

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



***Trabajo Fin de Máster***

**CIRCUITOS DE BANDA ANCHA  
EN ONDAS MILIMÉTRICAS**

**(Millimeter Waves Broadband Circuits)**

Para acceder al Título de:

**MÁSTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN  
Y COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES**

**Autor: Jaime Cagigas Ibáñez**

**Octubre-2012**





## **CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**Realizado por:** Jaime Cagigas Ibáñez.

**Director del TFM:** Eduardo Artal Latorre.

**Título:** “Circuitos de Banda Ancha en Ondas Milimétricas”.

**Title:** “Millimeter Waves Broadband Circuits”.

**Presentado a examen el día:** 30 de Octubre de 2012.

Para acceder al Título de:

### **MÁSTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES**

**Composición del Tribunal:**

**Presidente (Apellidos, Nombre):**

**Secretario (Apellidos, Nombre):**

**Vocal (Apellidos, Nombre):**

**Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....**

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC  
(Sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Máster Nº  
(Asignar por Secretaría)







# Índice

Índice .....	i
Contenidos.....	i
Figuras.....	iv
Gráficos.....	vii
Tablas .....	ix
Palabras clave.....	x

# Contenidos

Introducción .....	1
Capítulo 1.- Líneas de Transmisión y Guías de Onda .....	4
1.1.- Introducción.....	4
1.2.- Líneas de Transmisión Impresas en Substrato.....	5
1.2.1.- Línea Microstrip. ....	5
1.2.2.- Línea Coplanar (CPWG).....	8
1.2.3.- Línea Slot. ....	9
1.3.- Guía de Onda .....	10
1.3.1.- Guía de Onda Rectangular.....	12
1.3.2.- Guía de Onda Circular.....	14
1.4.- Conclusiones Capítulo 1.....	15
1.5.- Bibliografía Capítulo 1.....	16

Capítulo 2.- Transición WR22 – Microstrip .....	17
2.1.- Introducción.....	17
2.2.- Transiciones WR-Planar.....	18
2.2.1.- Transiciones Mediante Adaptación de Campos.....	19
2.2.1.1.- Transición Ridge.....	19
2.2.1.2.- Transición Fin-Line.....	20
2.2.2.- Transiciones con Adaptación de Impedancias.....	23
2.2.2.1.- Transición Transversal.....	23
2.2.2.2.- Transición por Acoplo con Aperturas.....	25
2.3.- Diseño de la Transición WR22 – Microstrip.....	27
2.3.1.- Parche Rectangular.....	30
2.3.2.- Parche Stub Radial.....	34
2.3.3.- Parche Elíptico.....	36
2.4.- Diseño del Chasis.....	38
2.5.- Caracterización de las Transiciones.....	39
2.5.1.- Parche Rectangular.....	40
2.5.2.- Parche Stub Radial.....	41
2.5.2.- Parche Elíptico.....	42
2.6.- Conclusiones Capítulo 2.....	42
2.7.- Bibliografía Capítulo 2.....	43
 Capítulo 3.- Acoplador Híbrido 3dB / 180° .....	45
3.1.- Introducción.....	45
3.2.- Topologías del Acoplador Híbrido 3 dB / 180°.....	46
3.2.1.- Desfase 180° Mediante Longitudes Eléctricas.....	47
3.2.2.- Desfase 180° Mediante Campos.....	48
3.2.2.1.- Inversores de Fase (Reverse-Phase).....	48
3.2.2.2.- Cruce de Caminos (Crossover).....	50
3.3.- Diseño Híbrido 180° Banda Ancha.....	52
3.4.- Caracterización del Híbrido 180° Banda Ancha.....	61
3.5.- Conclusiones Capítulo 3.....	64
3.6.- Bibliografía Capítulo 3.....	64
 Capítulo 4.- Desfasadores Diferenciales .....	66
3.1.- Introducción.....	66
4.2.- Topologías para Desfasadores.....	67
4.2.1.- Desfasadores sobre Substrato.....	67
4.2.1.1.- Desfasador Schiffman.....	67
4.2.1.2.- Desfasador basado en Filtro Paso Banda.....	68
4.2.1.3.- Desfasador Estructuras Acopladas.....	70
4.2.2.- Desfasadores en Guía de Onda.....	72
4.2.2.1.- Desfasador Superficies Dieléctricas.....	72
4.2.2.2.- Desfasador con Corrugaciones.....	74
4.2.2.3.- Desfasador con Stubs.....	75
4.2.2.4.- Desfasador Ridge.....	76

---

4.3.- Diseño de Desfasadores .....	77
4.3.1.- Desfasador 90° Guía de Onda.....	77
4.3.2.- Desfasador 180° Microstrip-WR-Microstrip.....	79
4.3.3.- Desfasador 980° Microstrip-Slot-Microstrip.....	81
4.4.- Diseño del Chasis.....	82
4.5.- Caracterización del Desfasador.....	83
4.6.- Conclusiones Capítulo 4.....	85
3.6.- Bibliografía Capítulo 4.....	85
 Conclusiones.....	 87
 Anexo 1.- Planos de los Chasis.....	 89

# Figuras

Introducción .....	1
<i>figura 1.1.</i> -Esquema del receptor de polarización.....	1
Capítulo 1.- Líneas de Transmisión y Guías de Onda .....	4
<i>figura 1.1.</i> - Estructuras empleadas en la transmisión de señales en circuitos de microondas.....	4
<i>figura 1.2.</i> - Estructura básica, parámetros y distribución de los campos de una línea microstrip. ....	6
<i>figura 1.3.</i> - Estructura básica, parámetros y distribución de los campos de una línea coplanar. ....	8
<i>figura 1.4.</i> - Estructura básica, parámetros y distribución de los campos de una línea slot.....	9
<i>figura 1.5.</i> - Estructura básica de una guía rectangular y circular. ....	10
<i>figura 1.6.</i> - Representación de los modos dominantes, $TE_{11}$ guía circular y $TE_{10}$ guía rectangular.....	11
Capítulo 2.- Transición WR22 – Microstrip .....	17
<i>figura 2.1.</i> - Transición tipo ridge – microstrip y ridge – guía de onda coplanar.....	19
<i>figura 2.2.</i> - Sección transversal y planos de corte de la transición ridge – guía de onda coplanar. ....	19
<i>figura 2.3.</i> - Adaptación de los campos en una transición ridge – guía de onda coplanar.....	20
<i>figura 2.4.</i> - Estructura de una transición antipodal fin-line – microstrip. (Cortes para mostrar los campos)...	20
<i>figura 2.5.</i> - Adaptación de los campos en una transición antipodal fin-line – microstrip.....	21
<i>figura 2.6.</i> - Transiciones guía de onda rectangular – guía de onda coplanar unilaterales,.....	22
empleando transición slot – guía de onda coplanar.....	22
<i>figura 2.7.</i> - Transiciones guía de onda rectangular – microstrip, empleando una sonda coplanar stripline...22	
<i>figura 2.8.</i> - Transiciones guía de onda rectangular – microstrip, empleando antenas monopolo. ....	23
<i>figura 2.9.</i> - Transición guía de onda rectangular – microstrip transversal. (Perpendicular).....	23
<i>figura 2.10.</i> - Transición guía de onda rectangular – microstrip de plano E.....	24
<i>figura 2.11.</i> - Transición guía de onda rectangular – microstrip perpendicular. ....	24
<i>figura 2.12.</i> - Transición guía de onda rectangular – microstrip plano E, parche radial.....	25
<i>figura 2.13.</i> - Transición guía de onda rectangular – microstrip, empelado acoplo por aperturas.....	26
<i>figura 2.14.</i> - Transición guía de onda rectangular – microstrip, empelado aAcoplo por aperturas único substrato.....	26
<i>figura 2.15.</i> - Transición guía de onda rectangular – guía de onda coplanar, empleando slots y transformador $N/4$ .....	27
<i>figura 2.16.</i> - Definición de los puertos de una guía de onda rectangular en HFSS.....	28
<i>figura 2.17.</i> - Guía de onda rectangular WR-22 y su distribución del campo $E @ f_c = 40$ GHz empleando HFSS.....	28
<i>figura 2.18.</i> - Definición de los puertos de una línea microstrip en HFSS.....	29
<i>figura 2.19.</i> - Línea microstrip y su distribución del campo $E @ f_c = 40$ GHz empleando HFSS.....	29
<i>figura 2.20.</i> - Transición WR22 – microstrip con parche rectangular propuesta inicial.....	30

<i>figura 2.21.-</i> Transición WR22 – microstrip con parche rectangular propuesta final. ....	31
<i>figura 2.22.-</i> Distribución del campo E @ 40 GHz en la transición WR22 – microstrip con parche rectangular, final.....	32
<i>figura 2.23.-</i> Transición WR22 – microstrip con parche rectangular back to back, final. Distribución del campo E @ 40 GHz.....	33
<i>figura 2.24.-</i> Transición WR22 – Microstrip con parche radial. ....	34
<i>figura 2.25.-</i> Distribución del campo E @ 40 GHz en la transición WR22 – microstrip con parche radial.....	35
<i>figura 2.26.-</i> Transición WR22 – microstrip con parche radial final back to back optimizada, distribución del campo E @ 40 GHz. ....	35
<i>figura 2.27.-</i> Transición WR22 – microstrip con parche elíptico.....	36
<i>figura 2.28.-</i> Distribución del Campo E @ 40 GHz en la transición WR22 – Microstrip con parche elíptico. ....	37
<i>figura 2.29.-</i> Transición WR22 – microstrip con parche elíptico back to back. Distribución del campo E @ 40 GHz.....	37
<i>figura 2.30.-</i> Brida circular del estándar WR-22, dimensiones en mm.....	38
<i>figura 2.31.-</i> Vistas 3D del chasis de las transiciones WR22 – microstrip. ....	39
<i>figura 2.32.-</i> Sistema de medida de las transiciones WR22 – microstrip. (--- Planos de calibración).....	39
<i>figura 2.33.-</i> Montaje de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular. ....	40
<i>figura 2.34.-</i> Montaje de la transición WR22 – microstrip con parche stub radial.....	41
<i>figura 2.35.-</i> Montaje de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico.....	42
<b>Capítulo 3.-</b> Acoplador Híbrido 3dB / 180° .....	45
<i>figura 3.1.-</i> Híbrido configuración Rat-Race, a.- Rectangular y b.- Anillo. ....	46
<i>figura 3.2.-</i> Diagrama que muestra el estado de las dos posibles señales, del desfasador 180° de banda ancha.....	47
<i>figura 3.3.-</i> Híbrido 180° Multisección basado en Rat-Race conectados en cascada.....	48
<i>figura 3.4.-</i> Híbrido 180° Multisección basado en Rat-Race conectados. ....	48
<i>figura 3.5.-</i> Híbrido microstrip de banda ancha empleando tramo $\lambda_g/4$ en lugar de $3 \cdot \lambda_m/4$ . ....	49
<i>figura 3.6.-</i> Híbrido guía de onda coplanar sin plano de masa de banda ancha empleando tramo $\lambda_g/4$ en lugar de $3 \cdot \lambda_c/4$ .....	49
<i>figura 3.7.-</i> Híbrido de banda ancha empleando tramo $\lambda/4$ líneas acopladas en lugar de $3 \cdot \lambda/4$ .....	49
<i>figura 3.8.-</i> Híbrido CPW-Slotline de banda ancha empleando tramos $\lambda/5$ .....	50
<i>figura 3.9.-</i> Híbrido 180° empleando crossover en una línea coplanar de plano de masa finito, con tramos $\lambda/4$ .....	50
<i>figura 3.10.-</i> Híbrido ACPS (Stripline-Coplanar Asimétrica) de banda ancha empleando tramos $\lambda/4$ . ....	51
<i>figura 3.11.-</i> Híbrido 180° empleando Ts una tipo Slotline y otra tipo CPW-Slotline, con tramos $\lambda/4$ . ....	51
<i>figura 3.12.-</i> Híbrido empleando líneas acopladas ACPS (Stripline-Coplanar Asimétrica). ....	51
<i>figura 3.13.-</i> Esquema de un Híbrido líneas ideales en configuración Rat-Race. ....	52
<i>figura 3.14.-</i> Esquema de un Híbrido líneas ideales concatenando dos anillos. ....	53
<i>figura 3.15.-</i> Esquema de un Híbrido modelo de líneas concatenando dos anillos. ....	53
<i>figura 3.16.-</i> Esquema de un Híbrido modelo de líneas concatenando dos anillos, desequilibrando impedancias.....	54
<i>figura 3.17.-</i> Layout del Híbrido de dos anillos, desequilibrando impedancias.....	55
<i>figura 3.18.-</i> Esquema de un Híbrido modelo de líneas concatenando tres anillos.....	56
<i>figura 3.19.-</i> Layout del Híbrido de tres anillos. ....	56
<i>figura 3.20.-</i> Modelos de tes existentes en ADS.....	57
<i>figura 3.21.-</i> Híbrido optimizado con HFSS. ....	59

<i>figura 3.22.-</i> Codo con transformadores de impedancia simétricos. ....	59
<i>figura 3.23.-</i> Transición CPWG-microstrip.....	61
<i>figura 3.24.-</i> Acoplador Híbrido 3dB / 180° construido. ....	61
<i>figura 3.25.-</i> Sistema de medida montado para medir el Acoplador Híbrido 3 dB / 180°.....	61
<i>figura 3.26.-</i> Método de medida del Acoplador Híbrido 3 dB B/ 180°.....	62
<b>Capítulo 4.- Desfasadores Diferenciales .....</b>	<b>66</b>
<i>figura 4.1.-</i> Concepto de desfasador.....	66
<i>figura 4.2.-</i> Concepto de desfasador Schiffman.....	67
<i>figura 4.3.-</i> Desfasador Schiffman multisección.....	68
<i>figura 4.4.-</i> Desfasador Schiffman modificado referencia [4.3]. ....	68
<i>figura 4.5.-</i> Desfasador basado en filtros paso banda.....	68
<i>figura 4.6.-</i> Desfasador línea de transmisión cargada con un stub en forma de T. ....	69
<i>figura 4.7.-</i> Desfasador línea de transmisión cargada con un par de stubs radiales multisección. ....	69
<i>figura 4.8.-</i> Desfasador multicapa microstrip-ranura-microstrip. ....	70
<i>figura 4.9.-</i> Desfasador doble cara microstrip-coplanar-microstrip.....	71
<i>figura 4.10.-</i> Desfasador doble cara coplanar.....	71
<i>figura 4.11.-</i> Desfasador doble cara microstrip-slot-microstrip.....	72
<i>figura 4.12.-</i> Desfasador en guía de onda empleando dieléctrico escalonado, transformador con 4 secciones.....	72
<i>figura 4.13.-</i> Desfasador en guía de onda empleando doble placa de dieléctrico.....	73
<i>figura 4.14.-</i> Desfasador en guía de onda empleando dieléctrico no homogéneo. ....	73
<i>figura 4.15.-</i> Desfasador en guía de onda corrugada para WR-75. ....	74
<i>figura 4.16.-</i> Desfasador en guía de onda corrugada para banda Ka. ....	74
<i>figura 4.17.-</i> Desfasador en guía de onda basado en stubs.....	75
<i>figura 4.18.-</i> Desfasador en guía de onda con stubs para banda Ka. ....	75
<i>figura 4.19.-</i> Desfasador tipo ridge en guía de onda, doble sección. ....	76
<i>figura 4.20.-</i> Desfasador tipo ridge en guía de onda, sección simple.....	76
<i>figura 4.21.-</i> Desfasador tipo ridge senoidal en guía de onda. ....	77
<i>figura 4.22.-</i> Desfasador tipo ridge senoidal con pestañas en guía de onda. ....	78
<i>figura 4.23.-</i> Concepto desfasador 180° microstrip – WR - microstrip.....	79
<i>figura 4.24.-</i> Desfasador 180° microstrip – WR - microstrip.....	80
<i>figura 4.25.-</i> Desfasador 90° microstrip – slot – microstrip [4.13].....	81
<i>figura 4.26.-</i> Vista 3D de la parte superior del chasis del desfasador 90°, con ridge senoidal.....	82
<i>figura 4.27.-</i> Sistema de medida de las transiciones WR22 – microstrip.....	83

# Gráficas

Capítulo 2.- Transición WR22 – Microstrip .....	17
<i>gráfica 2.1</i> .- Parámetros de scattering (– RL, – IL) de una guía de onda rectangular WR-22.....	28
<i>gráfica 2.2</i> .- Parámetros de scattering (– RL, – IL) y parte real de la impedancia de la línea microstrip. ..	29
<i>gráfica 2.3</i> .- RL (dB) (– $\mu$ Strip, – WR) y IL (dB) (–). Optimización de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular, inicial. ....	31
<i>gráfica 2.4</i> .- RL (dB) (– $\mu$ Strip, – WR) y IL (dB) (–). Optimización de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular, final.....	32
<i>gráfica 2.5</i> .- RL (dB) (– , –) y IL (dB) (–). Simulación transición WR22 – microstrip con parche rectangular back to back, final.....	33
<i>gráfica 2.6</i> .- RL (dB) (– $\mu$ Strip, – WR) y IL (dB) (–). Optimización de la transición WR22 – microstrip con parche radial.....	34
<i>gráfica 2.7</i> .- RL (dB) (– , –) y IL (dB) (–). Simulación de la transición WR22 – microstrip con parche radial back to back.....	36
<i>gráfica 2.8</i> .- RL (dB) (– $\mu$ Strip, – WR) y IL (dB) (–). Optimización de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico.....	37
<i>gráfica 2.9</i> .- RL (dB) (– , –) y IL (dB) (–). Simulación de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico back to back.....	38
<i>gráfica 2.10</i> .- RL (dB) (– , –) y IL (dB) (– , –). Medida de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular.....	40
<i>gráfica 2.11</i> .- RL (dB) (– , –) y IL (dB) (– , –). Medida de la transición WR22 – microstrip con parche stub radial.....	41
<i>gráfica 2.12</i> .- RL (dB) (– , –) y IL (dB) (– , –). Medida de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico.....	42
Capítulo 3.- Acoplador Híbrido 3dB / 180° .....	45
<i>gráfica 3.1</i> .- Respuesta en fase de un Híbrido ideal Rat-Race (– Suma, – Diferencia).....	52
<i>gráfica 3.2</i> .- Respuesta del Híbrido Rat-Race doble anillo en esquema optimizado.....	54
<i>gráfica 3.3</i> .- Respuesta del Híbrido Rat-Race doble anillo optimizado en esquema simulado en Momentum.....	55
<i>gráfica 3.4</i> .- Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo en esquema optimizado.....	56
<i>gráfica 3.5</i> .- Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo optimizado en esquema simulado en Momentum.....	57
<i>gráfica 3.6</i> .- Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo, cambiando el modelo de T de MTEE_ADS a MTEE.....	57
<i>gráfica 3.7</i> .- Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo en esquema optimizado, con modelo MTEE.....	58



<i>gráfica 3.8.</i> - Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo optimizado en esquema con modelo MTEE simulado en Momentum.....	58
<i>gráfica 3.9.</i> - Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo optimizado con HFSS (triángulos) y simulado con Momentum tramo continuo.....	60
<i>gráfica 3.10.</i> - Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo optimizado con HFSS (triángulos) frente a las medidas, tramo continuo.....	63
<b>Capítulo 4.- Desfasadores Diferenciales .....</b>	<b>66</b>
<i>gráfica 4.1.</i> - Respuesta del desfasador tipo ridge senoidal en guía de onda (RL — , IL —).....	77
<i>gráfica 4.2.</i> - Respuesta del desfasador tipo ridge senoidal con pestañas en guía de onda (RL — , IL —).....	78
<i>gráfica 4.3.</i> - Respuesta del desfasador 180° microstrip – WR – microstrip, optimizadas las dimensiones..	80
<i>gráfica 4.4.</i> - Respuesta del desfasador del desfasador 90° microstrip – slot – microstrip [4.13], optimizadas las dimensiones.....	82
<i>gráfica 4.5.</i> - Respuesta del desfasador del desfasador 90° guía de onda, ridge senoidal. (Tramo continuo medida, triangulos simulación) .....	84

# Tablas

Capítulo 1.- Líneas de Transmisión y Guías de Onda .....	4
<i>tabla 1.1.</i> - Estándares de la guía rectangular.....	13
<i>tabla 1.2.</i> - Parámetro $pmn'$ para el modo TE en guía circular.....	15
<i>tabla 1.3.</i> - Parámetro $pmn$ para el modo TM en guía circular.....	15
Capítulo 2.- Transición WR22 – Microstrip .....	17
<i>tabla 1.4.</i> - Valores optimizados de la transición WR22 – Microstrip con Parche Rectangular, inicial. ....	31
<i>tabla 1.5.</i> - Valores optimizados de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular, final. ....	32
<i>tabla 1.6.</i> - Valores optimizados de la transición WR22 – microstrip con parche radial. ....	35
<i>tabla 1.7.</i> - Valores optimizados de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico.....	37
Capítulo 3.- Acoplador Híbrido 3dB / 180° .....	45
<b><i>tabla 3.1</i></b> .- Dimensiones en $\mu\text{m}$ del Híbrido optimizado con HFSS.....	59
Capítulo 4.- Desfasadores Diferenciales .....	66
<i>tabla 4.1</i> .- Dimensiones del desfasador en guía corrugada WR-75.....	74
<i>tabla 4.2</i> .- Dimensiones del desfasador en guía corrugada banda Ka.....	75
<i>tabla 4.3</i> .- Dimensiones de la pestaña senoidal optimizada con HFSS.....	78
<i>tabla 4.4</i> .- Dimensiones de la pestaña senoidal con pestañas optimizada con HFSS.....	79
<i>tabla 4.5</i> .- Dimensiones del desfasador 180° microstrip – WR22 - microstrip optimizado con HFSS. ....	80
<i>tabla 4.6</i> .- Dimensiones del desfasador 90° microstrip – slot – microstrip [4.13], optimizadas con HFSS. ..	81

# Palabras clave

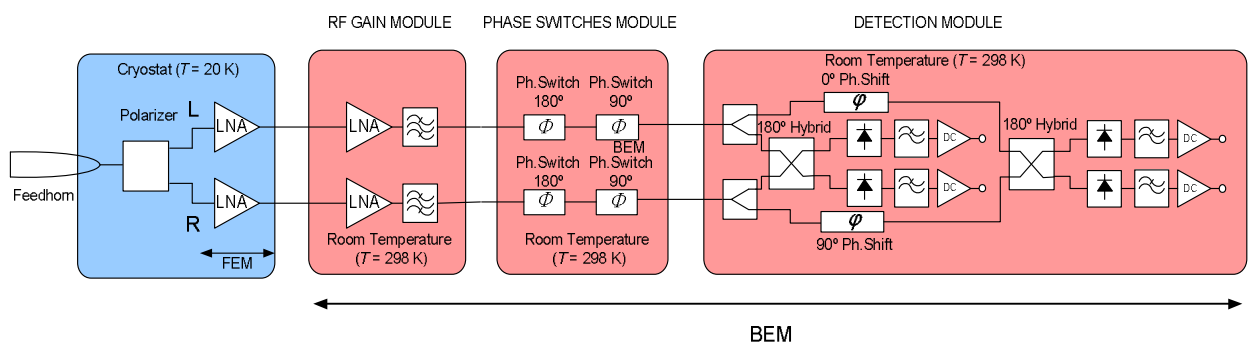
- ♦ Banda Ancha
- ♦ Guía de Onda
- ♦ Microstrip
- ♦ Slot
- ♦ Coplanar (CPW, CPWG)
- ♦ Transición WR-microstrip
- ♦ Parche
- ♦ Sonda
- ♦ Acoplador Híbrido
- ♦ Rat-Race
- ♦ Desfasador  $90^\circ$
- ♦ Desfasador  $180^\circ$
- ♦ Ridge
- ♦ Transición microstrip-slot

# Introducción

El objetivo principal de este trabajo fin de máster, es el diseño y caracterización de algunos de los elementos que podrán ser empleados en los módulos posteriores en la banda de 35 y 47 GHz, para los radiómetros que se integrarán en el proyecto EPI (*Exploring the Physics of Inflation*), como son transiciones de guía de onda a microstrip, los desfases de  $90^\circ$ , los phase switches de  $90^\circ$  y  $180^\circ$  o el híbrido  $180^\circ$ . En estas bandas de frecuencia milimétrica, y con un ancho de banda requerido del 30%, no se han encontrado circuitos comerciales, por lo que se justifica el objetivo innovador de este trabajo.

