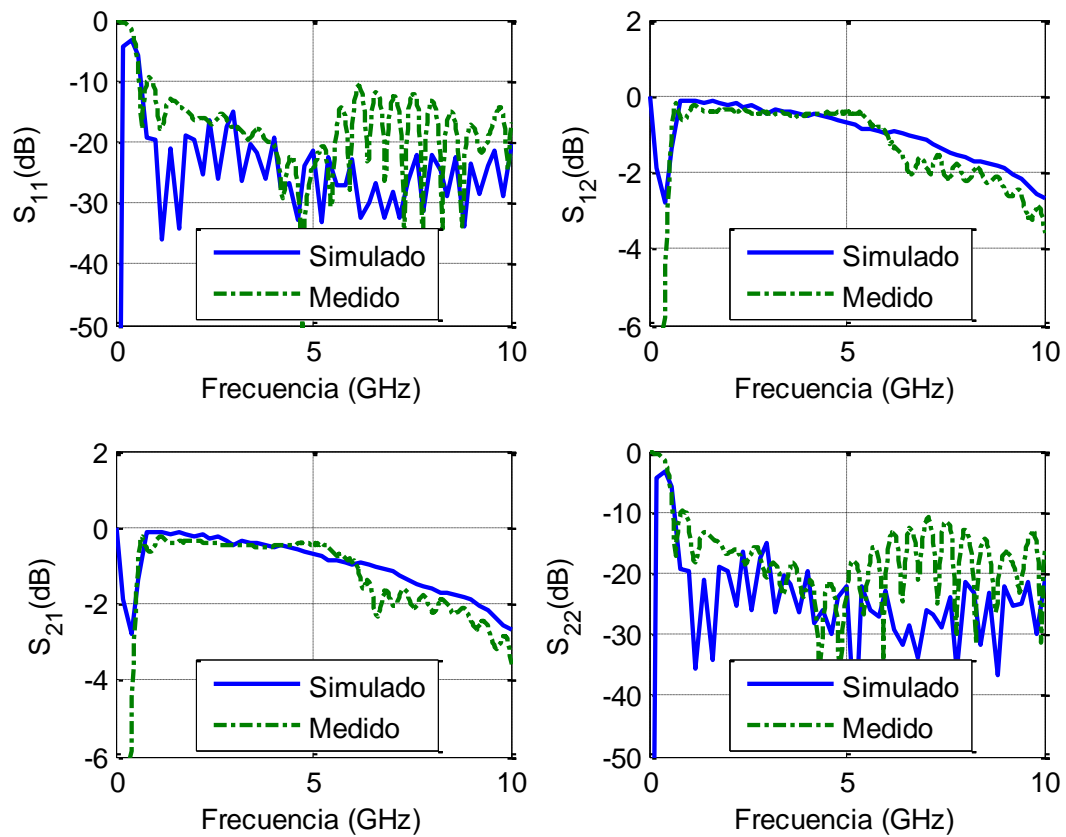


Figura 87. Comparación de la L1 de 6 mm con la simulación.



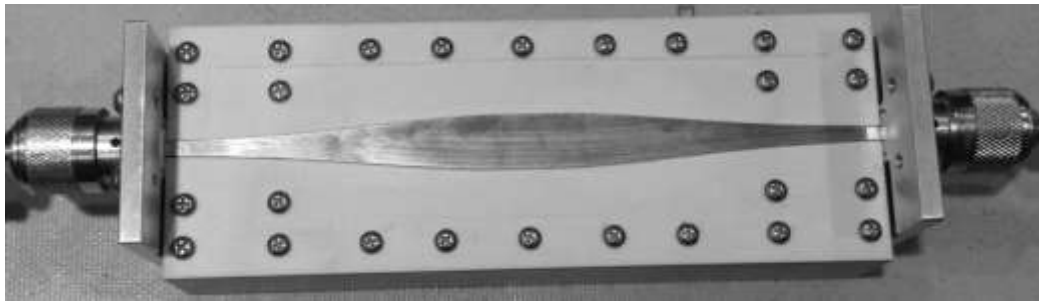


Figura 88. Estándar L2 de 10 mm.

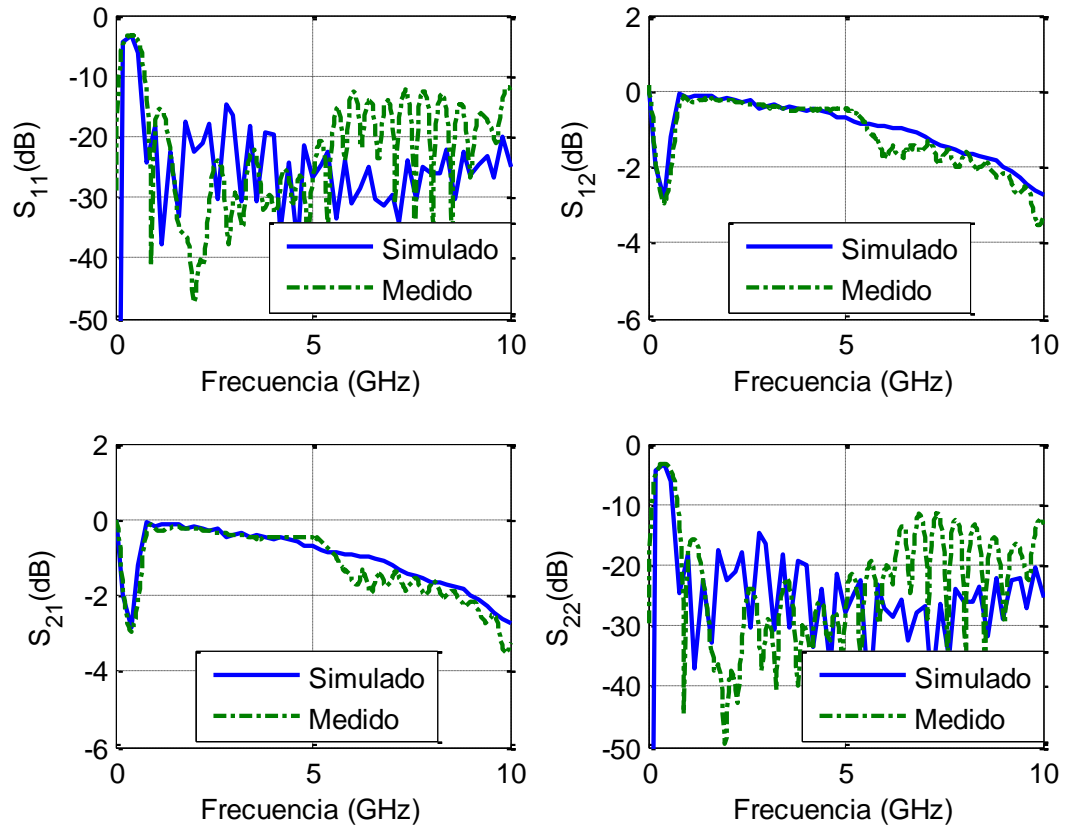


Figura 89. Comparación de la L2 de 10 mm con la simulación.

En la Figura 90 y Figura 92 se muestran las fotos de los estándares open y short, respectivamente. Al comparar las mediciones y simulaciones (Del  $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) de estos dos estándares (Figura 91 y Figura 93) podemos observar que a partir de los 5 GHz hay un poco de variaciones.



Figura 90. Estándar open.

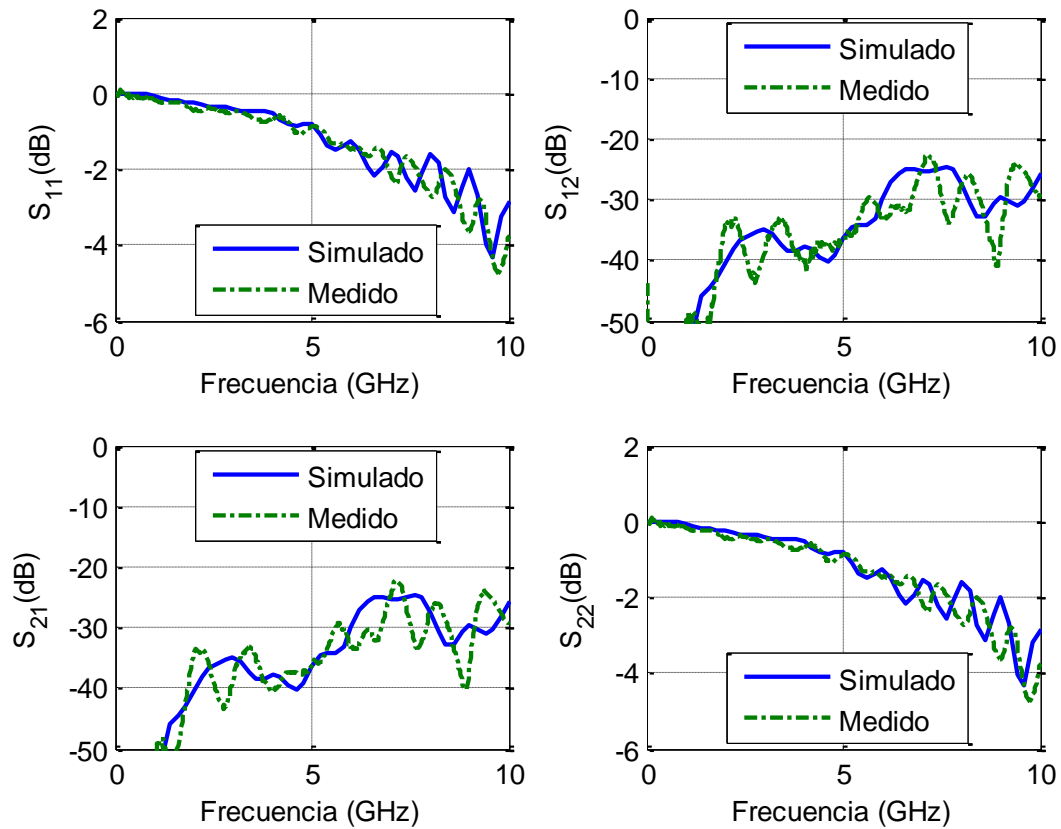


Figura 91. Comparación de la medición del open con la simulación.

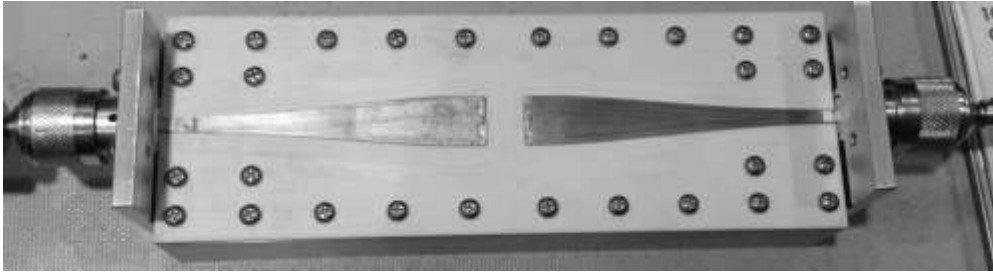


Figura 92. Estándar short.

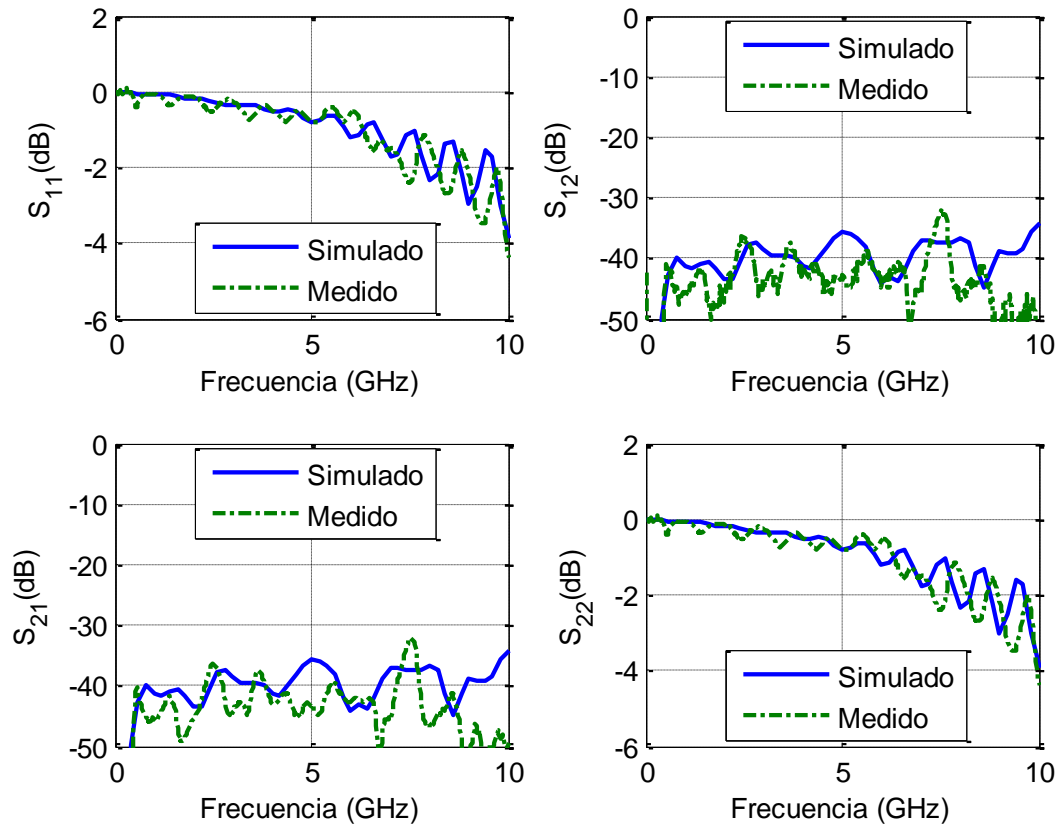


Figura 93. Comparación de la medición del short con la simulación.

En la Figura 94 se muestra una foto de los adaptadores de impedancias conectados a cargas de  $50\Omega$ . Por limitaciones del ADS no fue posible obtener simulaciones de esta estructura, por lo que solo se obtuvieron los parámetros S medidos (Figura 95).