El experimento EPI es un proyecto coordinado para el diseño, la fabricación y puesta en funcionamiento de varios instrumentos a instalar en radiotelescopios del Observatorio de El Teide en la isla de Tenerife. La aspiración de este experimento es analizar la polarización de la señal del Fondo Cósmico de Microondas (FCM), de forma que se obtenga información la cual es muy valiosa para mejorar el conocimiento de las leyes físicas del universo. La polarización de la señal del FCM es baja y se requieren receptores muy sensibles para captar la señal con la calidad suficiente para obtener datos fiables. Los receptores del instrumento de EPI, que operan en la banda Q, en el margen de frecuencias mencionado anteriormente, son radiómetros de muy bajo ruido, y permiten obtener los valores de los parámetros de Stokes (Q, U, I) que definen la polarización de una onda electromagnética. En la *figura 1.1.* se muestra el esquema propuesto para el prototipo para un pixel del sistema.

La correcta obtención de los parámetros de Stokes requiere un buen equilibrio en la respuesta de amplitud y fase de cada rama, siendo esta propiedad un punto crítico del receptor.



*figura 1.1.*-Esquema del receptor de polarización.

El radiómetro consta de un Módulo Frontal (Front End Module, FEM) enfriado a 20 K, que incluye la antena de bocina (Feedhorn), el polarizador y los amplificadores de bajo ruido criogénicos (Low Noise Amplifier, LNA). El polarizador está compuesto por un desfaseador

diferencial de  $90^\circ$ , seguido de un transductor ortomodo (Ortho Mode Transducer, OMT) de forma que a su salida se obtienen las componentes de polarización circular a izquierdas (L) y a derechas (R) de la onda que se recibe en la antena, de bocina.

A la salida del FEM le sigue el Módulo Posterior (Back End Module, BEM) que realiza la función de correlación y detección. Su operación es a temperatura ambiente (298 K), las señales de cada rama se amplifican (LNA) y se fija la banda de 35 a 47 GHz con filtros paso banda. El siguiente bloque de Conmutadores de Fase (Phase Switches) contiene desfasadores conmutables de  $0^\circ/90^\circ$  y  $0^\circ/180^\circ$ , de forma que en cada rama se dispone de cuatro posibles estados de fase ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ ).

El último bloque, Módulo de Detección, realiza varias funciones: la correlación entre las señales mediante el uso de dos acopladores híbridos de  $180^\circ$ , la detección con diodos de barrera Schottky y la amplificación en baja frecuencia (DC) con amplificadores operacionales de bajo ruido. Las cuatro salidas del radiómetro son básicamente señales de corriente continua si los conmutadores de fase están en un estado fijo, y son señales de baja frecuencia, del orden de las decenas de kHz, cuando se realiza la conmutación con una señal de dicha frecuencia.

La conmutación permite obtener las diferentes combinaciones de los parámetros de Stokes y a la vez permite cancelar el efecto del ruido de espectro  $1/f$  o fluctuaciones de baja ganancia, mediante el procesamiento posterior de las señales almacenadas.

A continuación se presenta un breve resumen de cada uno de los capítulos en los que se divide esta memoria.

## **Capítulo 1.- Líneas de Transmisión y Guía de Onda.**

**E**n este primer capítulo, se comienza por introducir los conceptos previos necesarios para realizar el diseño de los diferentes circuitos que se realizarán en este trabajo. Como son las diferentes líneas de transmisión que se van a emplear tales como la línea microstrip, la coplanar, la slot line y la guía de onda.

## **Capítulo 2.- Transición WR-22 Microstrip.**

**S**e lleva a cabo una recopilación de información de diferentes transiciones guía de onda rectangular a microstrip que se pueden encontrar en la literatura. Además se realiza el diseño y caracterización de una transición WR – microstrip del tipo transversal en Plano E sobre un sustrato blando como es el sustrato CLTE-XT de Arlon.

## **Capítulo 3.- Acoplador Híbrido 3 dB/ $180^\circ$ .**

**O**tro elemento que se estudia en este trabajo es un acoplador híbrido de banda ancha, al igual que en el caso de la transición se selecciona una serie de documentos, existentes en la bibliografía, en los que se muestran diferentes técnicas y métodos de realizar este dispositivo. Se realiza también el diseño y caracterización de un acoplador híbrido 3 dB /  $180^\circ$  en tecnología microstrip.

## Capítulo 4.- Desfasadores Diferenciales.

**P**or último se procede al diseño de varios desfasadores diferenciales, empleando diferentes tecnologías, como pueden ser planares o guía de onda. Se realizan el diseño de 3 desfasadores 2 de  $90^\circ$  un en tecnología planar y otro en guía de onda rectangular, y otro diseño de un desfasador  $180^\circ$  empleando la combinación de tecnología micrstrip y guía de onda rectangular. En último lugar en este apartado se presenta la caracterización del desfasador de  $90^\circ$  en guía de onda.

# Capítulo 1

## Líneas de Transmisión y Guías de Onda

### 1.1.- Introducción.

Las líneas de transmisión en circuitos de microondas se usan normalmente para transferir energía de un punto a otro y como secciones de circuitos pasivos como pueden ser filtros, transformadores de impedancias, acopladores o líneas de retardo.

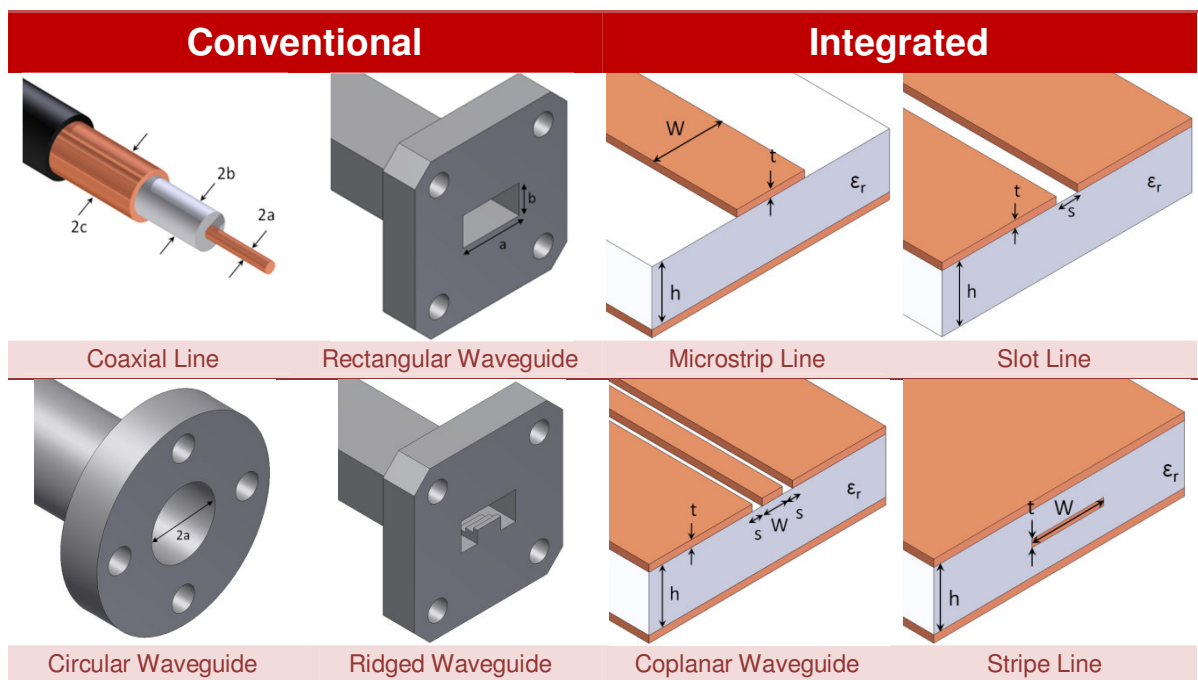


figura 1.1.- Estructuras empleadas en la transmisión de señales en circuitos de microondas.

Todo esto se debe realizar sin que existan pérdidas por radiación (o con la menor pérdida posible), de forma que no se pierda señal por el camino. Para ello se utilizan varias estructuras de guiado, entre las que se encuentran las líneas impresas en sustrato, las guías de onda o conductores coaxiales tal y como se muestra en la *figura 1.1*.

Generalmente los circuitos de microondas pasivos son distribuidos y emplean secciones de líneas de transmisión y guiado de onda. Esto es debido a que los tamaños de los elementos discretos o concentrados (resistencias, inductancias y condensadores), como los usados en circuitos electrónicos a bajas frecuencias, son comparables a la longitud de onda a frecuencias de microondas. Pero cuando el tamaño de los elementos discretos es mucho menor que la longitud de onda, se emplean elementos concentrados.

## 1.2.- Líneas de Transmisión Impresas en Sustrato.

Los circuitos integrados de microondas (MIC, Microwave Integrated Circuits) se introdujeron en la década de 1950. Desde entonces, quizás han jugado el papel más importante en los avances en tecnologías de radiofrecuencia (RF) y microondas. El hito más notable e importante fue posiblemente la más reciente aparición de los circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC, Monolithic Microwave Integrated Circuits). Este progreso de los MIC no habría sido posible sin los avances experimentados en los dispositivos de estado sólido y líneas de transmisión planares. Las líneas transmisión planares se refieren a líneas de transmisión que consisten en tiras conductoras impresas en una superficie dieléctrica, denominada sustrato.

Estas estructuras son la columna vertebral de los MICs y se emplean para realizar muchas funciones en los circuitos como pueden ser baluns, filtros, híbridos y acopladores, así como simplemente para llevar señal de un punto a otro. Hay diversas variantes de las líneas impresas, como las que podemos ver en la *figura 1.1* en donde se observan algunas de las más empleadas. Cada línea de transmisión tiene sus propias ventajas y desventajas y, dependiendo de las funciones que deba desarrollar en el circuito, se emplea solamente un tipo de línea de transmisión o una combinación de varias para lograr el funcionamiento deseado en el circuito.

A continuación se realizará un breve resumen de los tipos de líneas de transmisión utilizadas en este trabajo [1.1]-[1.4].

### 1.2.1.- Línea Microstrip.

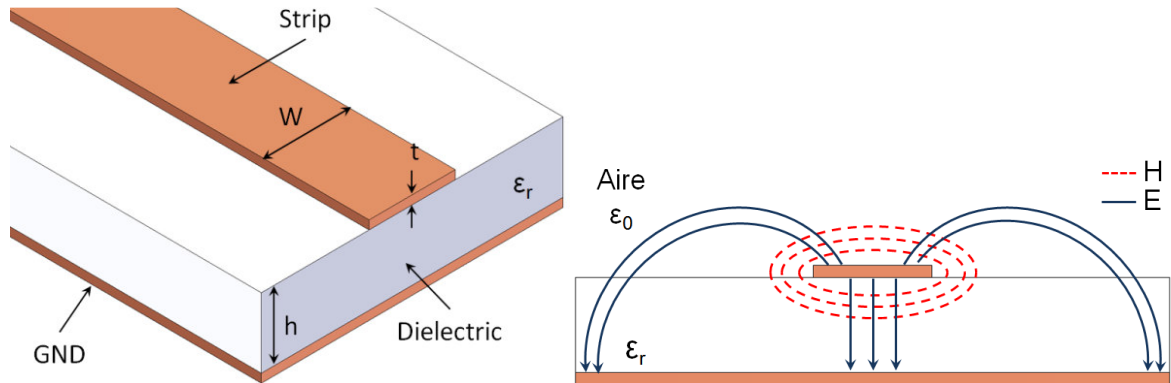
También llamadas líneas de cinta o microtiras son las más utilizadas en RF y microondas. Las líneas microstrip son estructuras abiertas, de forma que las líneas de campo no están confinadas y la propagación debe analizarse en rigor con las técnicas de campos de guías de onda. Se asume que los campos se propagan en un modo transversal electromagnético (*TEM*), aunque siendo rigurosos, esto no es cierto, pues las ondas se propagan por un medio no homogéneo.

Las líneas de microstrip son comúnmente utilizadas en circuitos integrados de microondas. Como tal, se pueden ver como líneas de transmisión integradas. Son fáciles de fabricar puesto que se utiliza tecnología de circuitos integrados o de circuitos impresos.

La principal desventaja de las líneas de microstrip son las pérdidas de potencia, asociadas al conductor, al dieléctrico y a la radiación por discontinuidades. Adicionalmente, debido a la naturaleza de las mismas, no se pueden usar para elevados niveles de potencia [1.5].



En la *figura 1.2* se muestra una configuración clásica o básica de una línea microstrip. Una línea conductora muy ancha funciona como plano de masa, sobre ella existe un sustrato dieléctrico de permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) y altura ( $h$ ), y sobre este sustrato hay una línea de espesor ( $t$ ) y ancho ( $w$ ) que lleva la señal.



*figura 1.2.-* Estructura básica, parámetros y distribución de los campos de una línea microstrip.

La impedancia característica de la línea es de difícil cálculo debido al campo disperso fuera de la región entre los conductores. Las expresiones más conocidas son las halladas por Wheeler [1.6]. A partir de ellas se han realizado aproximaciones y mejoras para diversas situaciones.

Con las ecuaciones siguientes se puede determinar la impedancia característica ( $Z_0$ ) y la permitividad relativa efectiva ( $\epsilon_{ref}$ ) a partir de la geometría de la línea microstrip despreciando el espesor de la línea ( $t$ ).

Si se cumple  $w/h \leq 1$  se deben utilizar las siguientes expresiones:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{ref}}} \cdot \ln \left( \frac{8 \cdot h}{w} + 0,25 \cdot \frac{w}{h} \right) \quad (1.1)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[ \left( 1 + \frac{12 \cdot h}{w} \right)^{-1/2} + 0,041 \cdot \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (1.2)$$

Si se cumple  $\frac{w}{h} \geq 1$  se tiene que recurrir a estas otras expresiones:

$$Z_0 = \frac{\eta_0 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \cdot \left[ \frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \left( \frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1} \quad (1.3)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left( 1 + \frac{12 \cdot h}{w} \right)^{-1/2} \quad (1.4)$$

Donde  $w$  es el espesor del metal,  $h$  es el grosor del dieléctrico,  $\epsilon_{ref}$  es la permitividad relativa efectiva y  $\eta_0$  tiene un valor de  $120 \Omega$ .

Para una impedancia característica deseada ( $Z_0$ ), el ancho de la línea ( $w$ ) puede ser determinado empleando estas expresiones, también despreciando el espesor de la línea ( $t$ ).

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2} \quad \text{Si } A > 1,52 \quad (1.5)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left[ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad \text{Si } A < 1,52 \quad (1.6)$$

Donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \cdot \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 - \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (1.7)$$

$$B = \frac{60 \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.8)$$

La velocidad de propagación ( $v$ ) y la longitud de onda ( $\lambda$ ) en la línea se obtienen de las expresiones:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} = \lambda \cdot f \quad (1.9)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (1.10)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $\lambda_0$  la longitud de onda en el vacío.

Las atenuaciones debidas a las pérdidas óhmicas en los conductores ( $\alpha_c$ ) y dieléctricas ( $\alpha_d$ ) son (en dB/m):

$$\alpha_c \cong 8,686 \frac{R_S}{w \cdot Z_0} \quad (1.11)$$

$$\alpha_d \cong 27,3 \frac{(\epsilon_{ref} - 1) \cdot \epsilon_r \cdot \tan(\theta)}{(\epsilon_r - 1) \cdot \sqrt{\epsilon_{ref}} \cdot \lambda_0} \quad (1.12)$$

Donde  $\tan(\theta) = \sigma / (\omega \cdot \epsilon)$  es la tangente de pérdidas del substrato. Y  $R_S = \sqrt{\omega \cdot \mu_0 / 2 \cdot \sigma}$  es la resistencia por cuadro ( $\Omega/\square$ ). La constante de atenuación total es la suma de  $\alpha_c + \alpha_d$ .

Si se quiere analizar la variación de la permitividad relativa efectiva [ $\epsilon_{ref}(f)$ ] y la impedancia característica de la línea [ $Z_c(f)$ ] en función de la frecuencia, debido a los efectos dispersivos, se pueden utilizar las siguientes expresiones [1.7].

$$Z_c(f) = Z_0 \frac{\epsilon_{ref}(f) - 1}{\epsilon_{ref} - 1} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_{ref}}{\epsilon_{ref}(f)}} \quad (1.13)$$

$$\epsilon_{ref}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{ref}}{1 + (f/f_{50})^m} \quad (1.14)$$

$$f_{50} = \frac{f_{TM_0}}{0,75 + (0,75 - 0,332 \cdot \epsilon_r^{-1,73}) \cdot \frac{w}{h}} \quad (1.15)$$

$$f_{TM_0} = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot h \cdot \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{ref}}} \cdot \tan^{-1} \left( \epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_{reff} - 1}{\epsilon_r - \epsilon_{reff}}} \right) \quad (1.16)$$

$$m = m_0 \cdot m_c \leq 2,32 \quad (1.17)$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0,32 \cdot \left( \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} \right)^3 \quad (1.18)$$

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1,4}{1 + \sqrt{w/h}} + \left( 0,15 - 0,235 \cdot e^{-\frac{0,45 \cdot f}{f_{50}}} \right) & \text{Para } \frac{w}{h} \leq 0,7 \\ 1 & \text{Para } \frac{w}{h} \geq 0,7 \end{cases} \quad (1.19)$$

### 1.2.2.- Línea Coplanar (CPWG).

Las líneas microstrip tienen algunas deficiencias. Una de ellas es que una parte significativa de la energía puede llegar a acoplarse al sustrato, provocando pérdidas relevantes si el sustrato es disipativo. Otra es que para el diseño de placas o estructuras muy pequeñas es sumamente difícil su utilización, ya que el plano de masa está situado en la parte inferior del dieléctrico y las conexiones a masa empeoran por la inductancia parásita que soportan los orificios metalizados a masa (“vía holes”). El resultado es que el circuito queda poblado con numerosos vías para resolver estos problemas, añadiendo complejidad en cuanto a fabricación y costes, por lo que esta opción no parece ser una solución muy práctica.

Una alternativa es utilizar líneas coplanares, asegurándonos que ambas, la masa y la línea de señal, son accesibles desde la superficie. Además las líneas coplanares facilitan el diseño y fabricación de circuitos a frecuencias de ondas milimétricas y superiores. A la siguiente configuración masa-señal-masa, se denomina guía de onda coplanar o línea de transmisión coplanar.

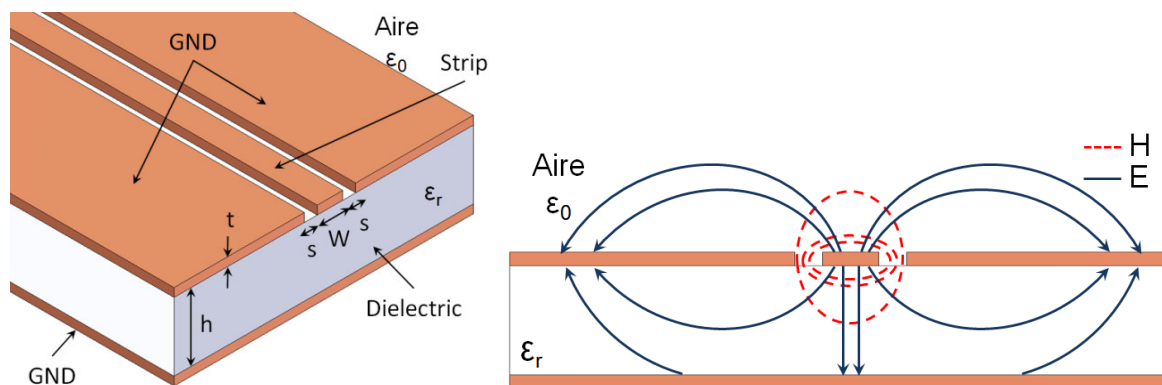


figura 1.3.- Estructura básica, parámetros y distribución de los campos de una línea coplanar.

Esta estructura tiene una ventaja adicional: diferentes anchuras de línea y “gaps” (espacios entre la línea de señal y los planos de masa) pueden dar como resultado la misma impedancia característica. Por tanto, estas líneas pueden ser pequeñas en cualquier circuito, excepto en las partes en las que interactúa con grandes elementos, como por ejemplo conectores. Una línea coplanar proporciona una buena transición a conectores coaxiales. Para mejorar el rendimiento general de estas estructuras coplanares implica que la relación  $g/h$  debe ser lo menor posible, ya que el incremento del gap implica menos energía acoplada en el sustrato y mayores pérdidas debido a la dispersión.

Las expresiones para determinar la impedancia característica ( $Z_0$ ) y la permitividad relativa efectiva ( $\epsilon_{ref}$ ) a partir de la geometría de la línea coplanar, despreciando el espesor de la línea ( $t$ ), vienen dadas por:

$$Z_0 = \frac{\eta_0 \cdot K'(k)}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_{ref}} \cdot K(k)} \quad (1.20)$$

$$\epsilon_{ref} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{K'(k)}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (1.21)$$

Donde:

$$k = \frac{w/2}{w/2 + g} \quad (1.22)$$

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\pi \cdot \frac{w}{4 \cdot h}\right)}{\sinh\left(\pi \cdot \frac{w + 2 \cdot g}{4 \cdot h}\right)} \quad (1.23)$$

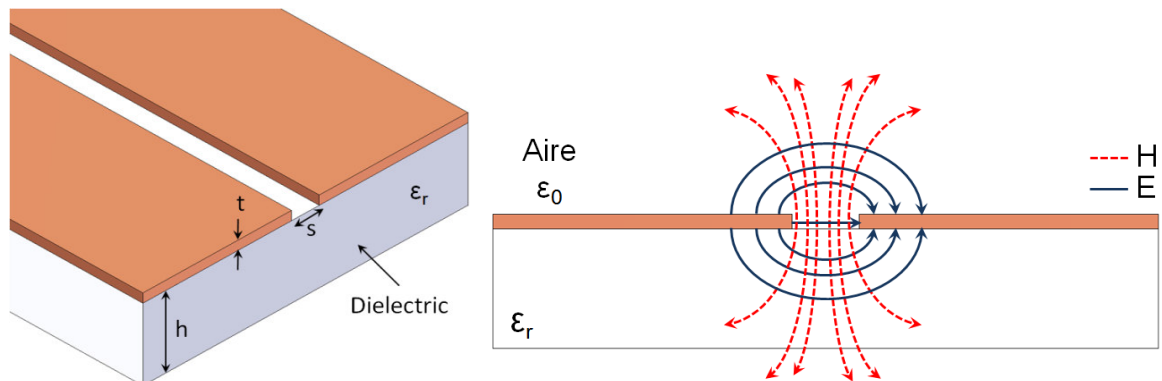
$$\frac{K'(x)}{K(x)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{x}}{1 - \sqrt{x}}\right) & \text{Para } 0 \leq x \leq 0,707 \\ \left[\frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{x}}{1 - \sqrt{x}}\right)\right]^{-1} & \text{Para } 0,707 \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (1.24)$$

$$x' = \sqrt{1 - x^2} \quad (1.25)$$

Donde  $K(x)$  es la integral circular cerrada y  $K'(x)$  es la función complementaria [1.8].

### 1.2.3.- Línea Slot.

Las líneas de tipo slot o ranura son estructuras uniplanares que fueron empleadas por primera vez en circuitos MIC en el año 1968 por Cohn. Este tipo de estructura consiste en un sustrato dieléctrico de constante dieléctrica  $\epsilon_r$  y altura  $h$ , sobre el que se encuentra grabada una ranura estrecha de ancho  $s$  en la metalización superior de espesor  $t$ , en la cara inferior no existe metalización, tal y como se puede ver en la *figura 1.4*. Esta estructura se puede considerar que es la complementaria de la línea microstrip. Este tipo de línea útil cuando se requieren tramos de alta impedancia, stubs en serie, cortocircuitos y en MIC combinándolas con circuitos microstrip.



*figura 1.4.-* Estructura básica, parámetros y distribución de los campos de una línea slot.

No existen unas expresiones cerradas que se puedan desarrollar de forma analítica para obtener la impedancia y la longitud de onda de este tipo de líneas. Este es un serio problema a la hora de diseñar circuitos en los que se empleen este tipo de estructuras. Las expresiones que se pueden encontrar son expresiones aproximadas, que se obtienen a base de ajustar curvas y basadas en el análisis de Cohn. Estas expresiones tienen una precisión del 2% para el siguiente rango de parámetros.

$$\begin{aligned} 9,7 &\leq \epsilon_r \leq 20 \\ 0,02 &\leq s/h \leq 1 \\ 0,01 &\leq h/\lambda_0 \leq (h/\lambda_0)_c \end{aligned} \quad (1.26)$$

Donde  $(h/\lambda_0)_c = 0,25/\sqrt{\epsilon_r - 1}$  que es el valor de corte para el modo  $TE_0$ .

Las expresiones obtenidas están acotadas en diferentes rangos de  $w/h$ .

1.-Para  $0,02 \leq w/h \leq 0,2$

$$\lambda_s/\lambda_0 = 0,923 - 0,448 \cdot \log(\epsilon_r) + 0,2 \cdot s/h - (0,29 \cdot s/h + 0,047) \cdot \log((h/\lambda_0) \cdot 10^2) \quad (1.27)$$

$$Z_{0s} = 72,62 - 35,19 \cdot \log(\epsilon_r) + 50 \cdot \frac{(s/h - 0,02) \cdot (s/h - 0,01)}{s/h} + \log[(s/h) \cdot 10^2] \cdot [44,28 - 19,58 \cdot \log(\epsilon_r)] - [0,32 \cdot \log(\epsilon_r) - 0,11 + s/h \cdot (1,07 \cdot \log(\epsilon_r) + 1,44)] \cdot (11,4 - 6,07 \cdot \log(\epsilon_r) - (h/\lambda_0) \cdot 10^2)^2 \quad (1.28)$$

2.-Para  $0,2 \leq s/h \leq 1$

$$\lambda_s/\lambda_0 = 0,987 - 0,483 \cdot \log(\epsilon_r) + \frac{s}{h} \cdot (0,111 - 0,0022 \cdot \epsilon_r) - (0,121 + 0,094 \cdot s/h - 0,0032 \cdot \epsilon_r) \cdot \log((h/\lambda_0) \cdot 10^2) \quad (1.29)$$

$$Z_{0s} = 113,19 - 53,55 \cdot \log(\epsilon_r) + 1,25 \cdot s/h \cdot (114,59 - 51,88 \cdot \log(\epsilon_r)) + 20 \cdot (s/h - 0,2) \cdot (1 - s/h) - [0,15 + 0,23 \cdot \log(\epsilon_r) + s/h \cdot (2,07 \cdot \log(\epsilon_r) - 0,79)] \cdot [10,25 - 5 \cdot \log(\epsilon_r) + s/h \cdot (2,1 - 1,42 \cdot \log(\epsilon_r)) - (h/\lambda_0) \cdot 10^2] \quad (1.30)$$

Todas estas expresiones y otras expresiones que acotan más los rangos de  $\epsilon_r$ ,  $s/h$  y  $h/\lambda_0$  pueden encontrarse en [1.9].

### 1.3.- Guía de Onda.

Las ondas en el espacio abierto se propagan en todas direcciones como si fueran ondas esféricas perdiendo así potencia a medida que aumenta la distancia, mientras que la guía de onda confina la onda para que se propague en una sola dimensión consiguiendo de esta forma que no haya pérdidas durante la propagación bajo condiciones ideales.

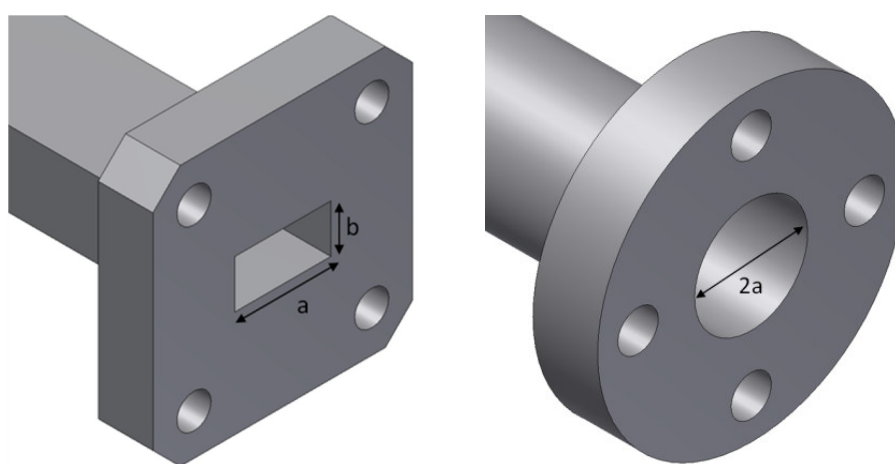


figura 1.5.- Estructura básica de una guía rectangular y circular.

Una guía de onda es un tubo conductor hueco, que generalmente es de sección transversal rectangular, o bien circular figura 1.5. Las dimensiones de esta sección transversal se seleccionan de tal forma que las ondas electromagnéticas se propaguen dentro del interior de la guía; cabe recordar que las ondas electromagnéticas no necesitan un medio material para propagarse. Las

paredes de la guía de onda son conductores y por lo tanto reflejan energía electromagnética de la superficie. En una guía de onda, la conducción de energía no ocurre en las paredes de la guía de onda sino a través del dieléctrico dentro de la guía de onda. La energía electromagnética se propaga a lo largo de la guía de onda, reflejándose hacia un lado y otro en forma de “zig-zag”. Sus pérdidas son menores que las de líneas de transmisión, como el cable coaxial o las líneas en circuito impreso, y opera en el rango de frecuencia microondas.

Un concepto que se debe tener muy presente cuando se emplean guías de onda es el “Modo de Propagación”, que es una de las soluciones de la ecuación de la onda, o dicho de otro modo, la forma que describe la onda. Debido a las condiciones de contorno, solo existe un número limitado de frecuencias y formas para la onda de forma que sea capaz de propagarse por la guía de onda, siendo la frecuencia más baja para la que puede propagarse la frecuencia de corte de dicho modo. Es decir, la guía está diseñada fundamentalmente para operar un solo modo de propagación con el ancho de banda requerido, atenuando los demás modos de orden superior. En otras palabras, transmite óptimamente la frecuencia portadora, para la cual se ha seleccionado la guía con su respectivo ancho de banda de transmisión.

Los modos se clasifican en los siguientes:

- Modos  $TE_{mn}$ . No existe campo eléctrico en la dirección de propagación.
- Modos  $TM_{mn}$ . No existe campo magnético en la dirección de propagación.
- Modo  $TEM_{mn}$ . No existe campo eléctrico ni magnético en la dirección de propagación. Este modo no puede darse en las guías de onda puesto que están formadas por un solo conductor, pero se pueden dar en cables coaxiales o líneas impresas.
- Modos híbridos. Existe tanto campo eléctrico como magnético en la dirección de propagación

El modo dominante en una guía es aquél que tiene la frecuencia de corte más baja. Las dimensiones de la guía pueden escogerse de modo que para una señal dada, sólo el modo dominante pueda transmitirse por ella. Los modos de orden superior son todas aquellas formas en que la energía se propaga por arriba de la frecuencia de corte del modo dominante. Sin embargo no es recomendable operar en frecuencias donde estos tipos de modos se presenten, puesto que no se acoplan bien a la carga, ocasionando reflexiones y la aparición de ondas estacionarias. El modo dominante en una guía circular es el modo  $TE_{11}$  y en la rectangular el  $TE_{10}$ .

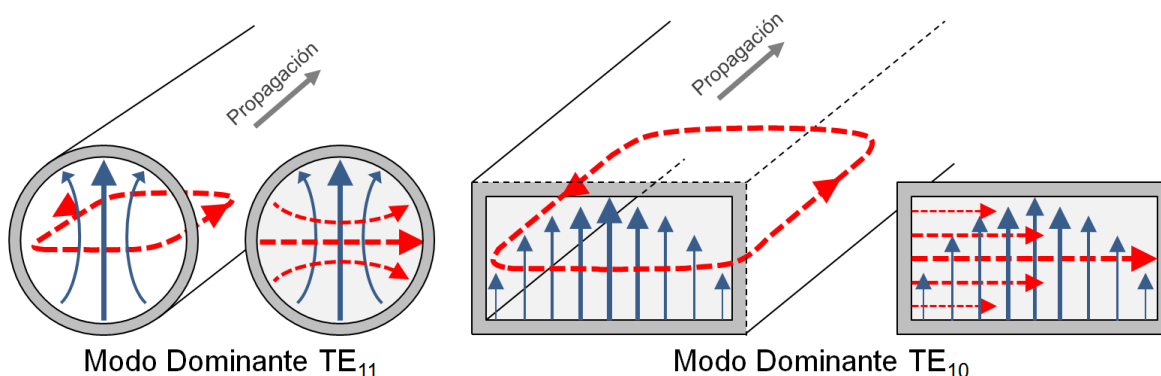


figura 1.6.- Representación de los modos dominantes,  $TE_{11}$  guía circular y  $TE_{10}$  guía rectangular.

Las guías de onda tienen una impedancia característica que es análoga a la de las líneas de transmisión de hilos paralelos y se relaciona en forma estrecha con la impedancia característica del espacio libre. La impedancia característica de una guía de onda tiene el mismo significado que la de una línea de transmisión, con respecto al equilibrio de carga, reflexiones de señal y ondas

estacionarias. La impedancia característica de una guía de onda se determina con la siguiente ecuación:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} = \eta_0 \cdot \left(\lambda_c/\lambda\right) \quad (1.31).$$

Donde:

- $Z_0$  es la impedancia característica ( $\Omega$ )
- $f$  es la frecuencia de operación (Hz)
- $f_c$  es la frecuencia de corte (Hz)

En general,  $Z_0$  es mayor que  $377\Omega$ . De hecho, a la frecuencia de corte,  $Z_0$  se vuelve infinita y a una frecuencia igual a  $2 \cdot f_c$ , el doble de frecuencia de corte,  $Z_0 = 435\Omega$ . Dos guías de onda con la misma dimensión  $a$  pero distintas dimensiones  $b$  tendrán el mismo valor de frecuencia de corte y el mismo valor de impedancia característica. Sin embargo, si se interconectan estas dos guías de onda, extremo con extremo, y se propaga por ellas una onda electromagnética, se produce una discontinuidad en el empalme, y se presentarán reflexiones, aun cuando sus impedancias estén equilibradas [1.10]-[1.11].

### 1.3.1.- Guía de Onda Rectangular.

La guía de onda más común es la rectangular, no cuadrada ( $a=b$ ), siendo lo más frecuente que su anchura sea el doble que su altura ( $a=2b$ ) y son muy útiles para transportar ondas electromagnéticas con polarización horizontal o vertical.

La frecuencia mínima más baja se da cuando la dimensión máxima de la guía coincide con la mitad de la longitud de onda ( $a=\lambda/2$ ) siendo posible el modo  $TE_{10}$ . El siguiente modo más alto se genera cuando la dimensión máxima de la guía coincide con la longitud de onda ( $a=\lambda$ ) consiguiéndose el modo  $TE_{20}$  y cuando la dimensión mínima de la guía de onda coincide con la mitad de la longitud de onda conseguimos el modo  $TE_{01}$  ( $b=\lambda/2$ ). Hay que tener en cuenta que algunos modos no existen en algunas guías de onda.

A veces se pueden incluir en el interior de la guía ciertas formas, algo que se ha desarrollado para el uso militar donde se necesitan anchos de banda muy amplios y cuyas estructuras incluidas en la guía se usan para conseguir frecuencias de corte más bajas y para incrementar el ancho de banda.

El modo  $TE_{10}$  es el modo dominante de una guía de onda con  $a>b$  y tiene la menor atenuación de todos los modos. Si la guía de onda fuese cuadrada ( $a=b$ ) los modos dominantes son  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  por lo expuesto anteriormente. Respecto al resto de modos TE que se pueden propagar hay que tener en cuenta que  $m$  o  $n$  pueden ser cero, pero no ambas.

Waveguide frequency bands and interior dimensions				
Frequency Band	Waveguide Standard	Frequency Limits (GHz)	Inside Dimensions (inches)	Inside Dimensions (mm)
	WR-2300	0.32 - 0.49	23.000 x 11.500	584.2 x 292.1
	WR-2100	0.35 - 0.53	21.000 x 10.500	533.4 x 266.7
	WR-1800	0.43 - 0.62	18.000 x 9.000	457.2 x 288.6
	WR-1500	0.49 - 0.74	15.000 x 7.500	381.0 x 190.5
	WR-1150	0.64 - 0.96	11.500 x 5.750	292.1 x 146.05
	WR-1000	0.75 - 1.1	9.975 x 4.875	253.365 x 126.6825
	WR-770	0.96 - 1.5	7.700 x 3.385	195.58 x 97.79
	WR-650	1.12 to 1.70	6.500 x 3.250	165.1 x 82.55
R	WR-430	1.70 to 2.60	4.300 x 2.150	109.22 x 54.61
D	WR-340	2.20 to 3.30	3.400 x 1.700	86.36 x 43.18
S	WR-284	2.60 to 3.95	2.840 x 1.340	72.136 x 34.036
E	WR-229	3.30 to 4.90	2.290 x 1.150	58.166 x 29.21
G	WR-187	3.95 to 5.85	1.872 x 0.872	47.5488 x 22.1488
F	WR-159	4.90 to 7.05	1.590 x 0.795	49.386 x 20.193
C	WR-137	5.85 to 8.20	1.372 x 0.622	34.8488 x 15.7988
H	WR-112	7.05 to 10.00	1.122 x 0.497	28.4988 x 12.6238
X	WR-90	8.2 to 12.4	0.900 x 0.400	22.86 x 10.16
X-Ku	WR-75	10.0 to 15.0	0.750 x 0.375	19.05 x 9.525
Ku	WR-62	12.4 to 18.0	0.622 x 0.311	15.7988 x 7.8994
K	WR-51	15.0 to 22.0	0.510 x 0.255	12.954 x 6.477
K	WR-42	18.0 to 26.5	0.420 x 0.170	10.668 x 4.318
Ka	WR-28	26.5 to 40.0	0.280 x 0.140	7.112 x 3.556
Q	WR-22	33 to 50	0.224 x 0.112	5.6896 x 2.8448
U	WR-19	40 to 60	0.188 x 0.094	4.7752 x 2.3876
V	WR-15	50 to 75	0.148 x 0.074	3.7592 x 1.8796
E	WR-12	60 to 90	0.122 x 0.061	3.0988 x 1.5494
W	WR-10	75 to 110	0.100 x 0.050	2.54 x 1.27
F	WR-8	90 to 140	0.080 x 0.040	2.032 x 1.016
D	WR-6	110 to 170	0.0650 x 0.0325	1.651 x 0.8255
G	WR-5	140 to 220	0.0510 x 0.0255	1.2954 x 0.6477
	WR-4	170 to 260	0.0430 x 0.0215	1.0922 x 0.5461
	WR-3	220 to 325	0.0340 x 0.0170	0.8636 x 0.4318
Y	WR-2	325 to 500	0.0200 x 0.0100	0.508 x 0.254
	WR-1.5	500 to 750	0.0150 x 0.0075	0.381 x 0.1905
	WR-1	750 to 1100	0.0100 x 0.0050	0.254 x 0.127

*tabla 1.1.-* Estándares de la guía rectangular.

La frecuencia de corte más baja (o longitud de onda) para un modo particular en una guía de onda rectangular [1.12], viene determinada por las ecuaciones que se muestran en (1.32) y (1.33)



$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \left( \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2} \right) \quad (1.32)$$

$$\lambda_{c_{mn}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (1.33)$$

Donde:

- $a$  es anchura interior de la guía.
- $b$  es altura interior de la guía.
- $m$  es número de variaciones de media longitud de onda de los campos en la dirección  $a$ .
- $n$  es número de variaciones de media longitud de onda de los campos en la dirección  $b$ .
- $\varepsilon$  es permitividad relativa del interior de la guía.
- $\mu$  es permeabilidad relativa del interior de la guía.

Para el modo dominante  $TE_{10}$  en una guía de onda rectangular o cuadrada, la longitud de onda de corte viene determinada por  $\lambda_c = 2a$ .

Puesto que las guías de onda rectangulares tienen un ancho de banda en el que se puede propagar un sólo modo, existen guías de onda rectangulares estándar (lo que no sucede en el caso de las guías circulares), siendo diseñadas generalmente (aunque no siempre) teniendo en cuenta:

- Una banda comienza donde la otra termina, habiendo otra banda que se superpone a estas dos bandas para permitir aplicaciones con bordes de banda cercanos.
- El límite inferior de la banda es aproximadamente un 30% mayor que la frecuencia de corte de la guía de onda para limitar la dispersión y las pérdidas.
- El límite superior de la banda es aproximadamente un 5% menor que la frecuencia de corte de siguiente orden de modo para evitar efectos evanescentes hacia otros modos superiores.
- La altura ( $b$ ) de la guía de onda es la mitad que su anchura ( $a$ ) para permitir trabajar en un ancho de banda 2:1 maximizando así la potencia que se propaga dentro de la guía de onda.

Para frecuencias más bajas de 1 GHz en la *tabla 1.4* [1.13] vemos que existen estándares, aunque no suelen ser muy empleados, en los que las dimensiones de la guía son enormes. También podemos observar en la tabla, que para frecuencias grandes salen dimensiones muy pequeñas, las cuales son difíciles de realizar y para las que se emplean técnicas de fabricación muy complejas.

### 1.3.2.- Guía de Onda Circular.

Las guías de onda circulares, son útiles cuando hay que transportar ondas electromagnéticas con polarización circular, de forma que su campo eléctrico traza un patrón en forma de hélice como función temporal. Las guías de onda con sección circular se asemejan y a su vez plantean importantes diferencias con las guías de onda de corte rectangular. Tienen ciertas similitudes porque ambas son guías de onda pero sin embargo, las reglas para los modos son diferentes ya que dependen únicamente del diámetro ( $2a$ ), de forma que los modos

circulares soportan dos señales ortogonales, por lo que dos polarizaciones pueden conservarse separadas a lo largo de este tipo de guía de onda. Esta característica puede ser muy ventajosa en sistemas comerciales, de radar o militares, donde dos polarizaciones pueden pasar por una superficie circular siendo separadas por dos caminos de comunicación para extraer distintas informaciones.

Cuando la guía de onda circular utiliza modos muy altos, este tipo de guía puede soportar potencias muy altas sin arquearse y cuando trabajan con modos  $TM_{mn}$  pueden tener pérdidas sorprendentemente bajas.

La longitud de onda de corte más baja para un modo  $TE_{mn}$  particular en una guía de onda circular viene determinada por la ecuación (1.34) [1.12].

$$\lambda_{c_{mn}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{p'_{mn}} \tag{1.34}$$

- Siendo 'r' el radio de la guía de onda y  $p'_{mn}$  viene dado por:

m	$p'_{m1}$	$p'_{m2}$	$p'_{m3}$
0	3,832	7,016	10,174
1	1,841	5,331	8,536
2	3,054	6,706	9,970

tabla 1.2.- Parámetro  $p'_{mn}$  para el modo TE en guía circular.

La longitud de onda de corte más baja para un modo  $TM_{mn}$  particular en una guía de onda circular viene determinada por la ecuación (1.35).

$$\lambda_{c_{mn}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{p_{mn}} \tag{1.35}$$

- Siendo 'r' el radio de la guía de onda y  $p_{mn}$  viene dado por:

m	$p_{m1}$	$p_{m2}$	$p_{m3}$
0	2,405	5,520	8,654
1	3,832	7,016	10,174
2	5,135	8,417	11,620

tabla 1.3.- Parámetro  $p_{mn}$  para el modo TM en guía circular.

## 1.4.- Conclusiones Capítulo 1.

**E**n este capítulo se ha hecho un repaso de las diferentes líneas de transmisión que se han empleado a lo largo de todo este trabajo. Desde el tipo planar como pueden ser la línea microstrip, la coplanar o la slot hasta las líneas de transmisión en guía de onda. Comentando los aspectos más generales de cada tipo, así como algunas de sus ventajas y desventajas, además de algunas de las aplicaciones de cada una de ellas.

## 1.5.- Bibliografía Capítulo 1.

[1.1].- Juan C. Fernández, “*Líneas de Transmisión. Primera parte*”, Departamento de Física, Facultad de Ingeniería Universidad de Buenos Aires, 2004, página 16. Disponible en Internet: <http://apuntes.foros-fiuba.com.ar/apuntes/62/08/>

[1.2].- Victor Manuel Hinostrza Zubía, “*Técnicas de Radiofrecuencia y Microondas. 4. Ingeniería de Microondas*”, Universidad Autónoma Ciudad Juárez, páginas 127-133. Disponible en Internet: <http://docentes.uacj.mx/vhinostr/Nuevo Formato/rf.htm>

[1.3].- Pablo Luis López Espí, “*Tema 5: Líneas de transmisión de tiras*” Universidad de Alcalá de Henares. Disponible en Internet: [http://agamenon.tsc.uah.es/Asignaturas/ittst/mt/zona\\_de\\_apuntes.htm](http://agamenon.tsc.uah.es/Asignaturas/ittst/mt/zona_de_apuntes.htm)

[1.4].- “*Estudio exploratorio de carácter bibliográfico sobre los conceptos fundamentales y comunes a los métodos de análisis de tecnología microstrip.*” Disponible en Internet: [http://mi.ubp.edu.ar/archivosmiubp/MaterialDeEstudio/13/RC-II/212/1.CONCEPTOS\\_BASICOS\\_DE\\_MICROSTRIP.pdf](http://mi.ubp.edu.ar/archivosmiubp/MaterialDeEstudio/13/RC-II/212/1.CONCEPTOS_BASICOS_DE_MICROSTRIP.pdf)

[1.5].- “*Estudio exploratorio de carácter bibliográfico sobre los conceptos fundamentales y comunes a los métodos de análisis de tecnología microstrip.*” Disponible en Internet: [http://mi.ubp.edu.ar/archivosmiubp/MaterialDeEstudio/13/RC-II/212/1.CONCEPTOS\\_BASICOS\\_DE\\_MICROSTRIP.pdf](http://mi.ubp.edu.ar/archivosmiubp/MaterialDeEstudio/13/RC-II/212/1.CONCEPTOS_BASICOS_DE_MICROSTRIP.pdf)

[1.6].- H. A. Wheeler, “*Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet.*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 2, pp. 172-185, Mar. 1965.

[1.7].- Pablo Luis López Espí, “*Tema 5: Líneas de transmisión de tiras*” Universidad de Alcalá de Henares. Disponible en Internet: [http://agamenon.tsc.uah.es/Asignaturas/ittst/mt/zona\\_de\\_apuntes.htm](http://agamenon.tsc.uah.es/Asignaturas/ittst/mt/zona_de_apuntes.htm)

[1.8].- Thomas H. Lee, “*Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Measurements and Circuits.*”, Cambridge, 2004, páginas 168-170.