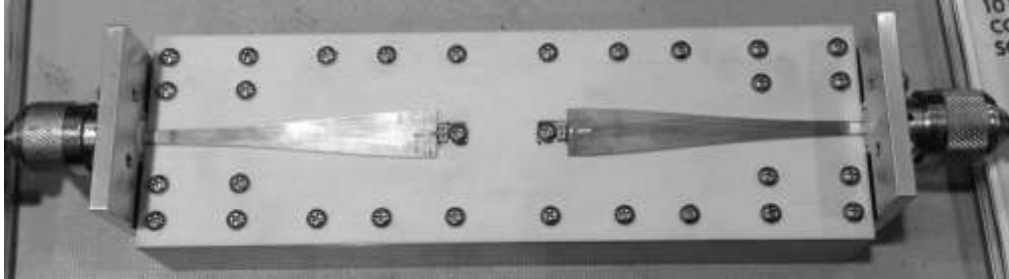


Figura 94. Adaptador de impedancias con cargas de  $50\Omega$ .

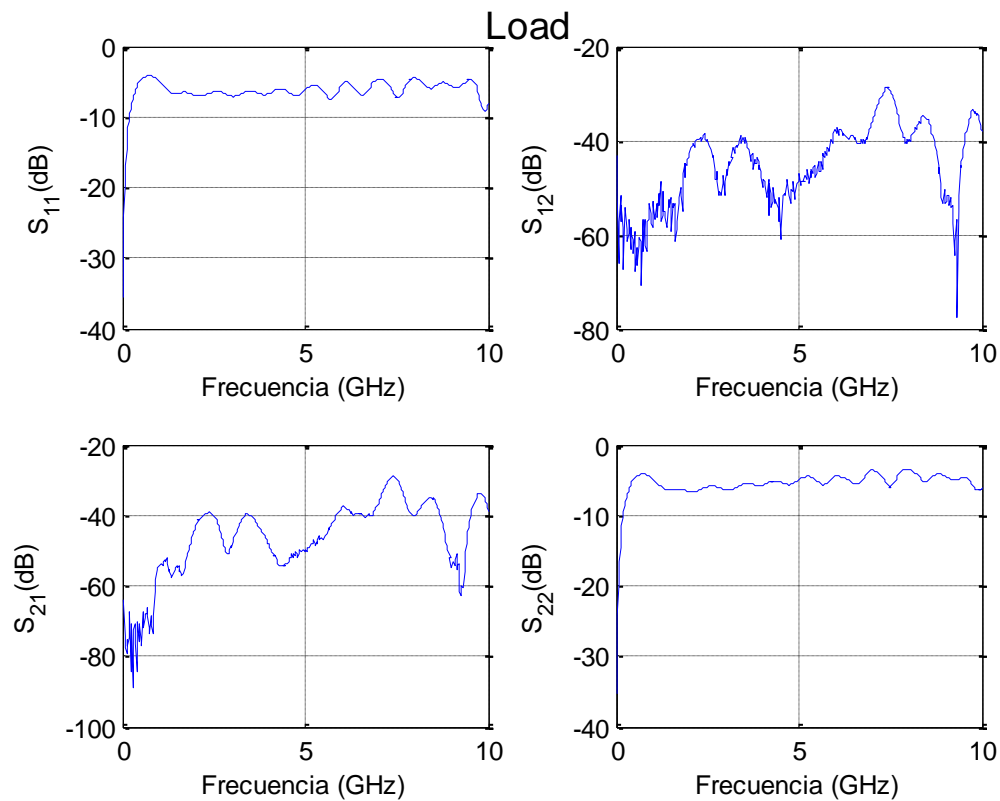


Figura 95. Parámetros S del adaptador de impedancias con las cargas de  $50\Omega$ .

Las variaciones en alta frecuencia que se presentan las figuras 81, 84, 86, 88, 90 y 92 son debidas a la falta de soldadura en los conectores, ya que sólo se colocan sobre la línea de microcinta. Además de que hay mucha variación en la altura del dieléctrico de las placas. En el caso del open y el short las diferencias entre las mediciones y las simulaciones son más pequeñas, debido a que el coeficiente de

reflexión de ambos estándares es más grande que los efectos de reflexión que generan los conectores.

## 4.2. Transistor GaN

El transistor a caracterizar (Figura 96) es el NPT25100 (Nitronex Corporation, 2013), es un transistor de potencia, cuenta con un encapsulado grande para poder disipar una mayor cantidad de calor (resistencia térmica pequeña). Las características del transistor son las siguientes:

- $V_{GS}$ : -10 a 3 V.
- $I_{GS,max}$ : 180 mA.
- $V_{DS}$ : 0 a 32 V.
- $I_{DS,max}$ : 4.4 A, en modo continuo.
- Frecuencia de operación: 2.1 – 2.7 GHz.

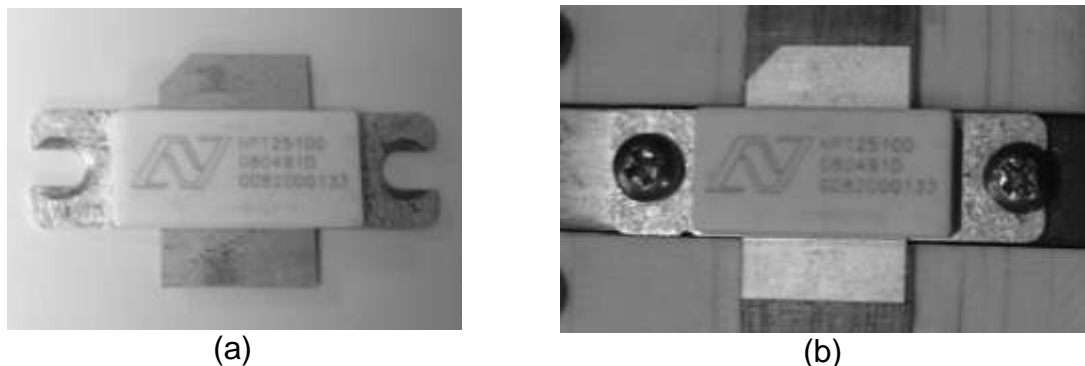


Figura 96. (a) Foto del transistor NPT25100, (b) transistor montado en la base de pruebas.

Para medir las curvas I-V y los parámetros S (si se desea saber a más detalle cada una de las partes del montaje ver Figura 15) es necesario colocar en los puertos de la base de pruebas (Figura 97) dos T's de polarización, una en cada puerto (compuerta y drenador). La T utilizada en la compuerta (Figura 98) es la PSPL5580 (Tektronix, 2014), funciona en banda ancha (hasta 15 GHz), soporta hasta 50 V y 1 A de corriente (no simultáneamente,  $P_{max} = 2.5$  W). En el puerto del drenador es donde se requiere de mayor potencia, por lo que es necesario utilizar una T de polarización que sea capaz de soportar una corriente mayor a los 4 A y un voltaje mayor a los 30 V. Así, para este caso se utiliza una T modelo BT1070-100 (Auriga microwave, 2014) (Figura 99), opera desde 1 hasta 7 GHz, soporta hasta 50 V y 10 A (no simultáneamente,  $P_{max}$

= 100 W). Las mediciones de parámetros S estarán limitadas en frecuencia debido a ésta T de polarización.