[1.9].- Gupta K.C., Garg Ransesh, Bahl Inder & Bhartia Praskash, “*Microstrip Lines and Slotlines.*”, Artech House Publishers, Second edition, 1996, páginas 269-291.

[1.10].- Tomasi Wayne, “*Sistemas de Comunicaciones Electrónicas.*”, Prentice Hall, Cuarta Edición, 2003, páginas 409-418.

[1.11].- “*Guías de Onda.*” Disponible en Internet: <http://es.scribd.com/doc/38608034/Guias-de-Onda>.

[1.12].- “*Rectangular & Circular Waveguide: Equations & Fields.*” Disponible en Internet: <http://www.rfcafe.com/references/electrical/waveguide.htm>

[1.13].- Microwaves101.com. “*Rectangular Waveguide Dimensions.*” Disponible en Internet: <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguidedimensions.cfm>

# Capítulo 2

## Transición WR22 – Microstrip

### 2.1.- Introducción.

**U**na transición de microondas es un elemento o circuito mediante el cual, las ondas electromagnéticas de microondas que viajan en un tipo de línea de transmisión, se acoplan de forma adecuada a otro tipo de línea. Como por ejemplo pueden ser las transiciones coaxial – microstrip, guía de onda coplanar – línea slot, microstrip – línea slot, etc...

En este capítulo se presenta una revisión en la que se describe las diferentes estrategias empleadas en la literatura con las que se pueden lograr una transición entre la guía de onda rectangular y una línea de transmisión planar genérica, para lo que emplea como indicadores de su buen funcionamiento los parámetros de dispersión de cada transición.

Las arquitecturas que se muestran en esta revisión, se subdividen en diferentes categorías en función de la geometría y el proceso que se emplea para acoplar los campos electromagnéticos de la guía de onda rectangular a la línea planar. Se describe cada categoría citando trabajos existentes en la literatura y presentando sus ventajas y desventajas.

Además de esta revisión, en este capítulo también se presenta el diseño, fabricación y caracterización de una transición guía de onda rectangular – microstrip, basada en uno de los tipos descritos anteriormente. Esta transición es una transición de bajas pérdidas, robusta, bajo coste y fácil fabricación.

## 2.2.- Transiciones WR-Planar.

Una transición electromagnética puede ser interpretada en términos generales como la imperfección que se produce en un enlace eléctrico y como tal, se puede analizar en términos de pérdidas de inserción/retorno, o bien mostrando su comportamiento equivalente como una red representada por sus parámetros de dispersión, más comúnmente conocidos como parámetros de scattering ó parámetros-S.

El comportamiento de una transición electromagnética entre una guía de onda rectangular y una línea de transmisión planar viene determinado principalmente por dos circunstancias, la forma en la que se adapta el campo y como se adaptan las impedancias de las dos líneas de transmisión diferentes de la transición.

La *Adaptación del Campo* es la operación que permite que el campo electromagnético, que está propagándose por una línea de transmisión, se adecúe a las condiciones de contorno del otro tipo de línea de transmisión diferente. Una adaptación del campo electromagnético eficiente se puede lograr cambiando gradualmente las condiciones de contorno, como puede ser cambiando la forma de la línea de transmisión adecuadamente, de forma que el campo se ajuste aceptablemente a la nueva estructura. La adaptación del campo electromagnético es un requisito importante en una transición.

En cambio la *Adaptación de Impedancias* representa el grado de acoplo que existe entre las diferentes estructuras que forman la transición, de forma que se consiguen minimizar las reflexiones que pueden existir en la transición.

El problema principal que nos podemos encontrar en una transición guía de onda rectangular a línea planar como puede ser microstrip o guía de onda coplanar, es la forma de modificar las condiciones de contorno del campo electromagnético con el objetivo de confinar dichos campos de una estructura a otra. Si tenemos en cuenta esta circunstancia, se pueden clasificar las transiciones guía de onda rectangular a línea planar según su forma de operar y dentro de éstas según su arquitectura, como se indica a continuación.

- Adaptación del Campo
  - Transiciones Ridge.
  - Transiciones Fin-Line.
- Adaptación de Impedancias
  - Transiciones Transversales.
  - Transiciones con Acoplo por Aperturas.

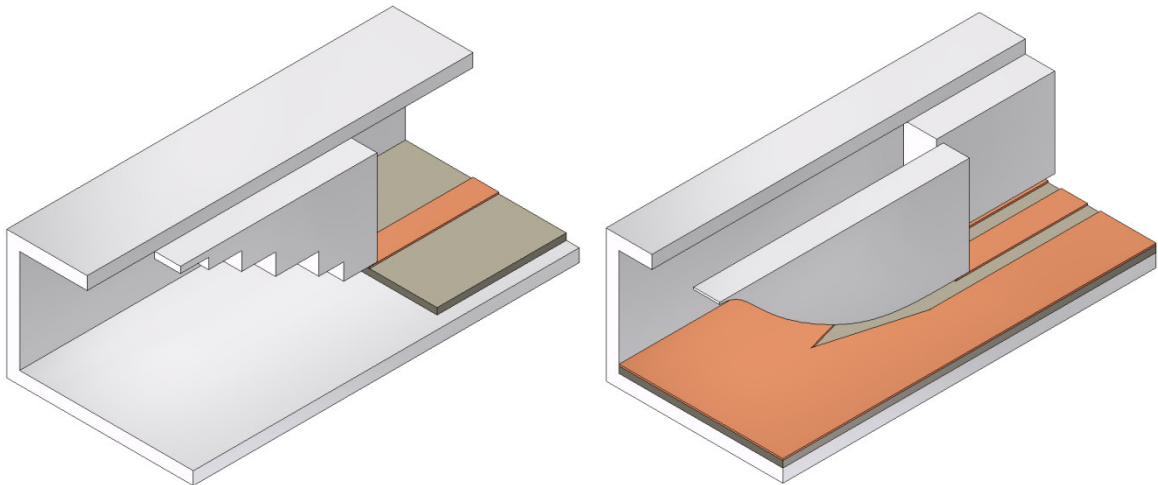
Por tanto, la principal forma de trabajo de las transiciones tipo ridge y fin-line es empleando la reconfiguración del campo electromagnético a lo largo del camino de la transición, mientras que las transiciones, tanto de tipo transversal y acoplo por aperturas, trabajan como transductores centrándose más en la adaptación de impedancia.

## 2.2.1.- Transiciones Mediante Adaptación de Campos.

### 2.2.1.1.- Transición Ridge.

La transición tipo ridge que se emplea en transiciones de microondas entre guía rectangular y líneas planares tales como microstrip o guía de onda coplanar es similar a las que se muestran en la *figura 2.1*.

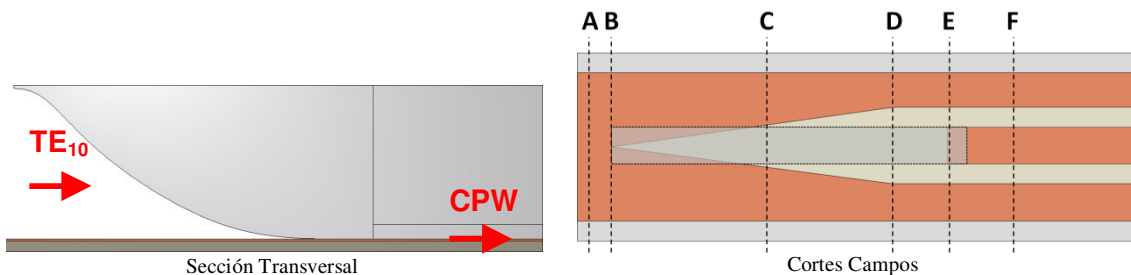
El funcionamiento de este tipo de transiciones es descrito en las referencias [2.1] para la línea microstrip y [2.2] para la línea guía de onda coplanar. La estructura tipo ridge consiste en mecanizar dentro de la guía de onda una transición metálica con una forma suave ya sea bien mediante pequeños escalones, como se ve en la transición ridge-microstrip, o empleando formas de tipo senoidal, como se ve en la transición ridge-guía de onda coplanar. Esta transición ayuda a confinar (en el caso de la microstrip), o a dividir y rotar (en el caso de la coplanar) la distribución del campo electromagnético en la dirección de propagación del modo  $TE_{10}$ , que es el modo dominante de la guía de onda rectangular.



*figura 2.1*.- Transición tipo ridge – microstrip y ridge – guía de onda coplanar.

En la *figura 2.2* se puede ver como el modo dominante de la guía de onda rectangular, modo  $TE_{10}$ , se va modificando por la presencia del ridge metálico que se encuentra dentro de la guía, hasta que se transforma al modo que corresponde a la guía de onda coplanar.

En esta transición también cabe hacer hincapié también en la transición gradual slot a guía de onda coplanar, ayudando de esta forma a que la excitación en la línea guía de onda coplanar sea gradual con igual magnitud y fase de las dos ranuras de la línea coplanar. En la *figura 2.2* se ven dos imágenes se corresponden con la vista de la sección transversal y los planos donde se corta la transición para mostrar como los campos se van adaptando de un tipo de línea a otra.



*figura 2.2*.- Sección transversal y planos de corte de la transición ridge – guía de onda coplanar.

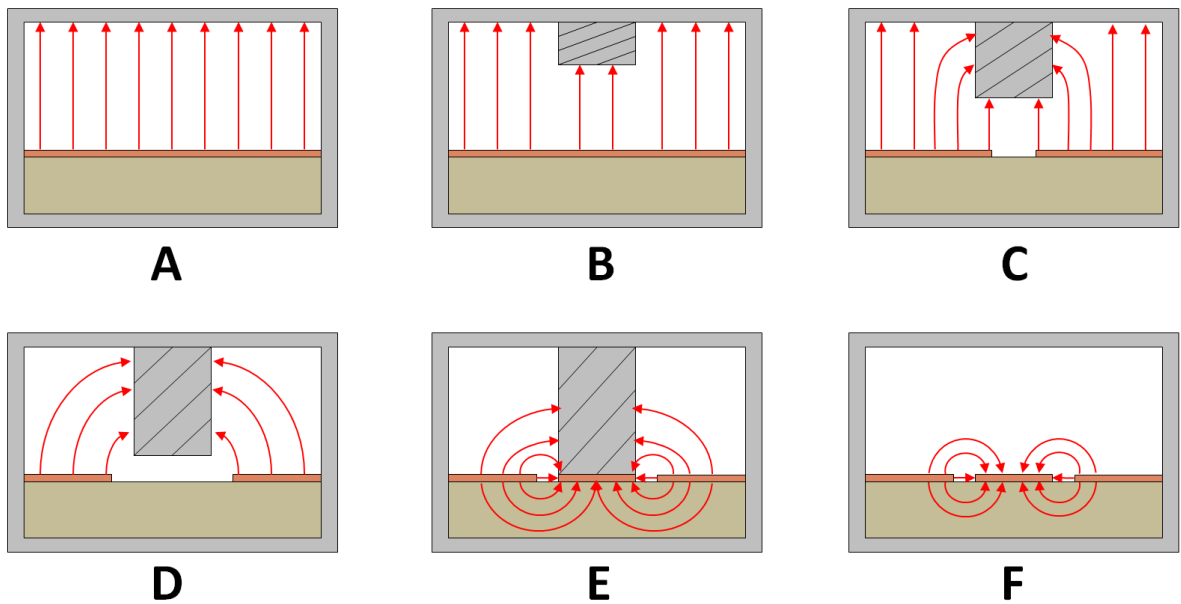


figura 2.3.- Adaptación de los campos en una transición ridge – guía de onda coplanar.

En la *figura 2.3* se puede ver cómo se va transformando el campo electromagnético de un tipo de línea a otro, comenzando por la imagen A donde podemos ver el modo dominante en la guía de onda rectangular, modo  $TE_{10}$ , y como éste se va transformando en el modo de excitación de una guía de onda coplanar en la imagen F.

El caso de la transición a línea microstrip se puede analizar de forma similar, se puede ver cómo se va confinando el campo hasta que se transforma en el campo de excitación de una línea microstrip.

### 2.2.1.2.- Transición Fin-Line.

Una solución interesante para las transiciones entre guía de onda rectangular y planar es el empleo la transición antipodal basada en líneas fin-line, concepto que se empleó por primera vez en 1974 [2.3]. La transición consiste básicamente en ir cambiando suavemente de un tipo de línea de transmisión a otra, pasando de guía de onda rectangular a una línea tipo fin-line antipodal con una transición suave a stripline y posteriormente a microstrip como se puede ver en *figura 2.4* donde se muestra y describen la estructura y los planos donde se toman los campos.

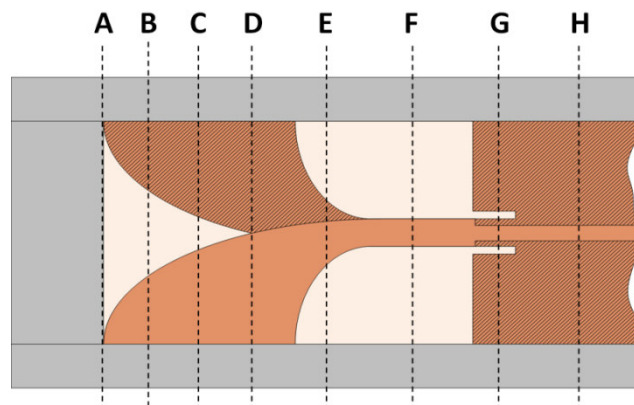
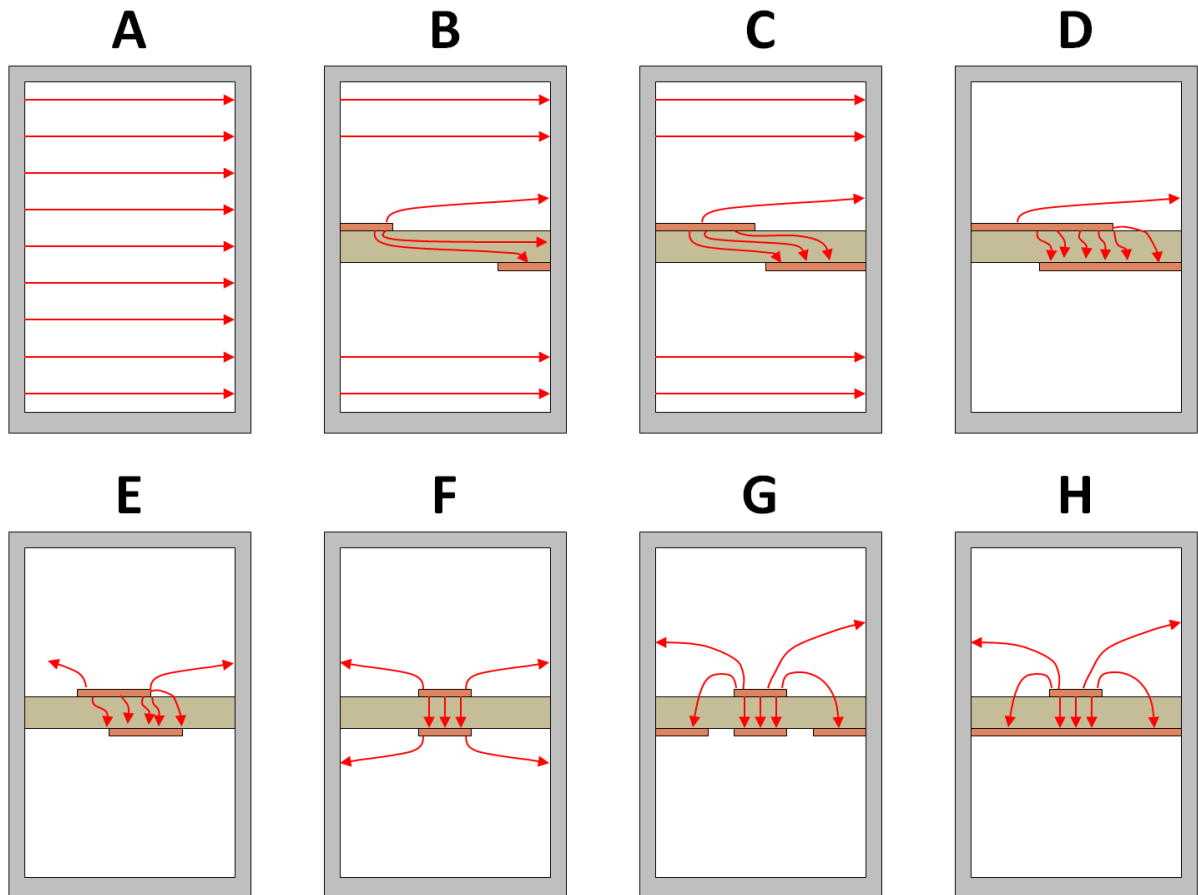


figura 2.4.- Estructura de una transición antipodal fin-line – microstrip. (Cortes para mostrar los campos).

Como podemos ver en la imagen anterior, esta transición consiste en dos planos metálicos sobre un sustrato suspendido en el centro de una guía de onda y colocado a lo largo de la dirección de propagación de la misma, de forma que mediante la forma suave de taper redondeado que tienen consiguen concentrar y girar el campo electromagnético  $90^\circ$  de forma que se pueda excitar de forma adecuada la línea microstrip. En la *figura 2.5* se puede ver la adaptación del campo de unas líneas a otras hasta que llega a la línea microstrip [2.4], la forma de funcionamiento es muy similar al tipo de transiciones mostrado anteriormente (Ridge).

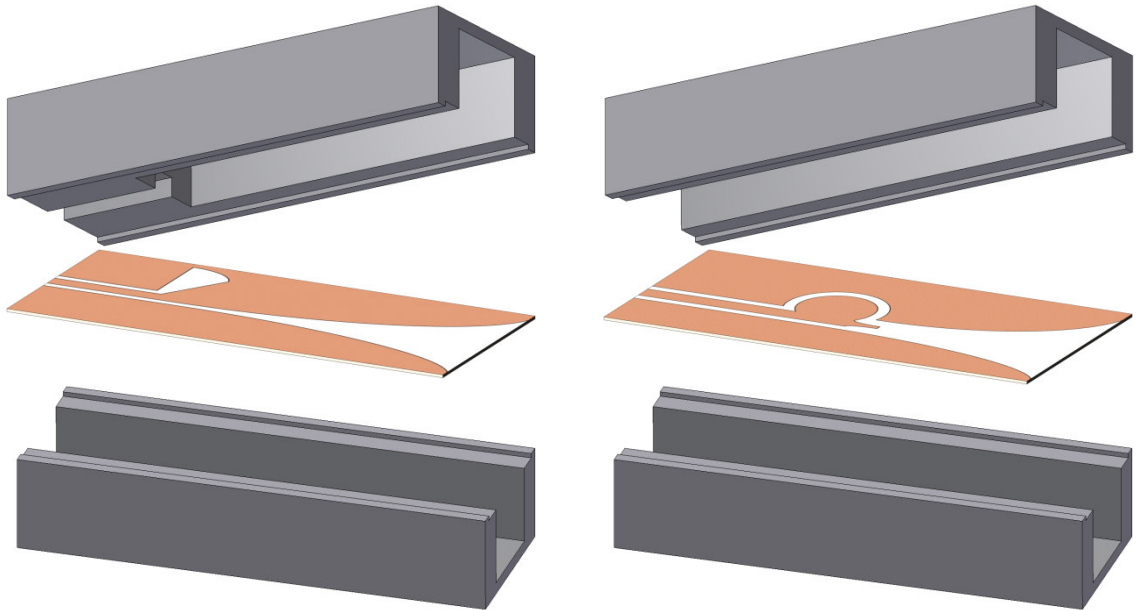


*figura 2.5.-* Adaptación de los campos en una transición antipodal fin-line – microstrip.

El principal problema de este tipo de transiciones es asegurar un buen contacto de los planos metálicos como son la masa de la microstrip o las transiciones graduales (tapers) de ambas caras con la guía de onda. Si este contacto no es bueno aparecen unas resonancias espurias, de forma que la banda de transmisión se ve afectada.

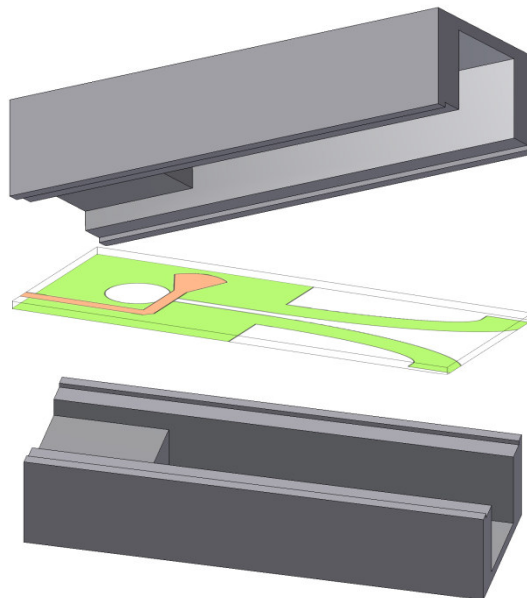
Una posible solución es emplear líneas fin-line de una sola cara en lugar de la transición antipodal como en [2.5] y [2.6]. En este caso no se gira el campo  $90^\circ$  como en el caso de la transición ridge o la antipodal sino que es confinado gradualmente a lo largo del sustrato y apropiadamente adaptado a una línea guía de onda coplanar empleando un stub radial o circular de banda ancha, como se puede ver en la *figura 2.6*, para ello se emplea una transición intermedia tipo slot-guía de onda coplanar. Además, para realizar este tipo de transiciones, es preferible emplear sustratos con una constante dieléctrica baja, de forma que se incrementa el grado de adaptación del campo electromagnético entre la guía de onda rectangular y el taper realizado en slot.





*figura 2.6.-* Transiciones guía de onda rectangular – guía de onda coplanar unilaterales, empleando transición slot – guía de onda coplanar.

Las transiciones tipo fin-line anteriormente expuestas (antipodal y unilateral) son estructuras relativamente largas, la solución para reducir sus dimensiones es optar por emplear sondas con forma de taper en slot como se puede ver en [2.7]. Una línea coplanar stripline en forma de taper se introduce en la guía donde el campo E es máximo, de forma que este taper actúa como sonda, a continuación pasa a línea slot y por último pasa de slot a microstrip. Este tipo de transición proporciona un tamaño relativamente corto ( $\lambda/4$  en el espacio libre) sin que exista contacto entre el taper y las paredes de la guía de onda rectangular facilitando así el montaje de la transición.



*figura 2.7.-* Transiciones guía de onda rectangular – microstrip, empleando una sonda coplanar stripline.

Otra posibilidad es emplear antenas tipo monopolo como en [2.8] y [2.9]. El principal requisito de este tipo de transiciones es que exista un plano de masa lo más cercano posible a la antena, lo que se puede conseguir fácilmente utilizando una de las paredes de la guía de onda rectangular, además un simple monopolo utilizado como transición requiere también realizar una

adaptación de impedancias, lo que puede conseguirse extendiendo el sustrato dentro de la guía y empleando éste como transformador de impedancias.

El inconveniente de este tipo de transiciones basadas en monopolos es que, por lo general, son de banda estrecha y para ensanchar la banda de transmisión es necesario emplear monopolos con el brazo en forma radial, o elementos parásitos como se ve en la siguiente figura.

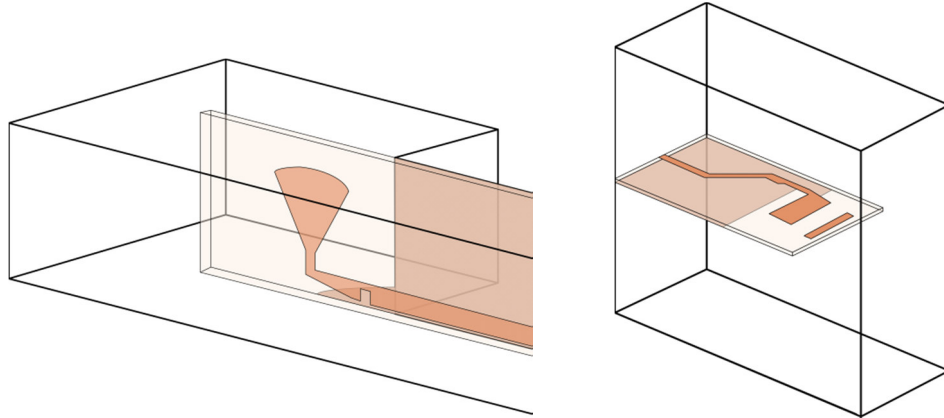


figura 2.8.- Transiciones guía de onda rectangular – microstrip, empleando antenas monopolo.

## 2.2.2.- Transiciones con Adaptación de Impedancias.

### 2.2.2.1.- Transición Transversal.

Una línea de transmisión planar y una guía de onda rectangular se pueden combinar mediante una unión electromagnética perpendicular, esta estructura es similar a la empleada en transiciones coaxial-guía de onda utilizadas usualmente en frecuencias de microondas.

Este tipo de transición consiste en una línea impresa ya sea bien de tipo microstrip o guía de onda coplanar, una parte de la cual se extiende e introduce dentro de la guía de onda rectangular a través de una apertura, dimensionada apropiadamente, en una pared lateral. La parte de la línea de transmisión planar suspendida dentro de la guía de onda rectangular, trabaja como una sonda que acopla energía entre los dos tipos de línea. Una de las primeras referencias que existen de este tipo de sondas es [2.10].

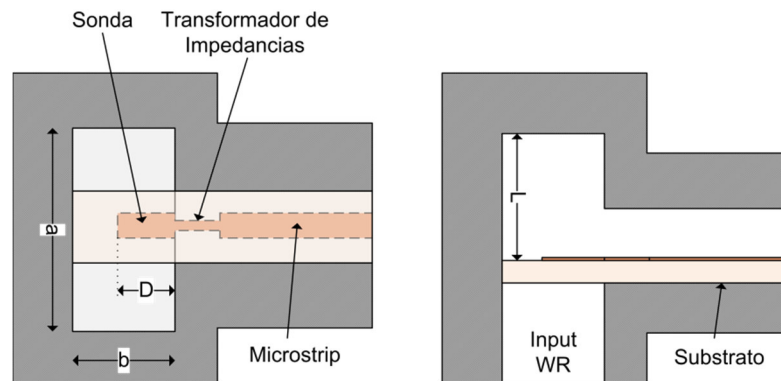
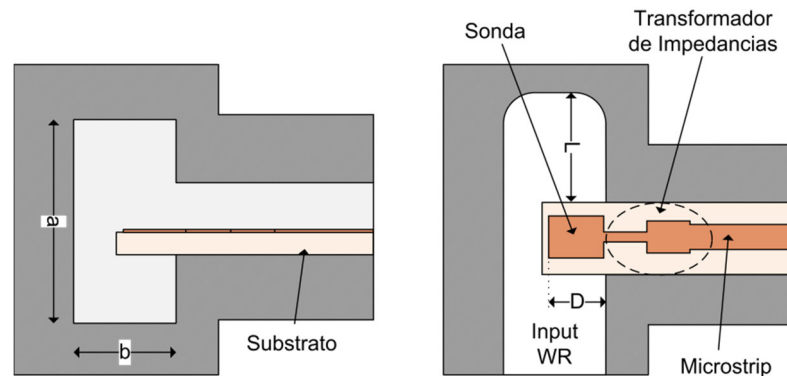


figura 2.9.- Transición guía de onda rectangular – microstrip transversal. (Perpendicular).

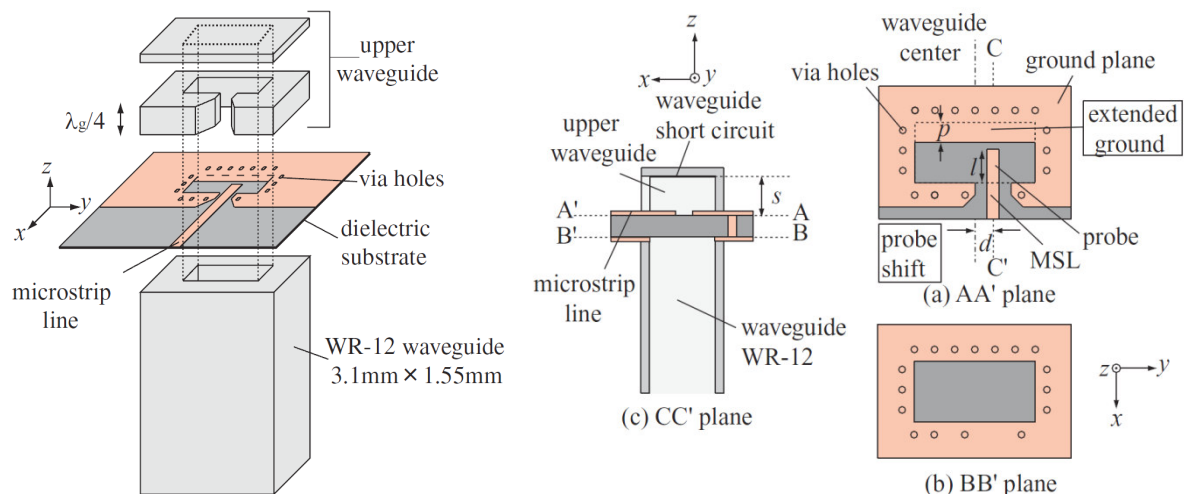
En la *figura 2.9* se puede ver que el sustrato está enfrentado en la dirección de propagación de las ondas. La finalización del camino de la guía de onda rectangular es por lo general un corto, el cual se encuentra a  $\lambda_g/4$  de la sonda (donde  $\lambda_g$  se corresponde con la longitud de onda de la guía de onda). En [2.11] se puede ver el efecto de emplear diferentes sustratos para este tipo de transiciones, además de emplear transiciones similares, pero con la sonda colocada en el máximo del plano E de la guía de onda, comúnmente llamadas transición guía de onda-microstrip de plano E. Este tipo de transición se puede ver en la *figura 2.10* como podemos comprobar en esta figura la transición tiene un transformador de impedancias de dos secciones lo que permite obtener un mayor ancho de banda.



*figura 2.10.*- Transición guía de onda rectangular – microstrip de plano E.

El uso de transiciones transversales es útil cuando la fabricación de la guía se hace mediante bloques, como por ejemplo cuando se corta en el máximo plano E, de forma que la integración de este tipo de transiciones es fácil. En este caso la mejor opción es emplear transición de plano E, de forma que las ondas se propaguen en la dirección donde se coloca la sonda.

En otras ocasiones el sustrato cubre completamente la sección frontal de la guía de onda tal y como se puede ver en la *figura 2.11* [2.12]. Este tipo de transiciones es empleado cuando por ejemplo se quiere emplear el sustrato como barrera anti-humedad para el resto de circuitos de RF.



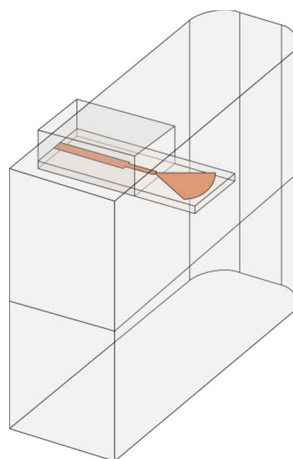
*figura 2.11.*- Transición guía de onda rectangular – microstrip perpendicular.

Una sonda en un extremo de la microstrip se inserta en la guía de onda, uno de cuyos extremos está en cortocircuito. Este cortocircuito de la guía de onda está aproximadamente a  $\lambda_g/4$  ( $\lambda_g$ : longitud de onda de la guía de onda) a partir del sustrato. A través de agujeros se rodea la sección de la guía en el sustrato con el fin de reducir las fugas de transmisión en el sustrato

debido a las placas paralelas, evitando también de este modo resonancias. Se puede ver en la *figura 2.11* que la sonda se encuentra desplazada del centro de la guía una distancia 'd' en la dirección 'y'. Además la impedancia localizada en la guía de onda es más baja en 'y = d' en lugar de en el centro de la guía (y = 0). De forma que la impedancia característica de la guía se hace comparable con la de la línea microstrip. Otra característica interesante de esta transición es el plano de masa superior extendido una distancia 'p' en dirección 'x' en el borde opuesto de la sonda. Este plano extendido funciona como una perturbación capacitiva de forma que se puede controlar la reactancia de la línea mejorando la adaptación de impedancias. Por tanto la adaptación de impedancias puede conseguirse controlando el desplazamiento d de la sonda y la longitud p del plano de masa extendido hacia el interior de la guía.

En las transiciones transversales, el material que se emplea como sustrato influye en la impedancia vista en la entrada de la sonda. La parte reactiva de la impedancia depende de las dimensiones de la sonda y la posición del corto en guía de onda. La parte real a su vez está fuertemente limitada por el dieléctrico que soporta la sonda. Otros elementos, como el transformador de impedancias, ayudan a igualar la impedancia de la sonda con la de la línea de transmisión planar.

También podemos encontrar referencias en la bibliografía donde se emplean transiciones transversales en plano E, en las que se emplean formas de parches diferentes del rectangular, como por ejemplo un parche radial o circular, obteniendo una buena respuesta en la banda deseada.



*figura 2.12.*- Transición guía de onda rectangular – microstrip plano E, parche radial.

### 2.2.2.2.- Transición por Acoplo con Aperturas.

Otra posible categoría, que cabe incluir dentro de las transiciones guía de onda rectangular a línea de transmisión planar, es la que emplea acoplo mediante aperturas. Una de las primeras referencias que podemos encontrar en la bibliografía de este tipo de transiciones es [2.13], la transición propuesta en esta ocasión propone el acoplo del campo electromagnético a la microstrip a través de un slot en su plano de masa y un parche situado en la parte inferior de un sustrato adicional. La estructura de esta transición se muestra en la *figura 2.13*. Esta técnica emplea el acoplo del campo de forma similar que la alimentación de una antena tipo parche, que actúa como elemento radiante que se encuentra dentro de la guía de onda. Los resultados experimentales obtenidos con esta transición muestran un comportamiento de banda estrecha, lo que está estrechamente relacionado con el ancho de banda de una antena tipo parche radiante. Se han realizado experimentos intentando ensanchar la banda, para lo que se alejaba el

parche radiante situado en el sustrato ( $\epsilon_{r1}$ ), hacia el interior de la guía dejando un gap de aire entre los dos sustratos [2.14].

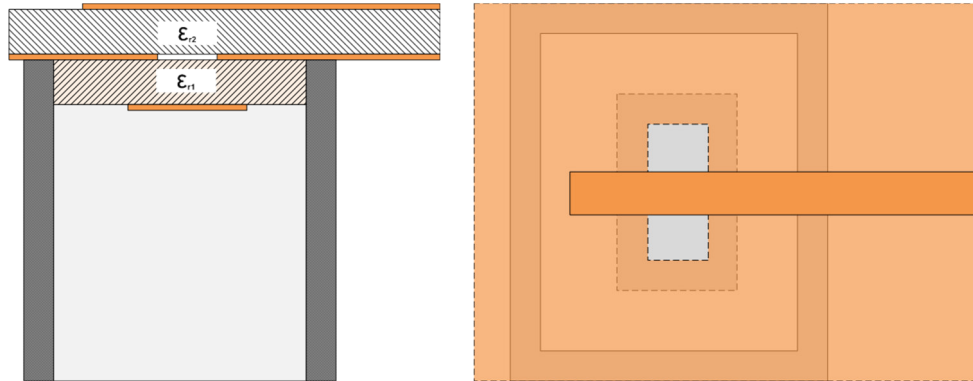


figura 2.13.- Transición guía de onda rectangular – microstrip, empelado acoplo por aperturas.

Las transiciones tipo acoplo mediante aperturas presentan ventajas cuando se utiliza la guía de onda en la parte posterior del circuito planar, o cuando existe espacio suficiente para poner un corto en guía en la cara de la microstrip, como en el caso de las transiciones transversales. Además esta transición no necesita que el sustrato sea cortado con formas extrañas. La principal desventaja que muestra este tipo de transición es la radiación posterior en la parte de la microstrip, lo que hace que se pierda señal, que se transfiere entre la línea microstrip y la guía de onda.

Este tipo de transiciones a altas frecuencias requieren bajas tolerancias mecánicas, lo que se convierte en un inconveniente, de forma que el alineamiento entre diferentes estructuras es muy importante, por lo que se hace imprescindible trabajar con un solo sustrato de forma que la transición sea más robusta en la fabricación y frente a las tolerancias de montaje.

Estos cambios se llevan a cabo en el trabajo presentado en [2.15] donde se integran el elemento radiante y la línea microstrip en el mismo sustrato, tal y como se puede ver en la siguiente figura.

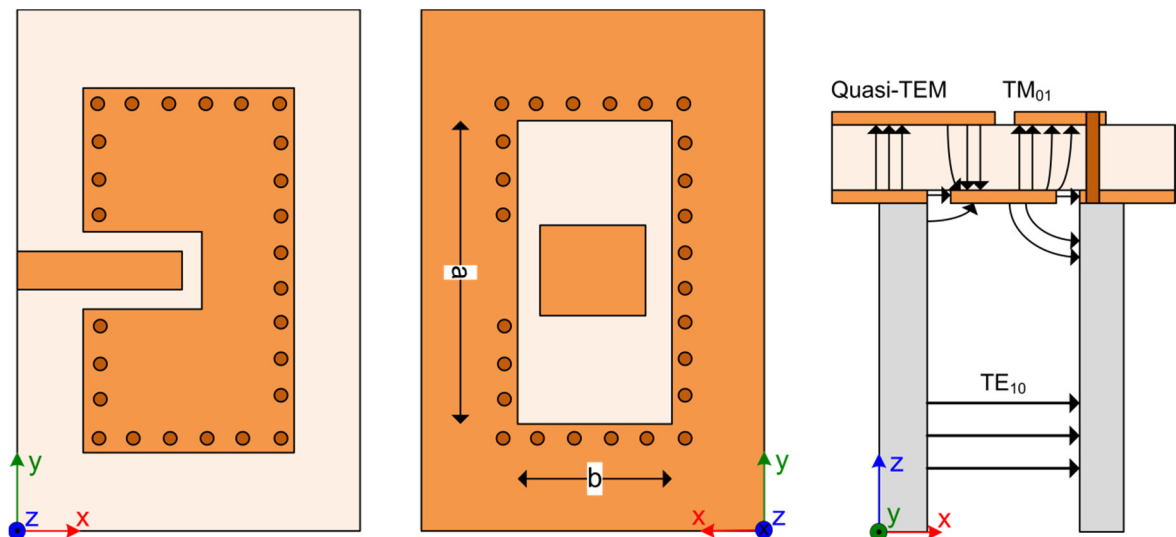
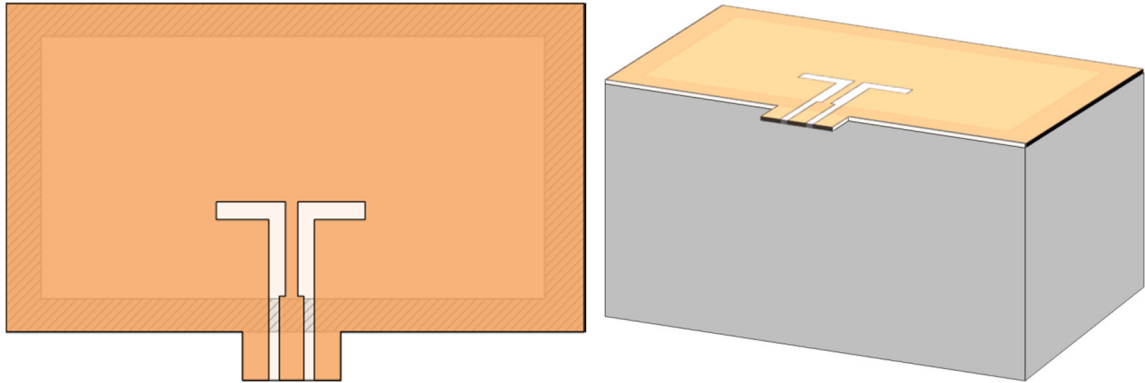


figura 2.14.- Transición guía de onda rectangular – microstrip, empelado aAcoplo por aperturas único sustrato.

Se puede ver que esta transición consigue tener bajas pérdidas pasando de un modo quasi-TEM de la línea microstrip al modo dominante de la guía de onda rectangular  $TE_{10}$  de forma eficiente, empleando el modo resonante fundamental del parche o elemento de adaptación  $TM_{01}$ .

La longitud de este elemento de adaptación controla la frecuencia de resonante del modo  $TM_{01}$ , además las vías colocadas alrededor del borde de la guía de onda cumplen la función de minimizar las pérdidas por la radiación lateral, en el interior del sustrato, y minimizar la radiación por la parte de la microstrip. El ancho de banda de esta transición está limitado por el elemento radiante, que es de banda estrecha.

Existen otras estructuras de este tipo de transiciones como puede ser la que se ve en la *figura 2.15*. Donde se pasa de una línea guía de onda coplanar a guía de onda rectangular [2.16].



*figura 2.15.*- Transición guía de onda rectangular – guía de onda coplanar, empleando slots y transformador  $\lambda/4$ .

En este caso se emplea una antena con dos stub lineales tipo slot, que actúan como sonda y para adaptar impedancias se emplea un transformador  $\lambda/4$ . En esta estructura se observa que existen unas resonancias, las cuales se podrían eliminar o mitigar añadiendo unas vías alrededor de la guía de onda, y un plano de masa que se debería emplear en la parte inferior de la coplanar, de forma que se eliminasen las pérdidas por radiación lateral, como sucede en las transiciones anteriores.

## 2.3.- Diseño de la Transición WR22 – Microstrip.

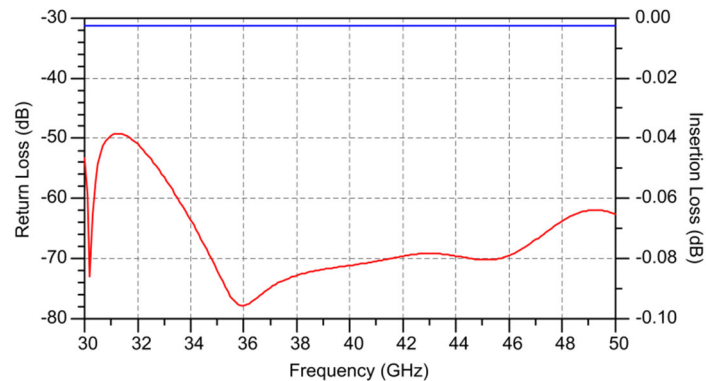
Una vez revisadas las diferentes posibilidades en cuanto al tipo de transiciones guía de onda rectangular se decide realizar el diseño de una transición tipo transversal en plano E. Las razones que hacen que nos decidamos por este tipo de transición son su fácil fabricación, bajo coste, buena respuesta y que en nuestro caso por motivos de montaje es necesario realizar el corte de la guía en plano E, por lo que se realiza en la zona donde el campo E es máximo de forma que las posibles tolerancias en el corte o rugosidades existentes entre las superficies del corte, influya lo menos posible en la respuesta del circuito que se integrará, lo que también facilita la fabricación de este tipo de transiciones.

A partir de esta decisión, se selecciona el sustrato sobre el que se diseñará esta transición en nuestro caso se ha seleccionado un sustrato CLTE-XT de 5 mils (125  $\mu\text{m}$ ) de altura, un espesor de metalización de cobre de 17,5  $\mu\text{m}$ , una constante dieléctrica de 2,92 y una tangente de pérdidas de 0,0012. Los motivos por los que se elige este sustrato son porque existen diseños en esta banda de frecuencias (35 – 47 GHz), que emplean este sustrato para realizar interconexiones entre diferentes monolíticos y existe la necesidad de que la entrada a estos dispositivos sea en guía de onda rectangular.

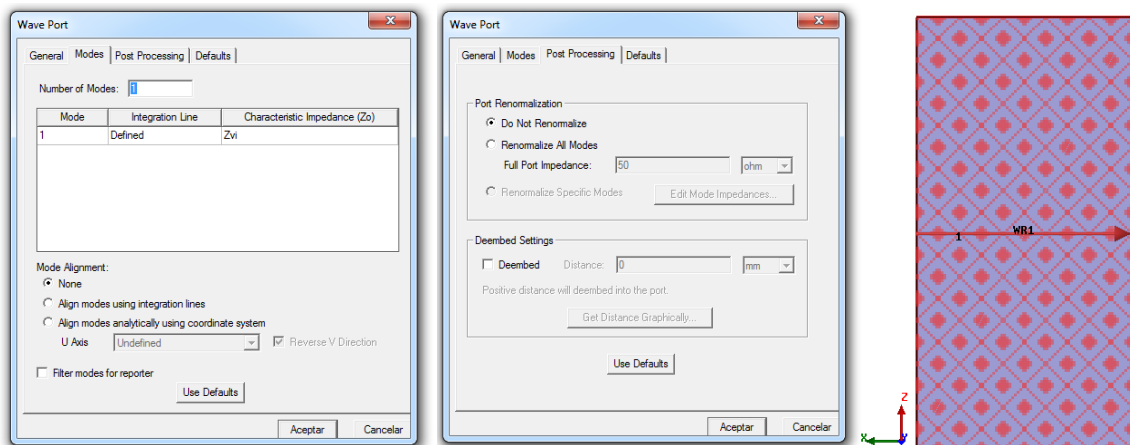


Las especificaciones que se han marcado para esta transición son que tenga una buena respuesta en la banda de 30 a 50 GHz, es decir que tenga bajas pérdidas y buena adaptación en toda la banda Q.

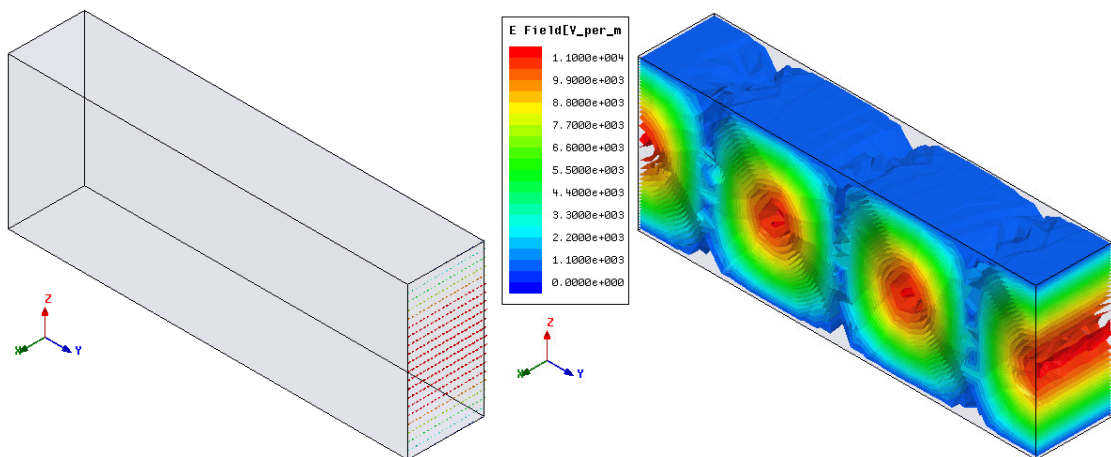
Para comenzar el diseño de esta transición, se comienza por seleccionar el tipo de guía rectangular que debemos emplear y comprobando la *tabla 1.1* mostrada en el capítulo 1 vemos que el estándar a utilizar es el WR-22 ( $b=2,85\text{mm}$ ;  $a=5,7\text{mm}$ ) que en teoría está definida en la banda de 33 – 50 GHz pero que cubre perfectamente la banda deseada como podemos ver en *gráfica 2.1*. Para la simulación de la transición emplearemos HFSS (High Frequency Structure Simulator) un simulador electromagnético 3D existente en el departamento.