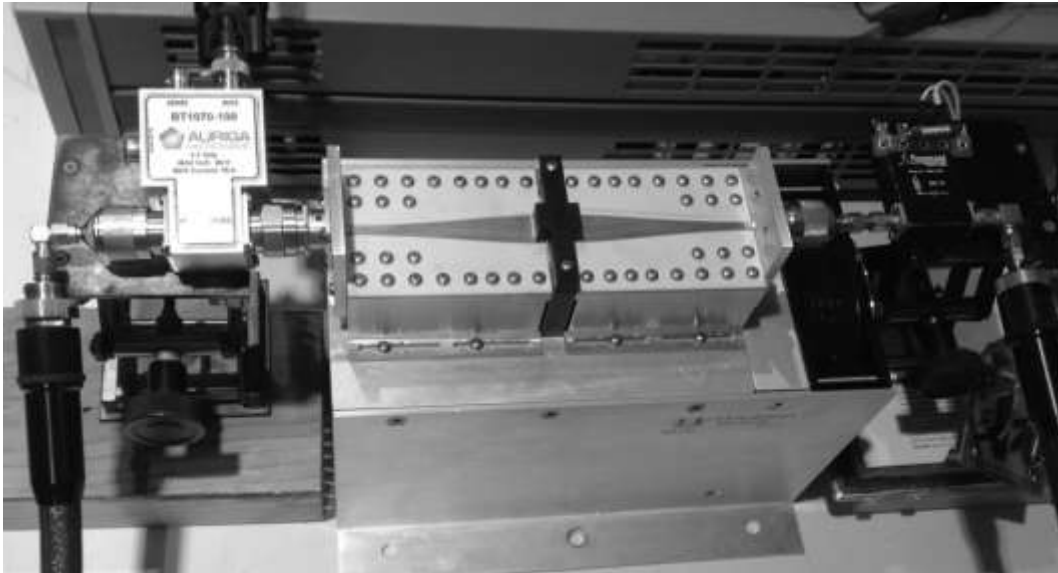


Figura 97. Base de pruebas con T's de polarización.



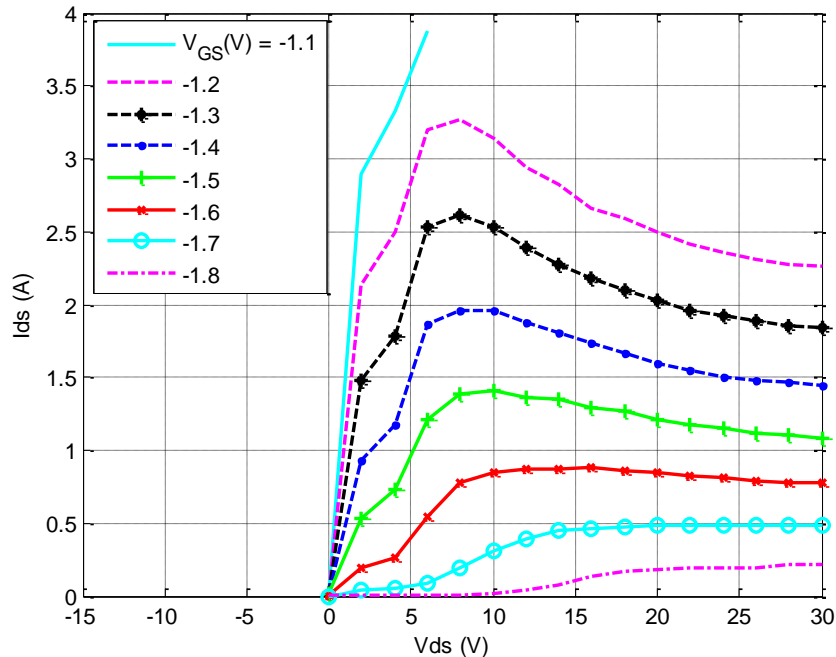
Figura 98. T de polarización PSPL5580 de la compañía Tektronix, antes Picosecond.



Figura 99. T de polarización BT1070-100 de la compañía Auriga microwave.

La curva característica se midió bajo las siguientes condiciones de polarización:

- $V_{GS}$ : -1.8 a -1.1 V, con 8 puntos.
- $V_{DS}$ : 0 a 30 V, con 16 puntos, fijando el límite de corriente a 4 A.

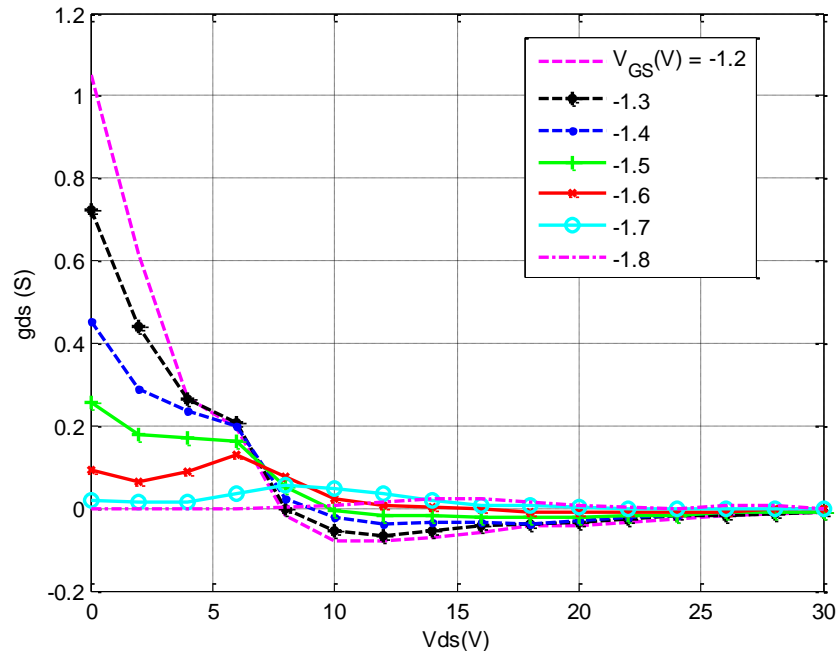


**Figura 100. Curvas características del transistor NPT25100.**

Si observamos las curvas obtenidas en la Figura 100, en el intervalo  $V_{DS} = 2$  a  $6$  V, no presenta un comportamiento lineal, esto se debe al efecto Kink (Meneghesso, Zanón, Uren, & Zanoni, 2009) ocasionado por trampas en el semiconductor. A partir de los  $8$  V la corriente empieza a disminuir por efecto de calentamiento del mismo transistor. La curva correspondiente a  $V_{GS} = -1.1$  V se corta después del valor  $V_{DS} = 6$  V por que superó el límite de corriente establecido de  $4$  A. Con los valores obtenidos de cada curva en la medición de la Figura 100 se puede calcular la conductancia del canal con la ecuación (16). Es controlada por la tensión  $V_{GS}$ . A mayor tensión más número de electrones se acumulan en el canal, por lo tanto mayor será la conductividad del mismo. En la Figura 101 se muestra la conductancia del canal para ocho diferentes tensiones de  $V_{GS}$ , si observamos el comportamiento en el intervalo de  $V_{DS}$ :  $0$  a  $4$  V la conductancia es mayor para los valores más grandes de  $V_{GS}$ , debido a que está dentro de la región lineal del transistor. Para valores que se encuentran entre los  $4$  y  $8$  V en  $V_{DS}$  las curvas presentan un pico debido al efecto Kink (Meneghesso, Zanón, Uren, & Zanoni, 2009), a partir de  $V_{DS} = 8$  V las curvas comienzan a mostrar valores de

conductancia negativos, esto se debe a que la corriente en Figura 100 disminuye a partir de los 8 V.

$$g_{DS} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}, \quad \text{con } V_{GS} = \text{cte.} \quad (16)$$

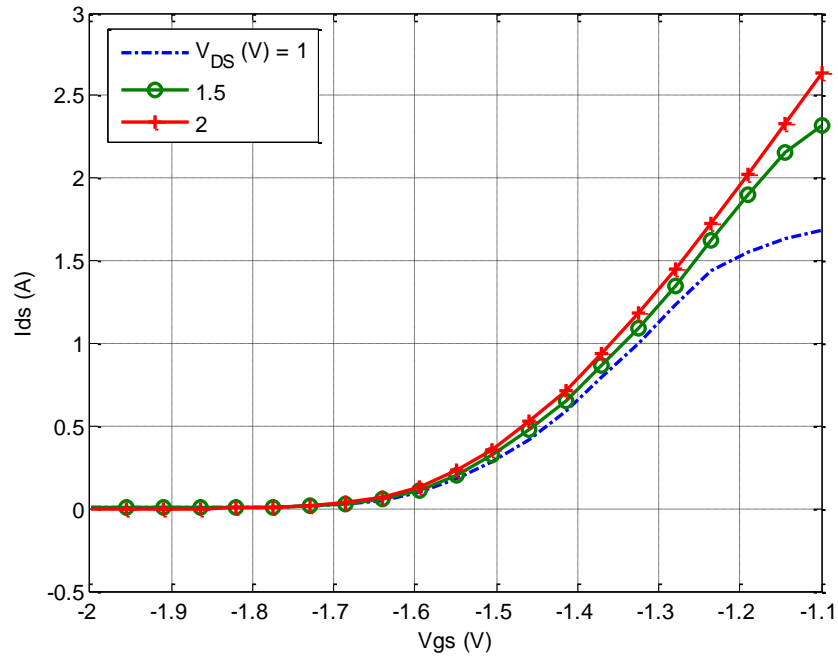


**Figura 101. Conductancia del canal, transistor NPT25100.**

Se tomaron mediciones de las curvas de transferencia, bajo las siguientes condiciones de polarización:

- $V_{DS}$ : 1 a 2 V, con 3 puntos.
- $V_{GS}$ : -2 a -1.1 V, con 21 puntos.

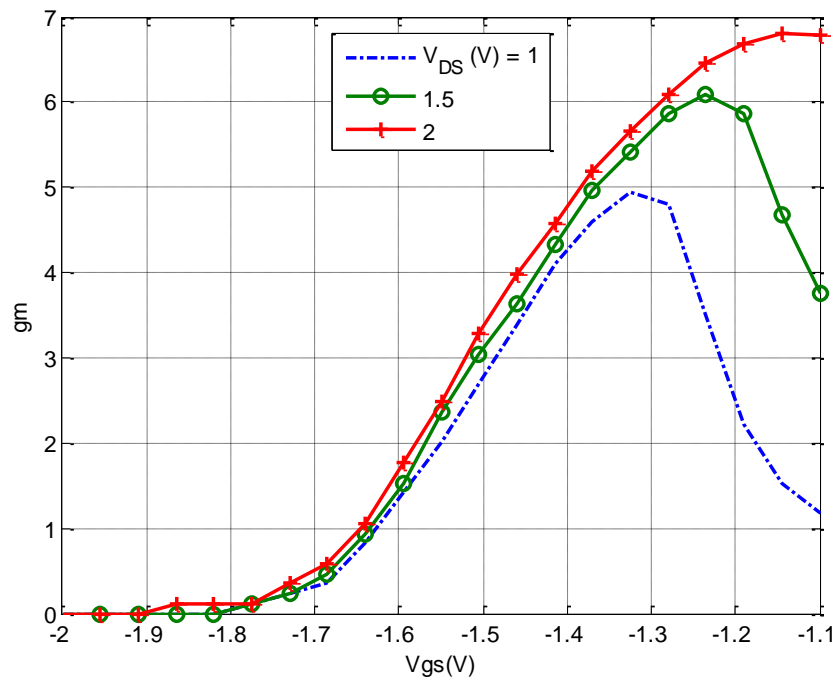




**Figura 102. Curvas de transferencia (primera medición), transistor NPT25100.**

En los resultados de la Figura 102, podemos observar que al aumentar el valor de  $V_{GS}$  aumenta la corriente. A partir de la curva de transferencia se define un parámetro característico del transistor denominado transconductancia,  $g_m$ , se calcula como:

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}, \quad \text{con } V_{DS} = \text{cte.} \quad (17)$$



**Figura 103. Transconductancia (primera medición), transistor NPT25100.**

Dicha curva proporciona información acerca del comportamiento del transistor, indica el cambio en la corriente  $I_{DS}$  que se ocasiona por el cambio en la tensión  $V_{GS}$ . Se realizaron otro grupo de mediciones para conocer el comportamiento de la corriente con mayores valores de  $V_{DS}$ , las condiciones de polarización para la segunda medición son las siguientes:

- $V_{DS}$ : 1 a 5 V, con 5 puntos.
- $V_{GS}$ : -1.9 a -1.1, con 21 puntos.

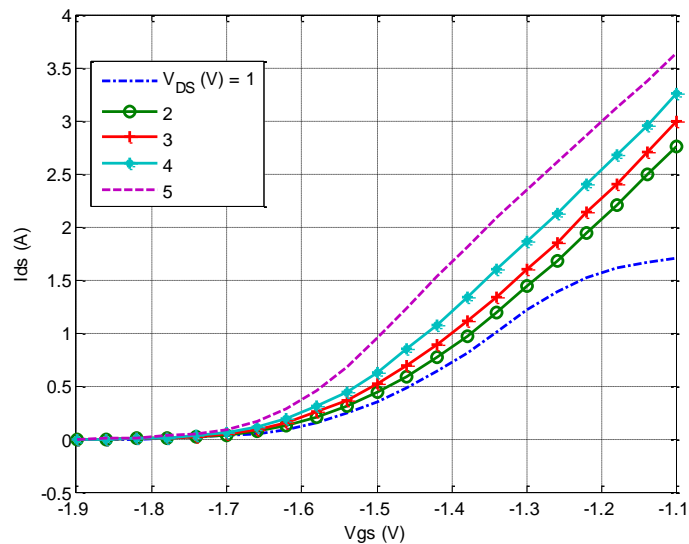


Figura 104. Curvas de transferencia (segunda medición), transistor NPT25100.