*gráfica 2.1.-* Parámetros de scattering (—RL, —IL) de una guía de onda rectangular WR-22.



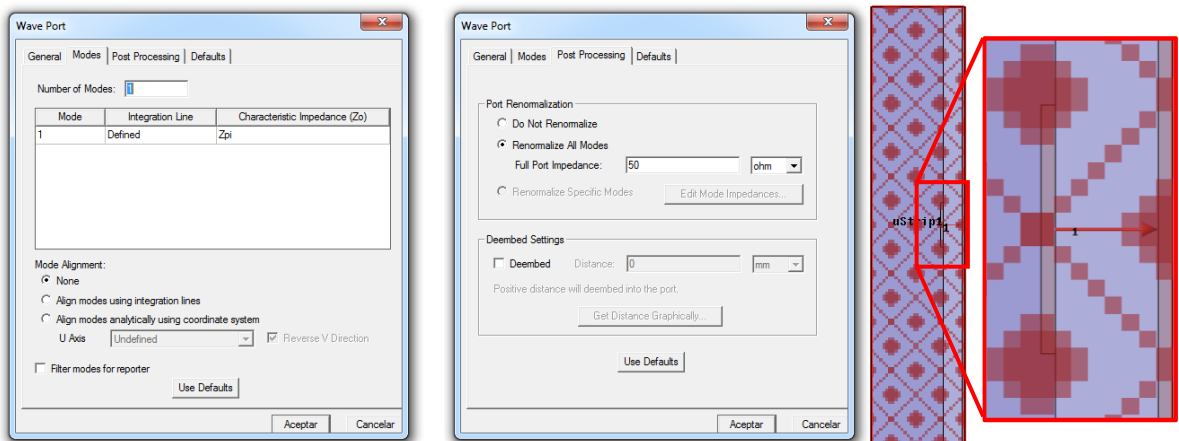
*figura 2.16.-* Definición de los puertos de una guía de onda rectangular en HFSS.



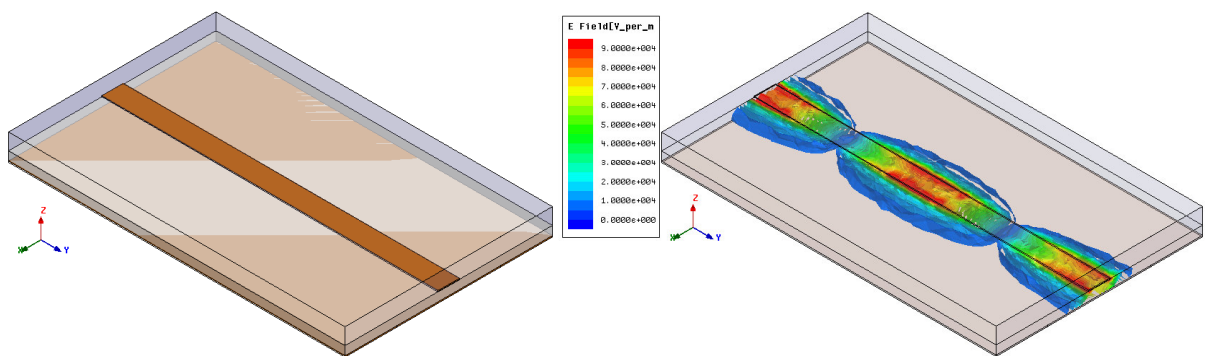
*figura 2.17.-* Guía de onda rectangular WR-22 y su distribución del campo E @  $f_c = 40$  GHz empleando HFSS.

Para realizar la definición de un tramo de guía de onda rectangular en este simulador, dibujamos un rectángulo de dimensiones ( $x=b$ ;  $y=L$ ;  $z=a$ ), como se puede ver en la *figura 2.17*. Se define este objeto como vacío, de forma que el simulador considera el exterior del rectángulo como conductor perfecto y a continuación definimos los puertos como vemos en la *figura 2.16* en ambas caras de la guía. Además en la *figura 2.17* podemos ver la distribución del campo E a lo largo de la guía de onda.

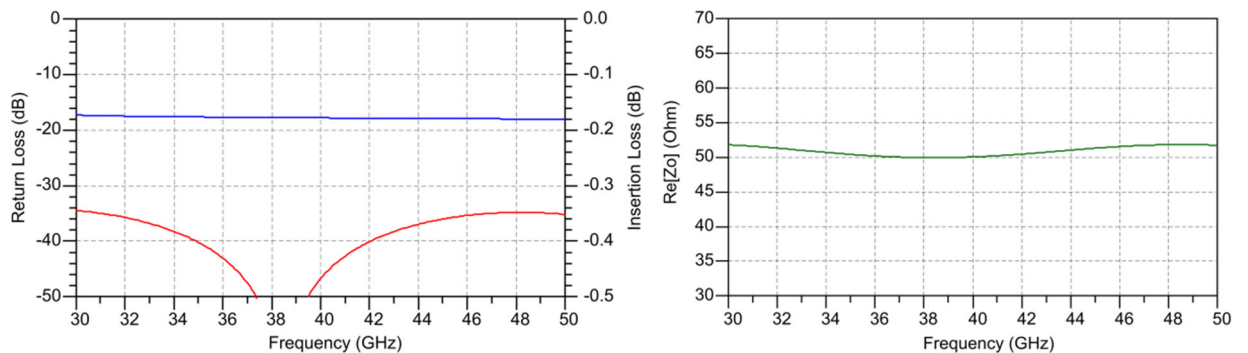
A continuación para este substrato se calcula el ancho de la línea microstrip de impedancia 50 Ohm, para lo que empleamos la herramienta LineCalc de ADS, de forma que obtenemos una anchura de 307  $\mu\text{m}$ . En la *figura 2.18* se muestra como se define un puerto para una línea microstrip en HFSS, además el tamaño de este puerto para que los campos se resuelvan correctamente ha de ser de, al menos,  $10 \cdot W$  si  $W \geq h$  ó  $5 \cdot W$  si  $W < h$  de ancho y entre  $6 \cdot h$  a  $10 \cdot h$  de alto, tal y como se indica en la guía de usuario de HFSS.



*figura 2.18.*- Definición de los puertos de una línea microstrip en HFSS.



*figura 2.19.*- Línea microstrip y su distribución del campo E @  $f_c = 40$  GHz empleando HFSS.



*gráfica 2.2.*- Parámetros de scattering (—RL, —IL) y parte real de la impedancia de la línea microstrip.

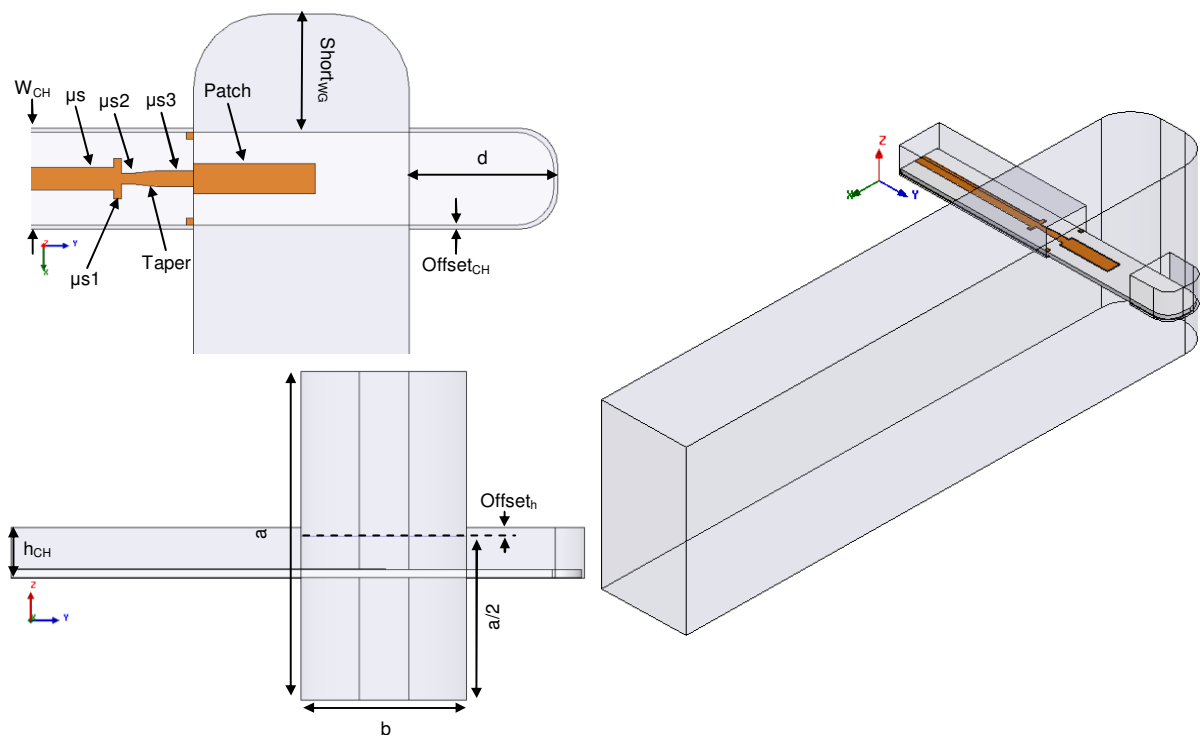


La *figura 2.19* muestra la definición de una línea en HFSS, donde se puede ver el plano de masa inferior (no es necesario definirlo, si no se hace la cara de debajo de la caja de vacío radiante), el substrato y la línea microstrip, todo ello debe estar contenido en un área de vacío, además se deben hacer las paredes laterales y la tapa superior radiantes mediante sus condiciones de contorno (Se seleccionan las caras y a continuación se hace clic en el botón derecho y se selecciona Boundaries y a continuación Radiation). A continuación se presenta la parte real de la impedancia característica de la línea Microstrip y su respuesta en scattering en la banda de 30 – 50 GHz, *gráfica 2.2*.

En este caso como se trata de un substrato blando, lo ideal para que la transición fuese robusta en términos mecánicos es que la transición atravesase la guía de onda y se pueda soldar en el otro extremo, de forma que se puedan evitar posibles ondulaciones en el substrato y que la respuesta de la transición no sea la deseada.

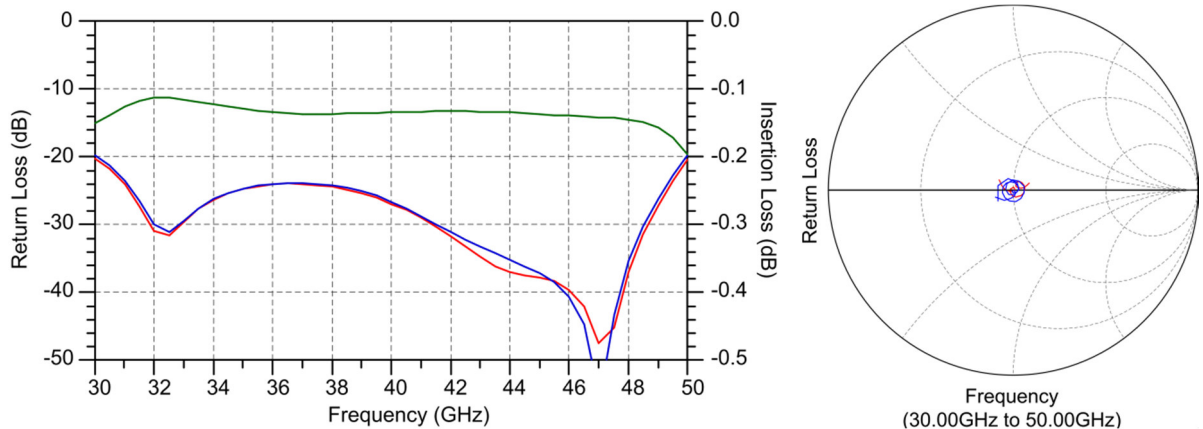
### 2.3.1.- Parche Rectangular.

Teniendo todas las especificaciones citadas anteriormente en cuenta, otro factor añadido es que no existe un método establecido a seguir en el diseño de este tipo de transiciones, sino que es más bien empírico como se puede ver en [2.10] y [2.11], donde se comienza parametrizando las dimensiones del parche, que actúa como sonda dentro de la guía, se decide realizar directamente el diseño en HFSS y comenzar a optimizar todos los parámetros de la estructura que se ven en la figura, excepto la anchura de la línea microstrip ( $W_{\mu s}$ ), las dimensiones de la guía de onda rectangular ( $a$  y  $b$ ), y el offset del canal entre el substrato y las paredes del canal ( $\text{Offset}_{\text{CH}}$  que se deja fijo a  $50 \mu\text{m}$ ). Algún valor de los parámetros iniciales como es el corto de la guía de onda posterior al substrato lo podemos calcular con el LineCalc de ADS ( $\text{Short}_{\text{WG}}$ ).



*figura 2.20.-* Transición WR22 – microstrip con parche rectangular propuesta inicial.

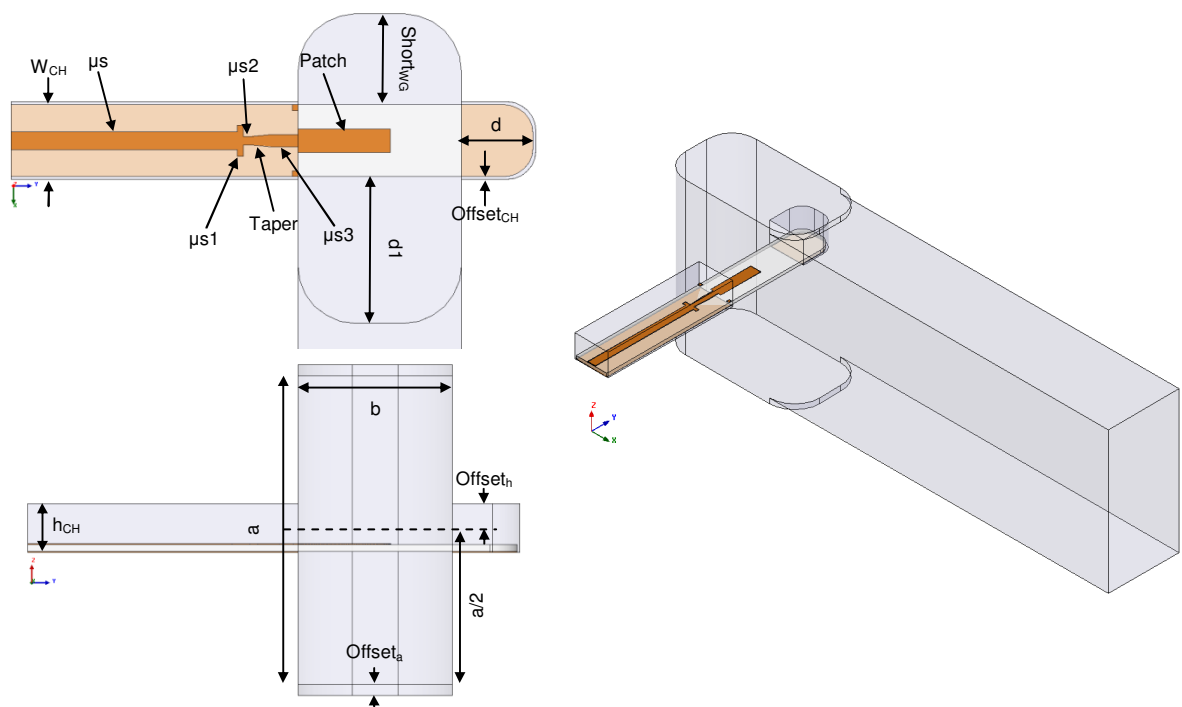
Se propone una transición con un transformador formado por cuatro secciones puesto que queremos un ancho de banda relativo del 50%, lo que supone un gran ancho de banda. Realizando la optimización oportuna con HFSS de todos los parámetros que se pueden ver en la *figura 2.20* excepto ( $a$ ,  $b$ ,  $W_{\mu S}$  y  $Offset_{CH}$ ), obtenemos la respuesta que se ve en la *gráfica 2.3* para los valores obtenidos que se muestran en la *tabla 1.4*. Los resultados obtenidos son buenos, tenemos unas pérdidas de retorno mejores de 20 dB, y unas bajas pérdidas de inserción en toda la banda de interés.



*gráfica 2.3.-* RL (dB) (—  $\mu$ Strip, — WR) y IL (dB) (—). Optimización de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular, inicial.

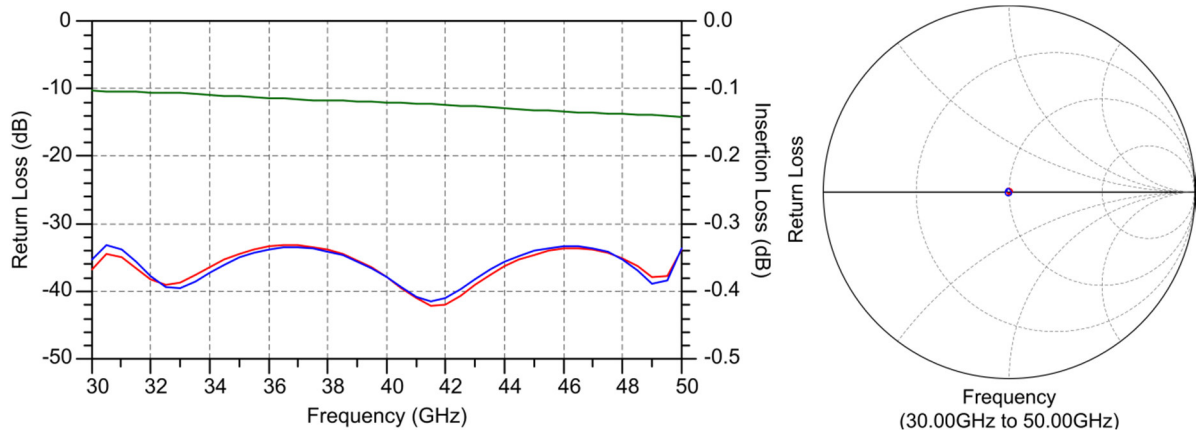
Parámetros Optimizados					
Anchuras	Valor (mm)	Longitudes	Valor (mm)	Otros	Valor (mm)
$W_{\mu S1}$	0,553	$L_{\mu S1}$	0,366	$d$	1,980
$W_{\mu S2}$	0,133	$L_{\mu S2}$	0,204	$h_{CH}$	0,900
$W_{\mu S3}$	0,330	$L_{\mu S3}$	0,533	$Offset_h$	0,150
$W_{Patch}$	0,420	$L_{Taper}$	0,240	$Shortw_G$	1,375
$W_{CH}$	1,800	$L_{Patch}$	1,454		

*tabla 1.4.-* Valores optimizados de la transición WR22 – Microstrip con Parche Rectangular, inicial.

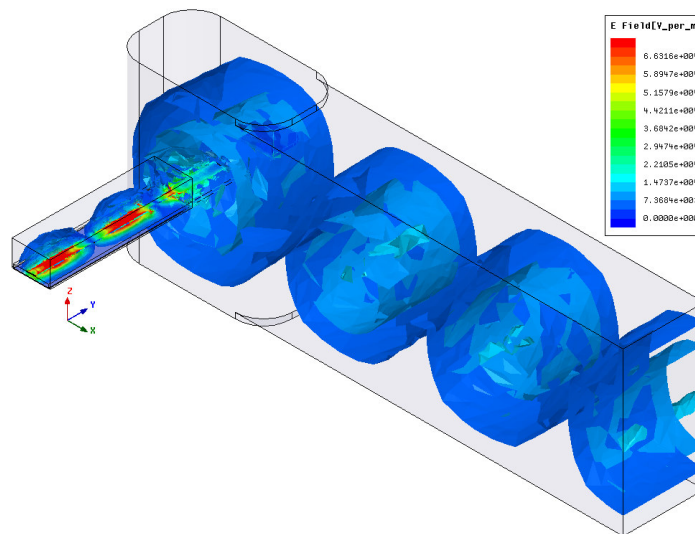


*figura 2.21.-* Transición WR22 – microstrip con parche rectangular propuesta final.

Los resultados de la simulación de la transición inicial en la banda de interés son buenos y esta transición se podría utilizar para nuestras especificaciones marcadas. Pero buscando en documentación interna del departamento [2.17], se encontró una transición que se desarrolló en la Universidad Técnica de Chalmers en la que se realizaba una modificación en la dimensión 'a' de la guía a la altura de la sonda de forma que lograba ensanchar la banda de trabajo y mejorar la respuesta de la transición obteniendo unas pérdidas de retorno más planas en toda la banda de interés, por lo que se decide realizar esta modificación y volver a optimizar las dimensiones de la transición, tal y como se ve en la *figura 2.21*. Una vez optimizada dicha transición se obtiene la respuesta que se presenta en la *gráfica 2.4*.



*gráfica 2.4.-* RL (dB) (—  $\mu$ Strip, — WR) y IL (dB) (—). Optimización de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular, final.



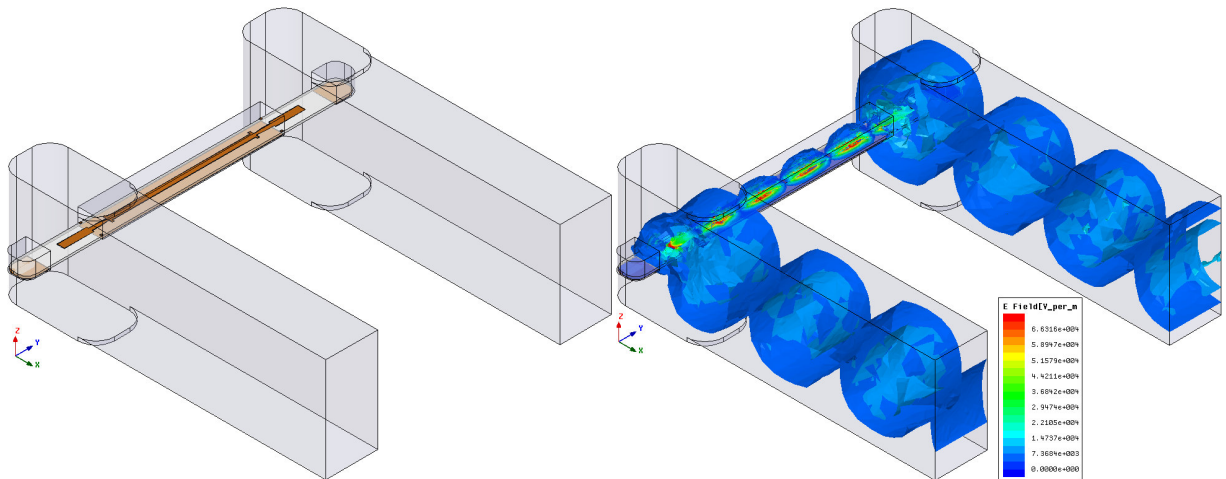
*figura 2.22.-* Distribución del campo E @ 40 GHz en la transición WR22 – microstrip con parche rectangular, final.