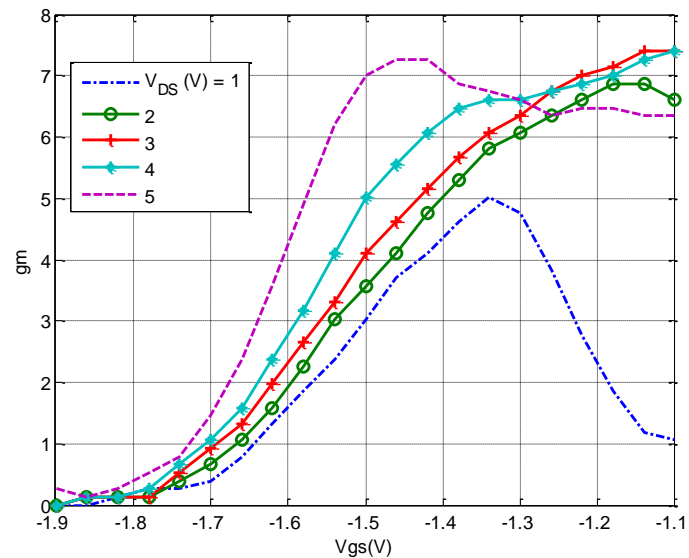
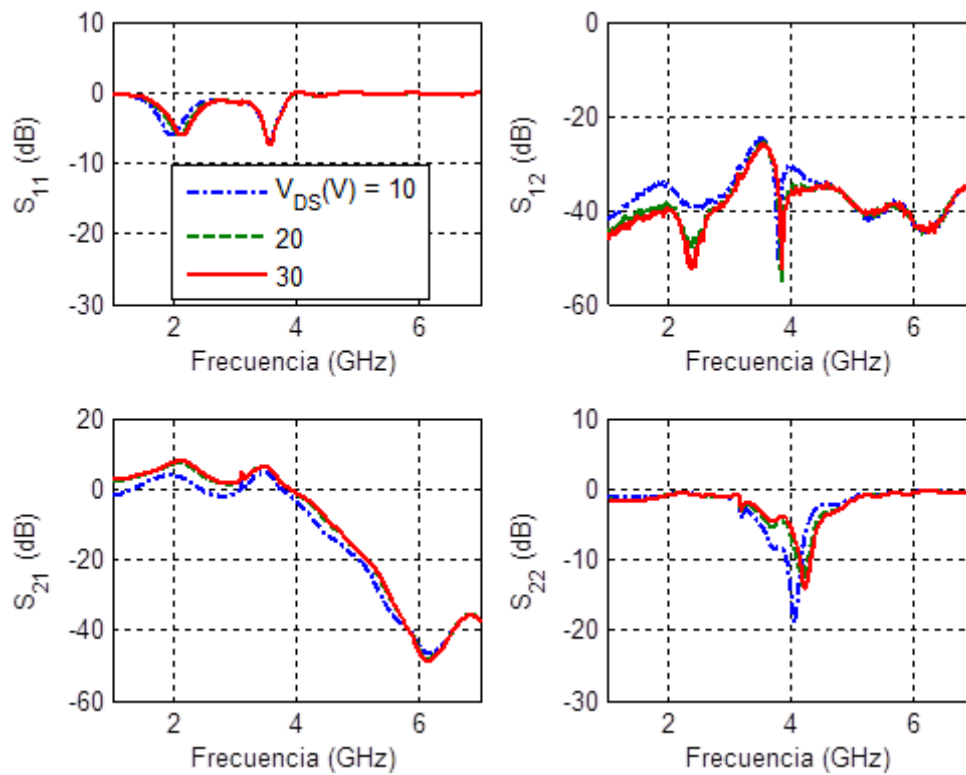
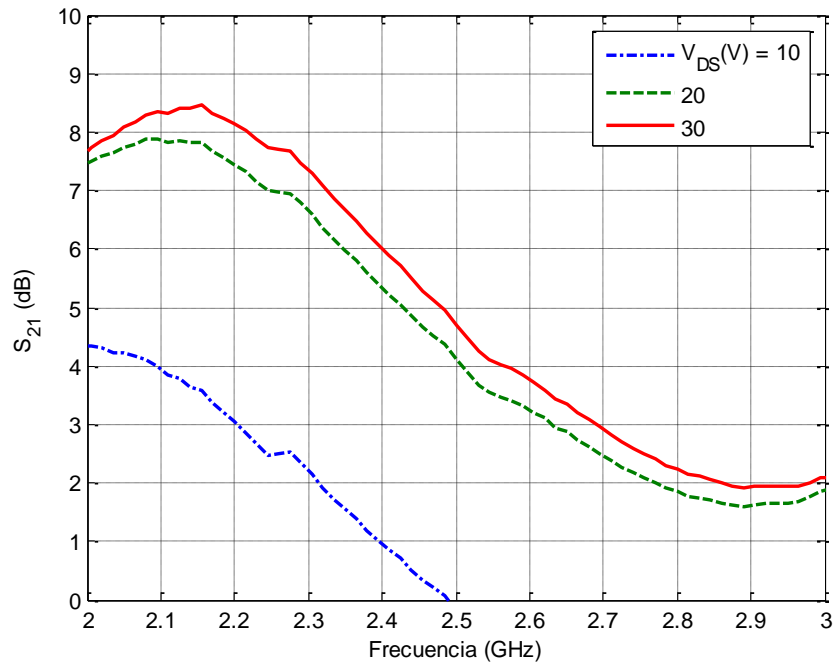


Figura 105. Transconductancia (segunda medición), transistor NPT25100.

Podemos observar en la Figura 104 que se tienen corrientes más altas debido a que se polarizó el transistor con valores de  $V_{DS}$  mayores. La transconductancia (Figura 105) para la curva de  $V_{DS} = 5$  V varía más en comparación con las otras curvas de  $V_{DS}$ . Se realizaron mediciones de parámetros S, dejando fija la tensión  $V_{GS}$  con -1.4 V para diferentes valores de  $V_{DS}$ : 10, 20 y 30 V. A la medición se le aplicó el algoritmo TRL (Reynoso-Hernandez, Pulido-Gaytan, Maya-Sanchez, & Loo-Yau, 2012), los parámetros S del transistor se muestran en la Figura 106 y la ganancia del transistor se muestra en la Figura 107.



**Figura 106. Parámetros S del transistor NPT25100 (1 – 7 GHz).**



**Figura 107. Ganancia del transistor NPT25100 con  $V_{GS} = -1.4$  V.**

La Figura 107 indica que mientras aumenta la tensión  $V_{DS}$  la ganancia del transistor aumenta. El transistor está optimizado para operar en una banda de 2.1 hasta 2.7 GHz.

Al caracterizar el transistor NPT25100 se pudo observar el comportamiento que presenta en DC y en los parámetros S. En DC, las curvas tienen una región lineal muy pequeña debido al efecto Kink (Meneghesso, Zanon, Uren, & Zanoni, 2009) y conforme aumenta la tensión (a partir de los 8 V) en  $V_{DS}$  la corriente comienza a disminuir. Una vez que se conocen los parámetros S, es posible diseñar un amplificador para que el transistor opere en una función específica (ganancia máxima o eficiencia, asegurando las condiciones estabilidad).

## Capítulo 5. Conclusiones

---

En este capítulo se presentan las conclusiones, aportaciones y trabajo a futuro de esta tesis. Los transistores de potencia tienen encapsulados y terminales grandes para soportar valores elevados de temperatura. Las terminales tienen una impedancia diferente a los  $50 \Omega$  y no es recomendable conectarlos directamente a los puertos del ARV, ya que se tendrían problemas de reflexión de la señal en ambos puertos.