Parámetros Optimizados					
Anchuras	Valor (mm)	Longitudes	Valor (mm)	Otros	Valor (mm)
$W_{\mu s1}$	0,540	$L_{\mu s1}$	0,109	d	1,300
$W_{\mu s2}$	0,152	$L_{\mu s2}$	0,148	$d_1$	2,550
$W_{\mu s3}$	0,208	$L_{\mu s3}$	0,475	$h_{CH}$	0,900
$W_{Patch}$	0,404	$L_{Taper}$	0,328	$Offset_a$	0,200
$W_{CH}$	1,350	$L_{Patch}$	1,614	$Offset_n$	0,490
				$Short_{WG}$	1,580

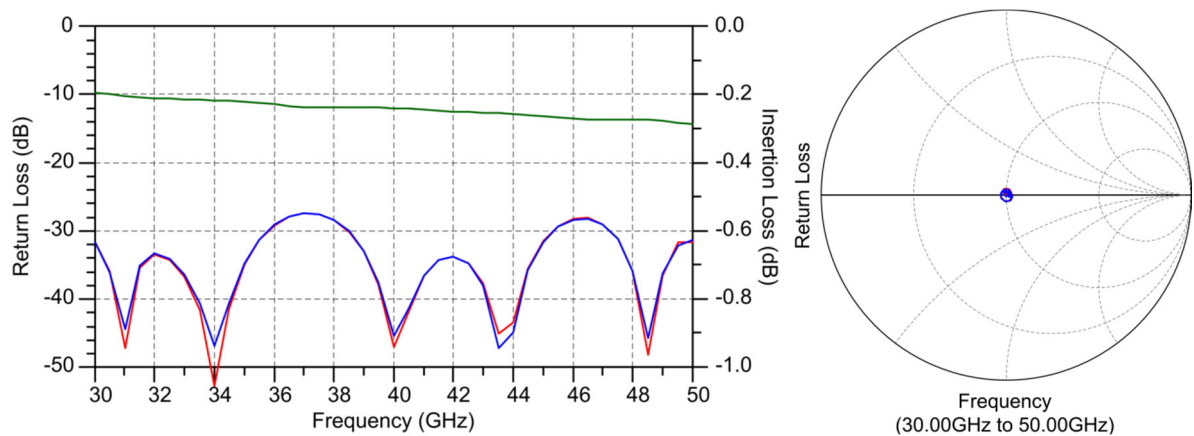
*tabla 1.5.-* Valores optimizados de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular, final.

Como se puede ver se ha mejorado la respuesta en toda la banda obteniendo unas pérdidas de retorno medias de -35 dB en toda la banda y unas bajas pérdidas de inserción. Además la respuesta es muy plana de 30 a 50 GHz. En la *figura 2.22* podemos ver la distribución de campo E en la transición, donde observamos buenos niveles de señal en la línea microstrip. Los parámetros obtenidos en la optimización para esta transición se muestran en la *tabla 1.5*.

Una vez realizada la simulación de una transición simple se realiza la simulación de una transición back to back, tal y como se muestra en la *figura 2.23*, que es como se medirá finalmente. De forma que tenemos los resultados que se muestran en la *gráfica 2.5*.



*figura 2.23.*- Transición WR22 – microstrip con parche rectangular back to back, final. Distribución del campo E @ 40 GHz.



*gráfica 2.5.*- RL (dB) (—, —) y IL (dB) (—). Simulación transición WR22 – microstrip con parche rectangular back to back, final.

Como podemos ver en los resultados mostrados en la figura anterior, cuando realizamos una simulación de una transición back to back tenemos unas pérdidas de retorno mayores que en el caso de la transición simple. Este efecto tiene la siguiente explicación, si tenemos una transición con una cierta longitud, puesto que la impedancia de la línea microstrip no es realmente 50 Ohm, se verán lóbulos debido a la desadaptación. Si tenemos dos transiciones con el mismo coeficiente de reflexión por donde realizamos la conexión back to back (en este caso la línea microstrip), en el coeficiente de reflexión se dará el caso de que estos lóbulos provocados por la desadaptación lleguen en fase y se sumen teniendo por tanto el valor doble de señal, lo que se traduce en términos un valor de 6 dB ( $20 \cdot \log(2) = 6\text{dB}$ ). Esto es lo que sucede en 37 y 46 GHz, que si nos fijamos en la *gráfica 2.4* es donde el coeficiente de reflexión de una transición simple es máximo, de forma que al realizar la simulación back to back se nos suma la señal y tenemos un lóbulo 6 dB por encima de su valor real.

### 2.3.2.- Parche Stub Radial.

A partir de esta transición decidimos realizar otras dos transiciones con diferentes formas para la sonda que se introduce en la guía de onda. Se dejan fijos los parámetros que se corresponden con el mecanizado de la caja, es decir los parámetros correspondientes a la guía de onda ( $d_1$ ,  $\text{Offset}_a$  y  $\text{Short}_{WG}$ ) y del canal ( $d$ ,  $h_{CH}$ ,  $\text{Offset}_h$  y  $W_{CH}$ ), que en este caso se dejará como valor fijo el que hemos obtenido anteriormente y se muestra en la *tabla 1.5*. De forma que se optimizan solamente los parámetros solamente del circuito microstrip.

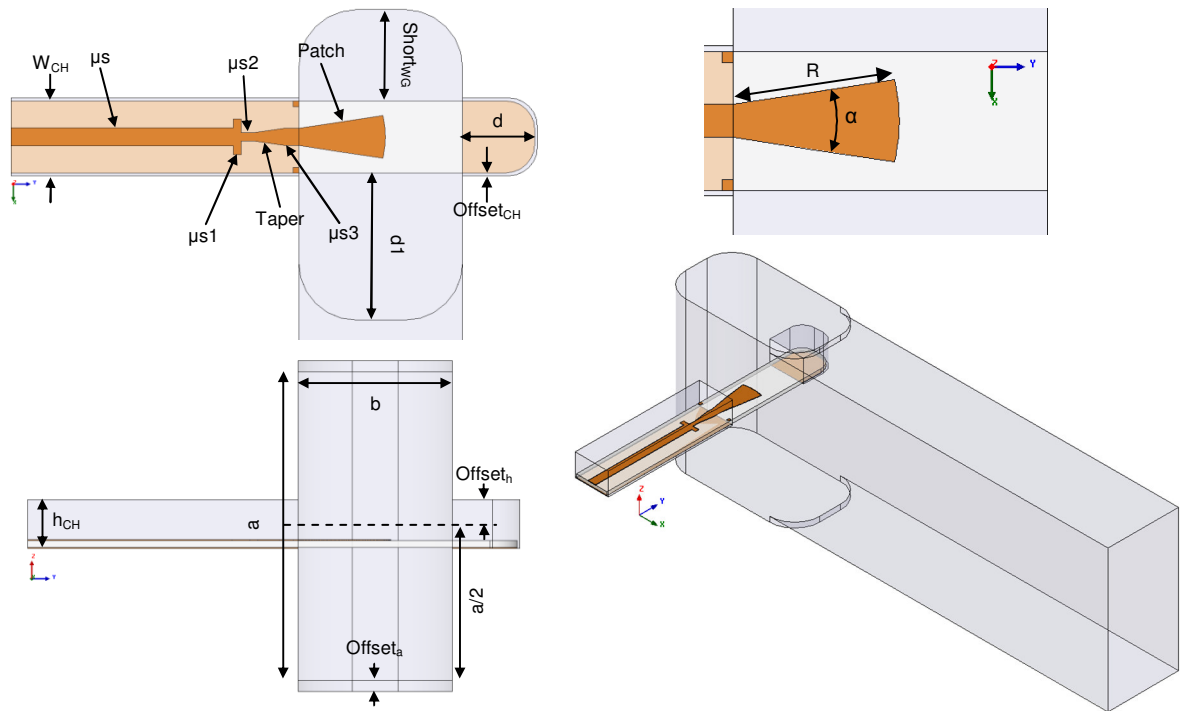
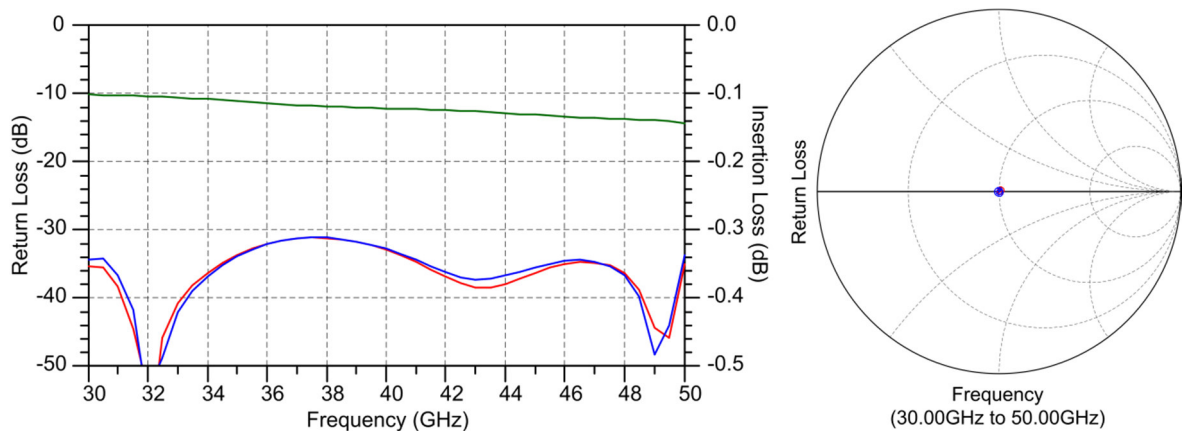


figura 2.24.- Transición WR22 – Microstrip con parche radial.

En la *figura 2.24* se muestran los parámetros a tener en cuenta en la transición guía de onda a microstrip pero en este caso con una sonda del tipo radial. Optimizando de nuevo los parámetros de la parte impresa, parámetros resultantes mostrados en la *tabla 1.6*, se obtiene la respuesta que se puede ver en la *gráfica 2.6*.



gráfica 2.6.- RL (dB) (—  $\mu\text{Strip}$ , — WR) y IL (dB) (—). Optimización de la transición WR22 – microstrip con parche radial.

Podemos comprobar que la respuesta para este tipo de parche también es muy buena puesto que obtenemos una adaptación mejor de 30 dB en toda la banda. En la *figura 2.25* se

muestra la distribución del campo E de la transición @ 40 GHz donde igualmente podemos comprobar que existe un buen comportamiento de dicha transición.

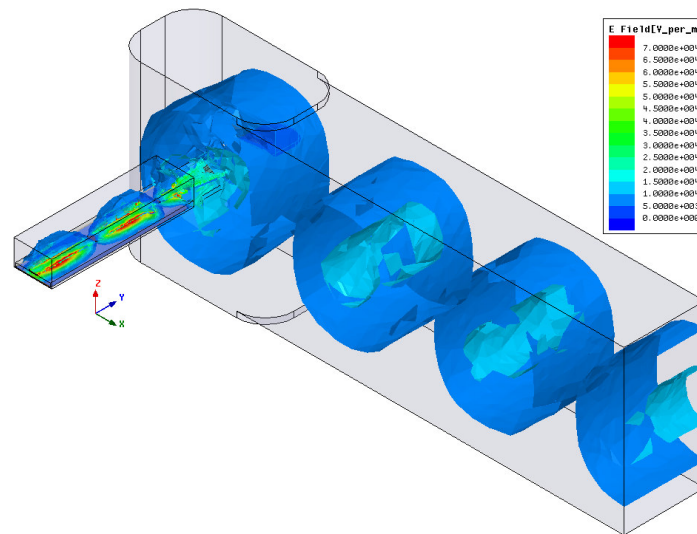


figura 2.25.- Distribución del campo E @ 40 GHz en la transición WR22 – microstrip con parche radial.

Parámetros Optimizados					
Anchuras	Valor (mm)	Longitudes	Valor (mm)	Otros	Valor
$W_{\mu s1}$	0,620	$L_{\mu s1}$	0,140	a	1,475 mm
$W_{\mu s2}$	0,145	$L_{\mu s2}$	0,215	$\alpha$	$10^\circ$
$W_{\mu s3}$	0,299	$L_{\mu s3}$	0,240		
		$L_{Taper}$	0,542		

tabla 1.6.- Valores optimizados de la transición WR22 – microstrip con parche radial.

Al igual que en el caso de la transición con el parche rectangular, se simula la transición anterior en configuración back to back tal y como se muestra en la figura 2.26. Una vez simulada la transición Back to Back se siguen obteniendo unos resultados muy buenos con una adaptación media mejor de 30 dB en toda la banda y bajas pérdidas, tal y como podemos comprobar en la gráfica 2.7, donde se muestran las pérdidas de retorno y de inserción de esta transición back to back.

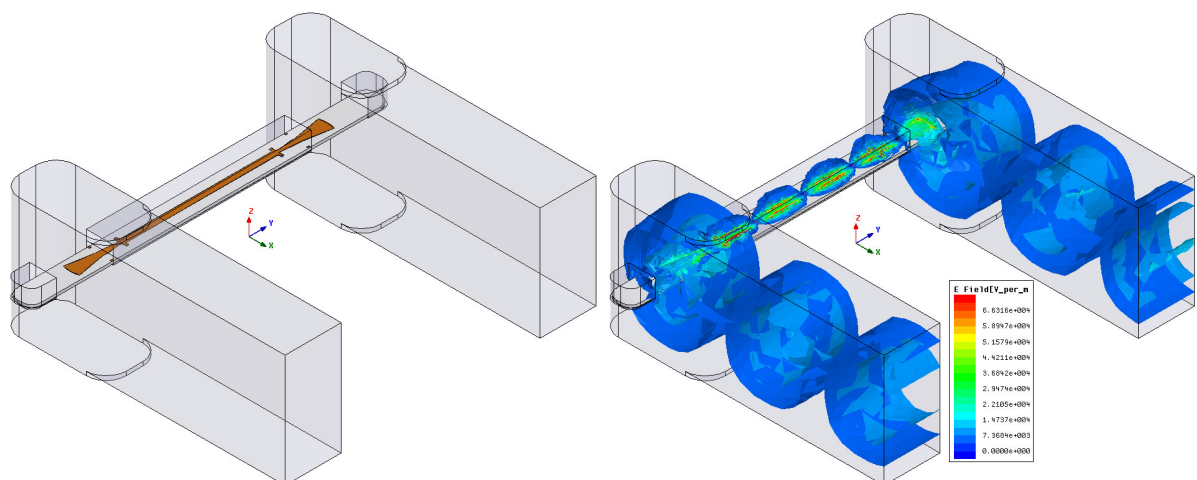
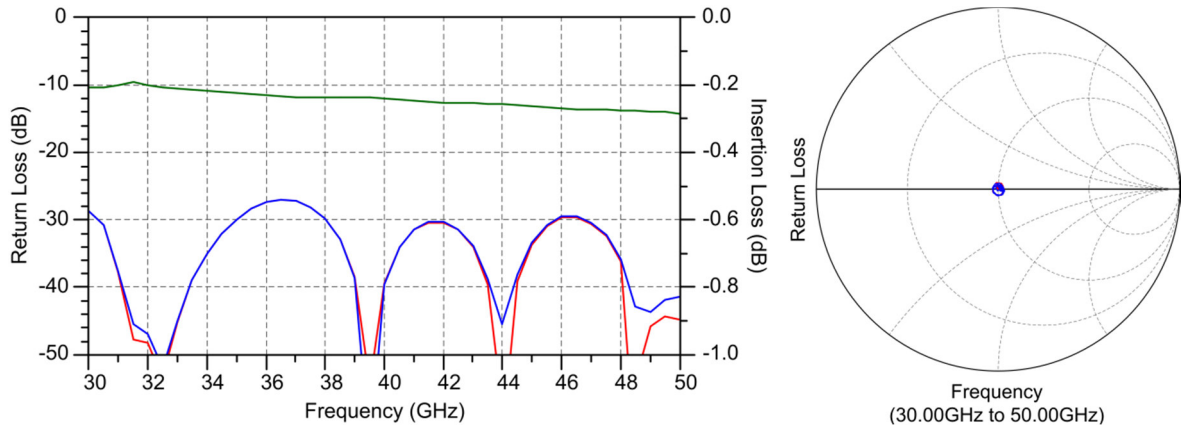


figura 2.26.- Transición WR22 – microstrip con parche radial final back to back optimizada, distribución del campo E @ 40 GHz.





gráfica 2.7.- RL (dB) (—, —) y IL (dB) (—). Simulación de la transición WR22 – microstrip con parche radial back to back.

### 2.3.3.- Parche Elíptico.

Finalmente se propone la simulación de una transición donde la sonda que se introduce dentro de la guía de onda tenga una forma elíptica, de forma que queda una transición con la misma forma que se puede ver en la *figura 2.27*.

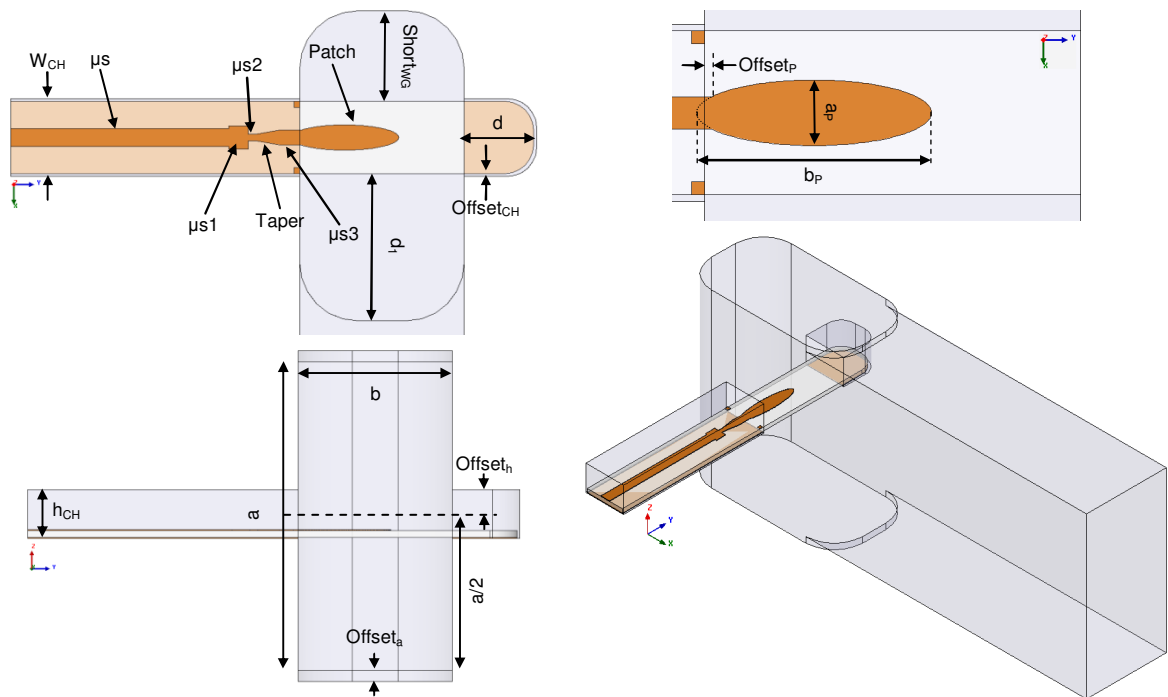


figura 2.27.- Transición WR22 – microstrip con parche elíptico.

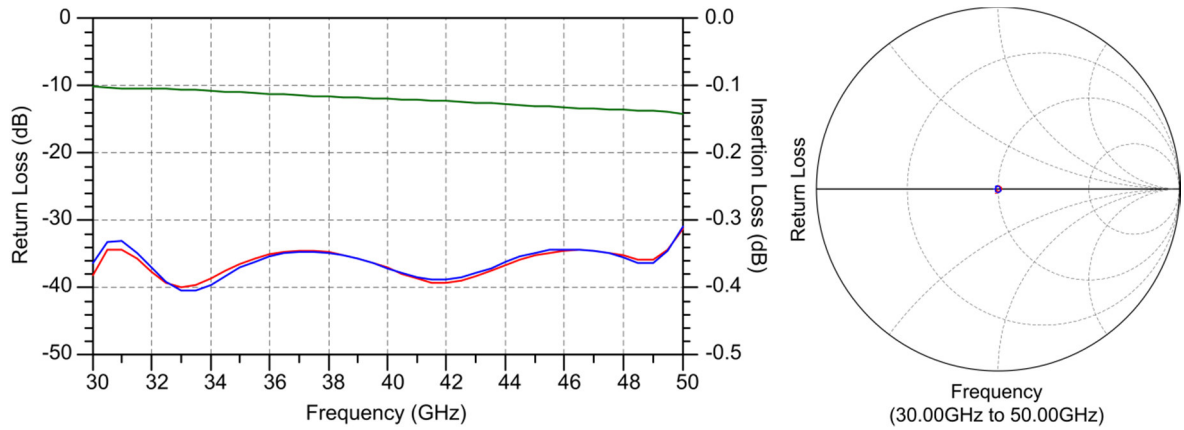
De la misma forma que en el caso del parche radial, solamente se optimizan con el simulador electromagnético 3D los valores del circuito impreso, de forma que se obtienen los valores que se muestran en la *tabla 1.7*.

Con esta transición se obtiene la respuesta que se muestra en la *gráfica 2.8*, en la que se comprueba que la transición tiene una adaptación media de unos 35 dB. En la *figura 2.28* se muestra la distribución del campo E de la transición a la frecuencia de 40 GHz.

Por último se realiza la simulación de la transición en distribución back to back *figura 2.29*, en la *gráfica 2.9* se presentan los resultados para la transición elíptica en esta configuración.

Parámetros Optimizados					
Anchuras	Valor (mm)	Longitudes	Valor (mm)	Otros	Valor (mm)
$W_{\mu s1}$	0,375	$L_{\mu s1}$	0,270	$a_p$	0,500
$W_{\mu s2}$	0,137	$L_{\mu s2}$	0,130	$b_p$	1,780
$W_{\mu s3}$	0,245	$L_{\mu s3}$	0,300	Offset <sub>p</sub>	0,060
		$L_{Taper}$	0,454		

tabla 1.7.- Valores optimizados de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico.



gráfica 2.8.- RL (dB) (—  $\mu$ Strip, — WR) y IL (dB) (—). Optimización de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico.

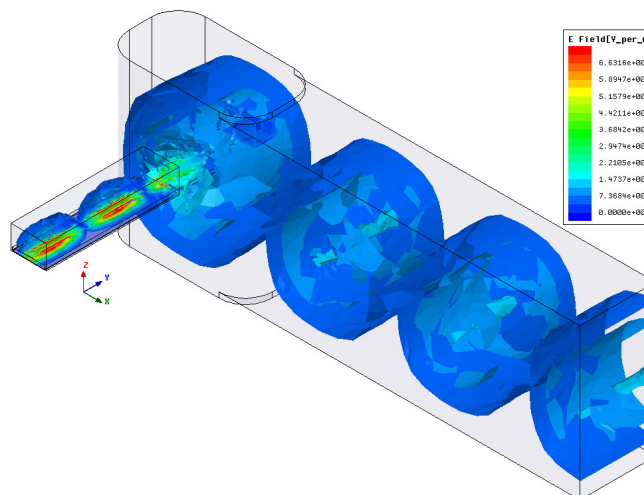


figura 2.28.- Distribución del Campo E @ 40 GHz en la transición WR22 – Microstrip con parche elíptico.