En este trabajo de tesis se diseñó una base de pruebas para caracterizar el transistor de potencia NPT25100. La base de pruebas está conformada por dos adaptadores de impedancia tipo Klopfenstein, este adaptador sirve para hacer la transformación de un plano de medición de  $50 \Omega$  a un plano de medición en baja impedancia con una adaptación en banda ancha. Para este sistema es necesario el uso de T's de polarización, su trabajo es aislar las señales de DC y RF, esto es para evitar que se dañen los equipos de medición y alimentación. La base está diseñada para funcionar de 1 a 10 GHz, por lo que la T de polarización debe de operar en el mismo intervalo de frecuencias. Para caracterizar este transistor es necesario medir las curvas I-V y obtener sus parámetros S, por lo que se diseñó un programa en Matlab para controlar automáticamente las dos fuentes de tensión y el ARV, estos equipos de medición se encargan de polarizar y medir automáticamente el transistor, así como limitar la corriente máxima de la fuente de potencia (valor controlado por el usuario).

### 5.1. Aportaciones

- Se elaboró un algoritmo para diseñar un adaptador de impedancias tipo Klopfenstein.
- Se diseño y construyó una base de pruebas con un kit de calibración para medir transistores de alta potencia.
- Se desarrolló de un programa para controlar los equipos de alimentación y medición, que incluye dos fuentes (Agilent 6674A y Keithley 2602A) de tensión y el AR PNA-X. Dicho programa cuenta con una sección para corregir los errores de conmutación y otra sección para realizar la calibración TRL.
- Se diseñó una T de polarización que opera en 3 bandas diferentes (700 MHz – 1.5 GHz, 2.2 – 3 GHz y 4 – 11 GHz).

En base a lo anterior se midieron las curvas características y de transferencia del transistor para calcular la conductancia y la transconductancia del mismo. También se midieron los parámetros  $S$ , con el fin de conocer la frecuencia de operación y la ganancia del dispositivo.

## 5.2 Trabajo futuro

- Realizar las mediciones necesarias para obtener el modelo de circuito equivalente del transistor NPT25100 y modelar el comportamiento de las curvas I-V del dispositivo mediante una expresión matemática. Con los modelos no lineales es posible simular en la computadora comportamiento del dispositivo. Esto es con el fin de conocer que comportamiento tiene el transistor bajo diferentes condiciones de alimentación y predecir el nivel máximo de potencia de salida, la eficiencia de potencia agregada (PAE) y los efectos de intermodulación.
- A partir de los parámetros  $S$  medidos del transistor NPT25100, diseñar y simular en la computadora un amplificador.
- Agregar al programa una sección para realizar la calibración LZZ y otras, de esta forma se pueden realizar comparaciones y seleccionar que calibración es la más conveniente para establecer el plano de referencia.
- Concluir con el diseño de la T de polarización, es necesario que opere desde 1 hasta 10 GHz, intervalo en el que esa diseñado la base de pruebas.
- Debido a las pérdidas mostradas en los estándares del diseño final de la base de pruebas se recomienda conseguir más conectores SC9242 necesarios para soldarlos en la base y en cada uno de los estándares.

## Lista de referencias

- Agilent Technologies, Inc. (2004). *Network analyzer basics*. Recuperado el 10 de noviembre de 2014, de: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7917E.pdf>
- American Technical Ceramics Corp. (2013). *ATC High power resistive products*. Recuperado el 4 de diciembre de 2013, de: <http://www.atceramics.com/Resistive-Products/12/Resistors>
- Anritsu Company. (2009). *Vector network analyzer primer*. Recuperado el 10 de noviembre de 2014, de: <http://downloadfile.anritsu.com/RefFiles/en-US/Services-Support/Downloads/Application-Notes/Application-Note/11410-00387.pdf>
- Ascencio Ramírez, H. (2006). *Diseño e implementación de amplificadores clase E utilizando los modelos no lineales de transistores de potencia*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 170 p.
- Auriga microwave. (2014). *Auriga BT series multiple-band high-power bias tees*. Recuperado el 15 de enero de 2015, de: <http://www.aurigamicrowave.com/bias-tees/>
- Basset, R. (2000). *High-Power GaAs FET device bias considerations*. recuperado el 23 de abril de 2014, de: [http://www.cdiweb.com/datasheets/SEDI/AN010\\_bias\\_web\\_pub.pdf](http://www.cdiweb.com/datasheets/SEDI/AN010_bias_web_pub.pdf)
- Binari, S., Klein, P. B., and Kazior, T. E. (2002). Trapping Effects in GaN and SiC. *Proceedings of the IEEE*, 90 (6), 1048-1058.
- C and H technology, inc. (2014). *CH5115, standard size bonded fin heat sinks*. Recuperado el 3 de agosto de 2014, de: <http://catalog.chtechnology.com/viewitems/extruded-bonded-fin-heat-sinks/bonded-fin-heat-sinks>
- Fairview microwave inc. (2013). *SC9242 data sheet*. Recuperado el 24 de septiembre de 2013, de: <http://www.fairviewmicrowave.com/>
- García Osorio, A. (2006). *Estudio teórico-experimental sobre el funcionamiento de los amplificadores de alta eficiencia clase F en la banda de frecuencia de 0.8 - 4 GHz utilizando transistores GaN*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 104 p
- Keithley Instruments, Inc. (2008). *Series 2600 System SourceMeter, user manual*. Recuperado el 11 de Noviembre de 2014, de: <http://www.keithley.com/products/dcac/currentvoltage/gpmp/?mn=2602A>

## Lista de referencias (continuación)

- KEMET Electronics Corporation. (2013). *Surface Mount Multilayer Ceramic Chip Capacitors*. Recuperado el 28 de mayo de 2014, de: <http://www.kemet.com/>
- Keysight Technologies. (2014). *Keysight Technologies, 6670A Series Single-output*. Recuperado el 5 de Noviembre de 2014, de: <http://www.keysight.com/en/pd-838982-pn-6674A/2000-watt-system-power-supply-60v-35a?cc=MX&lc=eng>
- Kim, B., Kim, J., Kim, I., and Cha, J. (2006). The Doherty power amplifier. *Microwave Magazine, IEEE, vol.7, no. 5*, pp. 42 - 50.
- Klopfenstein, R. W. (1956). A Transmission Line Taper of Improved Design. *Proceedings of the IRE*, 44 (1), 31-35.
- Meneghesso, G., Meneghini, M., Tazzoli, A., Ronchi, N., Stocco, A., Chini, A., et al. (2010). Reliability issues of Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2 (1), 39-50.
- Meneghesso, G., Zanon, F., Uren, M., and Zanoni, E. (2009). Anomalous Kink Effect in GaN High Electron Mobility Transistors. *Electron Device Letters, IEEE*, 100 - 102.
- Nitronex Corporation. (2013). *NPT25100 Power Transistor*. Recuperado el 3 de diciembre de 2013, de: [http://nitronex.com.previewyoursite.com/NPT25100\\_Product\\_Page.html](http://nitronex.com.previewyoursite.com/NPT25100_Product_Page.html)
- Oppenheim, A. V. and Willsky, A. (1998). *Señales y sistemas* (Segunda edición ed.). Cambridge: Pearson Educación.
- Pozar, D. M. (2012). Klopfenstein taper. En D. M. Pozar, *Microwave engineering* (págs. 264-265). John Wiley & Sons.
- Pulido Gaytán, M. A. (2012). *Investigación e implementación de la técnica de calibración Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM)*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 132 p.
- Pulido-Gaytan, M., Reynoso-Hernandez, J., Zarate-de Landa, A., Loo-Yau, J., and del Carmen Maya-Sanchez, M. (2013). Vector Network Analyzer Calibration Using a Line and Two Offset Reflecting Loads. *Microwave Theory and Techniques*, 3417-3423.
- Reynoso-Hernandez, J., Pulido-Gaytan, M., Maya-Sanchez, M., and Loo-Yau, J. (2012). What can the ABCD parameters tell us about the TRL?. *Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, 4.



## Lista de referencias (continuación)

- Reza, D., Hamidreza, D. O., and Keyvan, F. (2006). A novel broad-band microstrip radial stub resonator used in bias-T application. *Microwave and Optical Technology Letters* , 1766–1770.
- Rogers Corporation. (2011). *RO4003C*. Recuperado el 20 de febrero de 2013, de: <http://www.rogerscorp.com/acm/products/54/RO4003C-Laminates.aspx>
- Rogers Corporation. (2011). *Temperature Rise Estimations in Rogers High Frequency Circuit*. Recuperado el 13 de junio de 2014, de: <http://www.rogerscorp.com/documents/1526/acm/Temperature-Rise-Estimations-in-Rogers-High-Frequency-Circuit-Boards-Carrying-Direct-or-RF-Current.pdf>
- Runton, D. W., Trabert, B., Shealy, J. B., and Vetry, R. (2013). History of GaN. *IEEE Microwave Magazine* , 14 (3), 82-93.
- Sadhir, V., and Bahl, I. (1991). Radial line structures for broadband microwave circuit applications. *Microwave Journal* , 119 - 123.
- Schuh, P., Sledzik, H., Reber, R., Widmer, K., Oppermann, M., Muber, M., et al. (2010). GaN-based amplifiers for wideband applications. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* , 2 (1), 135-141.
- Tektronix. (2014). *PSPL5580, bias tee datasheet*. Recuperado el 28 de febrero de 2014, de: <http://www.tek.com/datasheet/bias-tees/pspl5580-datasheet>
- Trew, R. J. (2000). Wide bandgap semiconductor transistors for microwave power amplifiers. *IEEE Microwave Magazine* , 1 (1), 47-54.
- Trew, R. J., Bilbro, G. L., Kuang, W., Liu, Y., and Yin, H. (2005). Microwave AlGaIn/GaN HFETs. *IEEE Microwave Magazine* , 6 (1), 56-66.
- Waltereit, P., Bronner, W., Quay, R., Dammann, M., Kiefer, R., Pletschein, W., et al. (2010). AlGaIn/GaN epitaxy and technology. *International Journal of Microwave and Wireless Tehcnologies* , 2 (1), 3-11.
- Zarate de Landa, A. (2007). *Modelado de transistores de potencia a base de GaN* . Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 125 p.
- Zarate de Landa, A., Zuñiga Juarez, J., Loo Yau, J., Reynozo Hernandez, J., Maya Sanchez, M., y del Valle Padilla, J. (2009). Advances in Linear Modeling of Microwave Transistors. *IEEE Microwave Magazine* , 10 (2), 100, 102-111, 146.

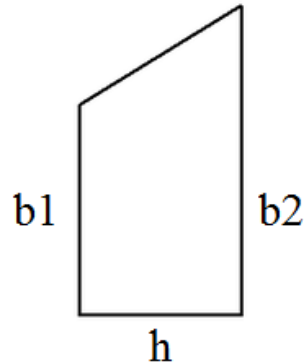
## **Lista de referencias (continuación)**

Zúñiga Juárez, E. (2011). *Técnicas de calibración LRL,LRM y LRRM para corregir los errores sistemáticos del analizador de redes vectorial y su impacto en la caraterización de transistores de altas frecuencias*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 107 p.

## Apéndice 1.

### Integración numérica utilizando el método de los trapecios.

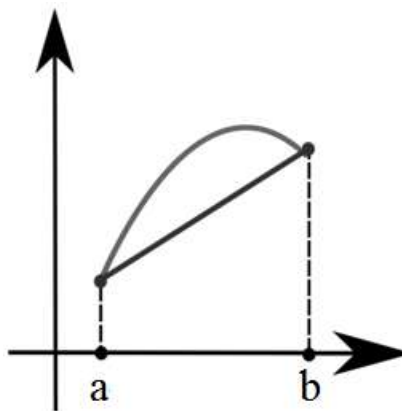
Cuando se trata de resolver una integral definida analíticamente algunas veces resulta un poco difícil determinar la anti derivada de la función. Si el método analítico falla, podemos utilizar una aproximación numérica. Para las aproximaciones se utilizan trapecios rectángulos.



El área del trapecio se calcula con la siguiente fórmula:

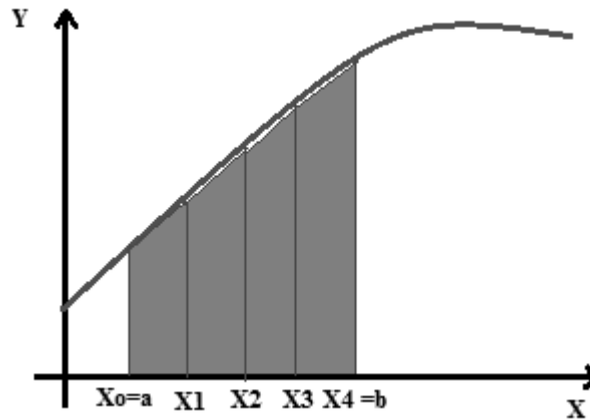
$$A = \frac{(b_1 + b_2)h}{2}$$

El método de los trapecios es un método numérico para hacer aproximaciones a integrales usando trapezoides. Al utilizar un solo trapecio no se obtiene una aproximación exacta, ya que el área sobrante es mayor que el área que se desea calcular.



Al aumentar el número de trapecios la suma de cada una de sus áreas se aproxima al valor de la integral definida. Mientras más trapecios se utilicen el resultado es más aproximado.

Se requiere aproximar una función  $f(x)$  utilizando 4 trapecios en el intervalo  $[a,b]$ , se debe de dividir el intervalo en 4 partes iguales ( $n = 4$ ).



Para aproximar la integral  $\int_a^b f(x)dx$  determinamos el área de los 4 trapecios, donde la función  $f(x)$  evaluada en cada uno de los puntos en  $x$  (esto es  $x_0, x_1$ ) corresponde a los valores  $b_1$  y  $b_2$  de los trapecios y así sucesivamente, el valor de cada intervalo es igual a  $h$ :

$$h = \frac{b - a}{n}$$

La aproximación queda de la siguiente manera:

$$\int_a^b f(x)dx \approx \frac{b - a}{n} \left[ \frac{f(x_0) + f(x_1)}{2} \right] + \frac{b - a}{n} \left[ \frac{f(x_1) + f(x_2)}{2} \right] + \frac{b - a}{n} \left[ \frac{f(x_2) + f(x_3)}{2} \right] + \frac{b - a}{n} \left[ \frac{f(x_3) + f(x_4)}{2} \right]$$

Desarrollando la ecuación se tiene:

$$\int_a^b f(x)dx \approx [f(x_0) + 2f(x_1) + 2f(x_2) + 2f(x_3) + f(x_4)]$$

Podemos ver que se tiene un patrón de coeficientes: 1, 2, 2, 2 y 1, la aproximación queda:

$$\int_a^b f(x)dx \approx [f(x_0) + 2f(x_1) + 2f(x_2) + \dots + 2f(x_{n-1}) + f(x_n)]$$

Si  $n \rightarrow \infty$ , la ecuación se aproxima al valor de la integral.