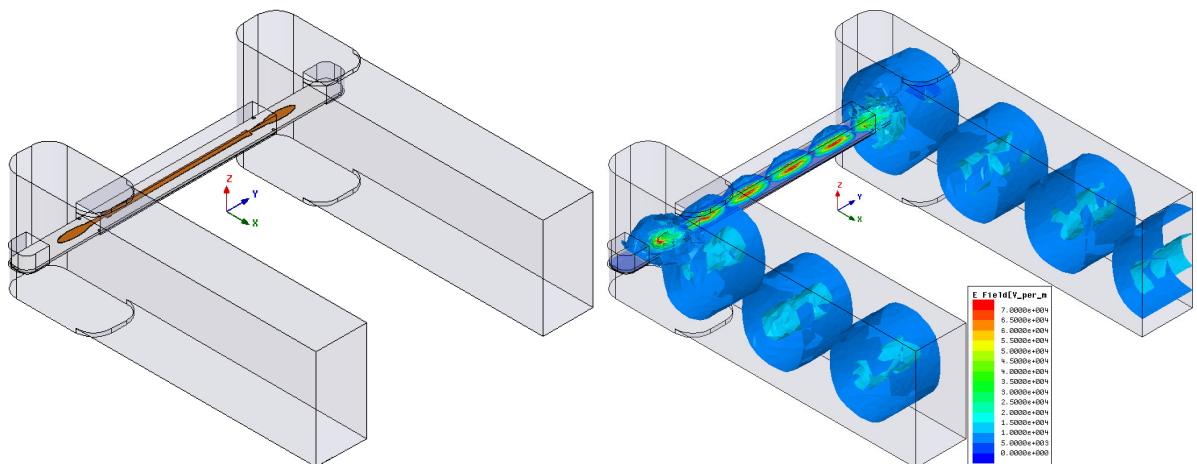
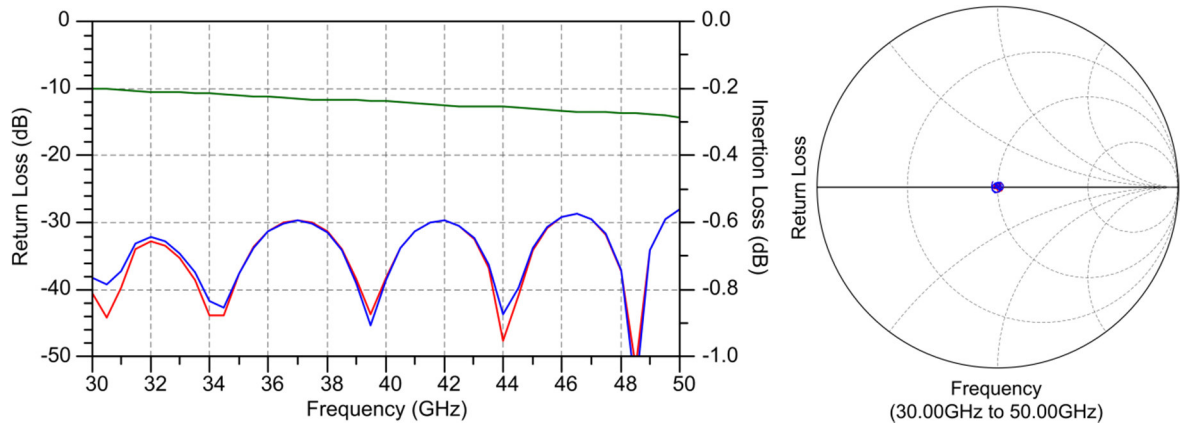


figura 2.29.- Transición WR22 – microstrip con parche elíptico back to back. Distribución del campo E @ 40 GHz.



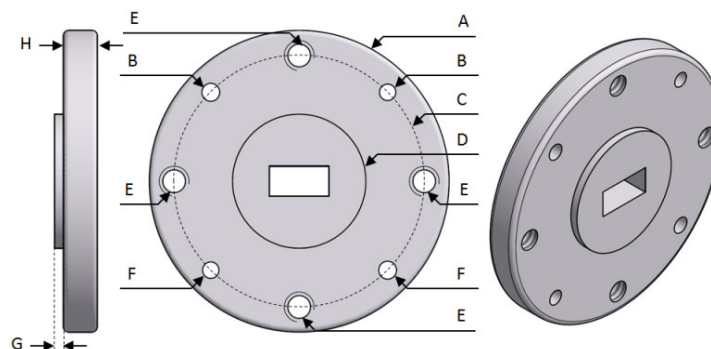


gráfica 2.9.- RL (dB) (—, —) y IL (dB) (—). Simulación de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico back to back.

## 2.4.- Diseño del Chasis.

Tras realizar el diseño de las transiciones continuamos realizando el diseño de la caja o chasis, donde se montarán los tres diseños diferentes de las transiciones para su posterior caracterización. Para realizar este diseño se emplea el programa de Autodesk Inventor, un programa en el que se puede realizar el diseño de la caja en 3D y del que se pueden obtener los planos directamente de cada pieza, haciendo más sencilla la caracterización de las partes del chasis. Este chasis será único, es decir se montarán todas las transiciones en el mismo chasis, montando y desmontando las transiciones diseñadas.

Lo primero que debemos consultar es el tipo de brida (flange) que se emplea para la guía de onda estándar WR-22, para este estándar la brida puede ser cuadrada o circular, pero en este caso la que se encuentra disponible en el laboratorio, en el kit de calibración, es la circular, cuyas dimensiones y geometría se muestran en la figura 2.30.



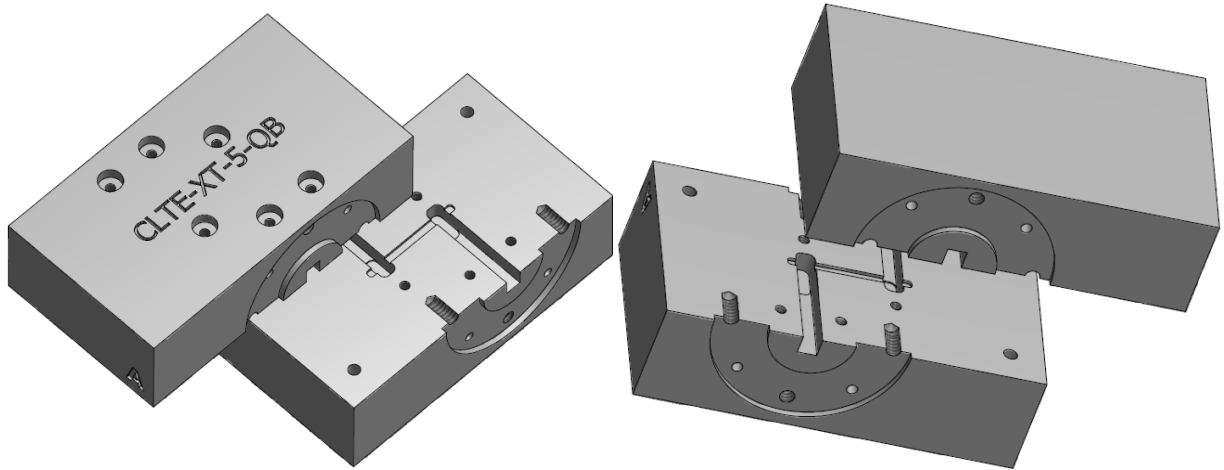
Dimensiones			
Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
A	∅ 28,580	E	∅ 4-40 UCN-2B
B	∅ 1,560	F	∅ 1,700
C	∅ 23,830	G	0,810
D	∅ 12,700	H	3,250

figura 2.30.- Brida circular del estándar WR-22, dimensiones en mm.

Después de que ya se sabe el tipo de brida que se debe utilizar, el siguiente paso es resolver el plano sobre el que se cortará la caja, en este caso se decide cortar la guía en el plano E, más concretamente donde el campo E es máximo y tiene menos influencia en la guía de onda. Además de esto se decide realizar este bastidor en latón por motivos de montaje, puesto que como

es un bastidor de prueba, el peso de este no es importante, y presenta ventajas como el precio y que para pegar la transición no hace falta dorar la caja.

Con todo esto se realiza el diseño de las dos piezas que podemos ver en la *figura 2.31* donde se ven las dos partes de las que se compone este chasis.

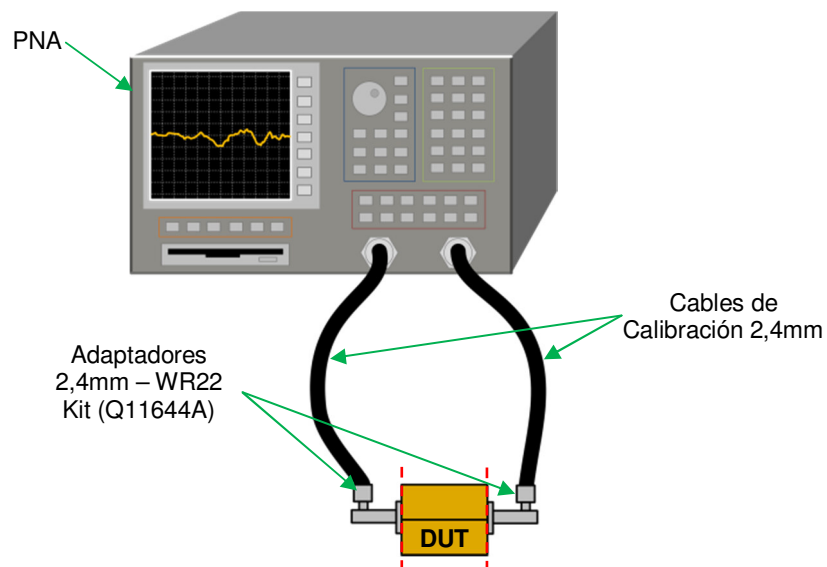


*figura 2.31.-* Vistas 3D del chasis de las transiciones WR22 – microstrip.

En el "Anexo 1" se adjuntan los planos de las piezas diseñadas, que realizamos con el programa Inventor.

## 2.5.- Caracterización de las Transiciones.

Finalmente se efectúa es la caracterización de las mismas. Para realizar la caracterización de estas transiciones se dispone en el laboratorio de un analizador vectorial de redes (Modelo PNA E8364A) que puede medir hasta 50 GHz, dos cables coaxiales de calibración en 2,4mm (Modelo 85133-60017) y el kit de calibración en guía de onda rectangular de la banda Q (Modelo Q11644A). De forma que montamos el sistema de medida que se muestra en la siguiente figura.



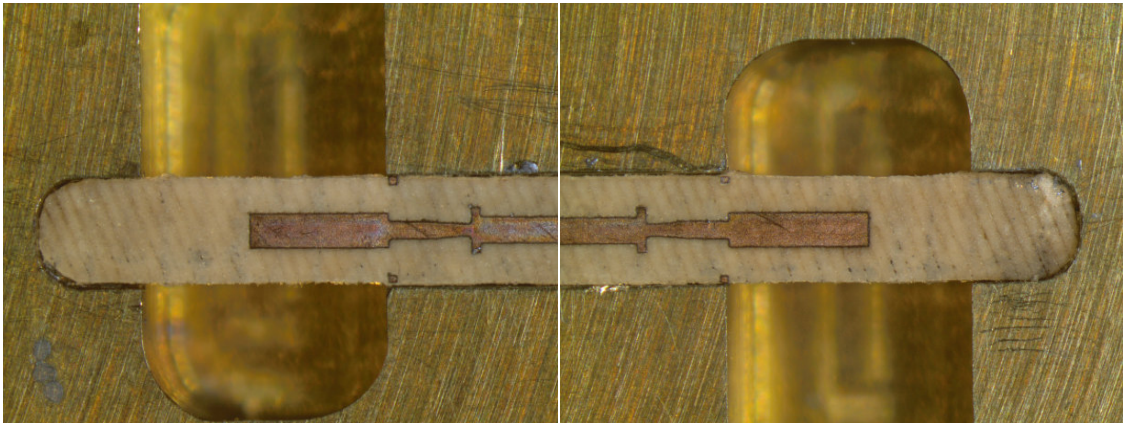
*figura 2.32.-* Sistema de medida de las transiciones WR22 – microstrip. (--- Planos de calibración).

Antes de realizar cualquier medida, lo primero que se debe hacer es configurar el PNA y su posterior calibración, de forma que se descuenten todos los efectos introducidos por los componentes del sistema de medida que no deseamos tener en cuenta en la medida, de forma que el plano de calibración quede establecido en el plano de conexión del DUT (Device Under Test), tal y como se muestra en la *figura 2.32*. El tipo de calibración realizado ha sido tipo TRL (Thru, Reflect, Line) entre 30 y 50 GHz, aunque el kit de calibración esté especificado entre 33 y 50 GHz que es el rango de frecuencias que corresponde a la banda Q, éste está definido de 30 a 50 GHz. Cuando el proceso de calibración ha terminado, se comprueba que esta calibración es correcta observado la respuesta de uno de los estándares, por ejemplo la respuesta del Thru, en la respuesta de un Thru no debe aparecer ningún pico extraño. Además para que ésta sea buena los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  deben encontrarse dentro del rango de  $\pm 0,1$ dB.

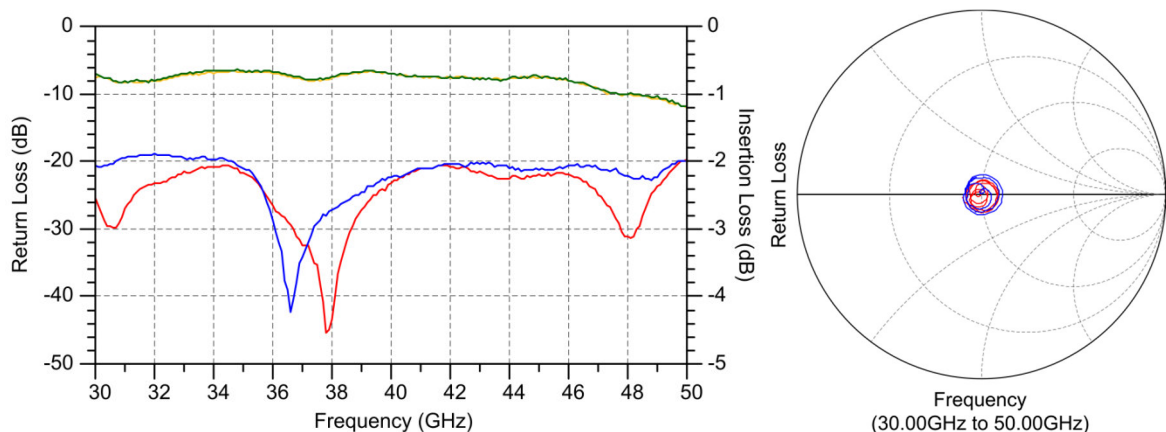
Una vez ya montado el sistema de medida y realizada su calibración, podemos proceder a efectuar la correspondiente caracterización de las tres transiciones en configuración back to back.

### 2.5.1.- Parche Rectangular.

La primera transición que se caracteriza es la que tiene la sonda de tipo parche rectangular. Esta se monta en configuración back to back en el chasis de latón, para el montaje de la transición en este chasis se emplea un epoxi conductor de plata, que permita su retirada, de forma que podamos montar todas las transiciones en el mismo soporte. En la *figura 2.33* podemos ver unas imágenes del montaje de la transición con este tipo de sonda.



*figura 2.33.-* Montaje de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular.

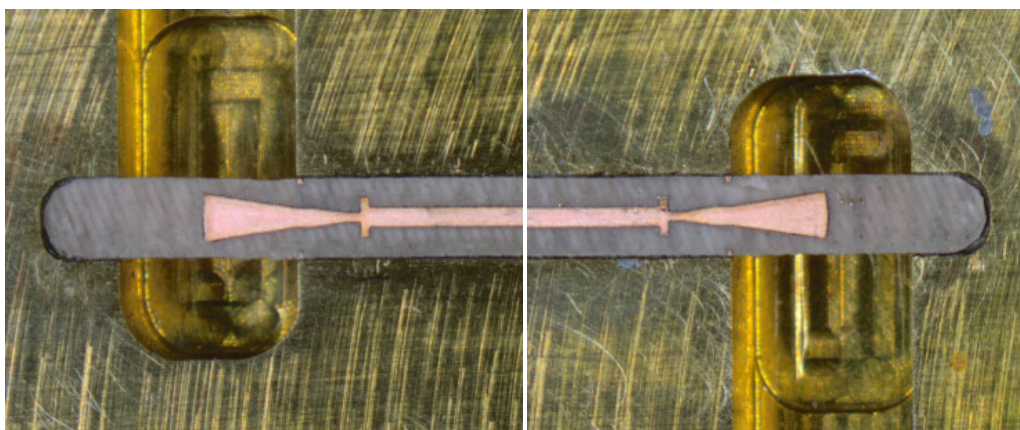


*gráfica 2.10.-* RL (dB) (—, —) y IL (dB) (—, —). Medida de la transición WR22 – microstrip con parche rectangular.

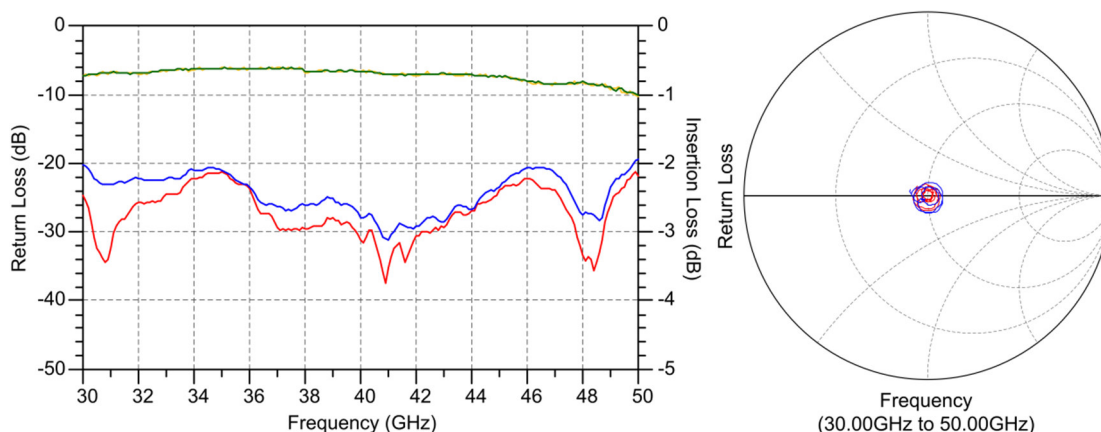
Como se puede comprobar en la medida los coeficientes de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  no son exactamente iguales, y si nos fijamos en las imágenes de la *figura 2.33*, se observa que el montaje no es exactamente simétrico, a pesar de todo esto, los resultados son buenos para toda la banda de frecuencias en las que se deseaba que operase la transición, obteniendo una adaptación media en la banda mejor de 20 dB y unas pérdidas de inserción medias de 0,8 dB. Se puede comprobar que los resultados de la medida son peores que la simulación, lo que es debido a factores como las tolerancias del proceso de fabricación de las líneas, así como el mecanizado del chasis, aún así los resultados obtenidos son muy buenos en toda la banda de funcionamiento.

## 2.5.2.- Parche Stub Radial.

**A** continuación pasamos a caracterizar la transición que trabaja con una sonda en forma de stub radial. Al igual que la anterior la transición está montada en configuración back to back en el mismo chasis de latón. En la *figura 2.34* podemos ver unas imágenes del montaje de la transición con este tipo de sonda.



*figura 2.34.-* Montaje de la transición WR22 – microstrip con parche stub radial.



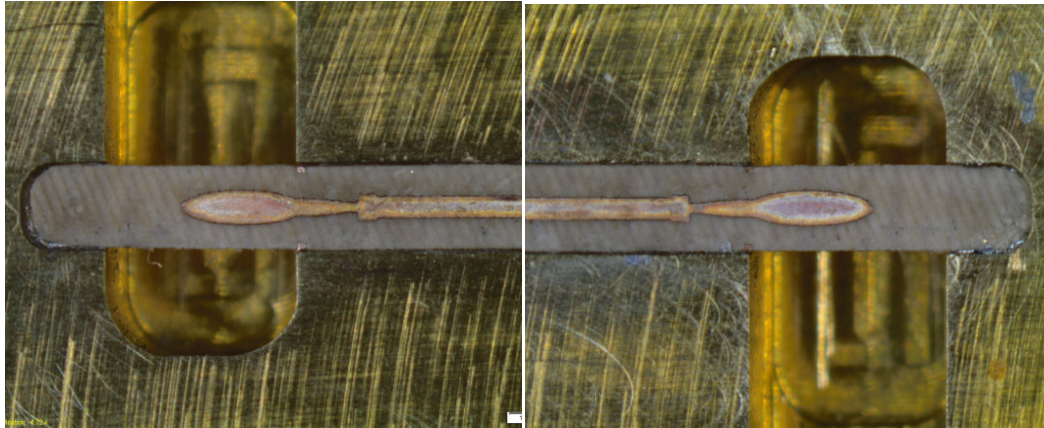
*gráfica 2.11.-* RL (dB) (—, —) y IL (dB) (—, —). Medida de la transición WR22 – microstrip con parche stub radial.

Como podemos distinguir en la medida los coeficientes de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  al igual que en el caso anterior no son exactamente iguales, a pesar de todo esto, los resultados son buenos para toda la banda de frecuencias en las que se deseaba que operase la transición, obteniendo una adaptación media en la banda mejor de 20 dB y unas pérdidas de inserción medias de 0,7 dB.

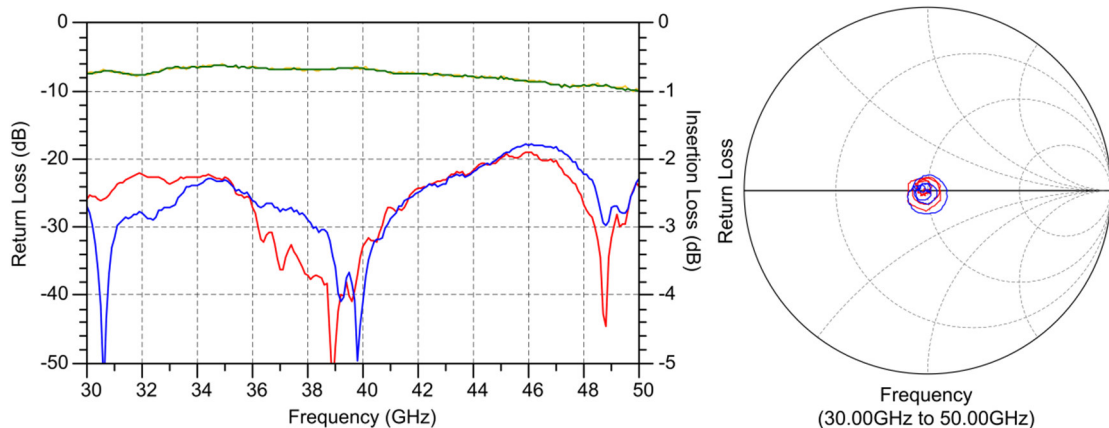


## 2.5.2.- Parche Elíptico.

Por último se realiza la caracterización de la última transición en la cual la sonda de la transición tiene perfil elíptico. Como en los casos anteriores se mide en configuración back to back en el mismo chasis de latón. En la *figura 2.35* se muestran unas imágenes del montaje de la transición con este tipo de sonda.



*figura 2.35.-* Montaje de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico.



*gráfica 2.12.-* RL (dB) (—, —) y IL (dB) (—, —). Medida de la transición WR22 – microstrip con parche elíptico.

Se puede ver que al igual que en las transiciones anteriores los coeficientes de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  no son exactamente iguales, a pesar de todo esto, los resultados son buenos para toda la banda de frecuencias en las que se diseñó la transición, obteniendo una adaptación media en la banda mejor de 20 dB y unas pérdidas de inserción medias de 0,75 dB.

## 2.6.- Conclusiones Capítulo 2.

En este capítulo se ha hecho un repaso de las diferentes transiciones existentes en la literatura con sus diferentes estructuras, ventajas y desventajas. A partir de esta revisión se ha decidido realizar el diseño y caracterización de una transición transversal, en plano E, para parches con diferentes formas, los cuales actúan como sondas. En este caso se han obtenido unos buenos resultados en toda la banda de 30 a 50 GHz con adaptaciones mejores de 20 dB en toda la banda y bajas pérdidas de inserción, así como una estructura robusta en cuanto a montaje.

## 2.7.- Bibliografía Capítulo 2.

[2.1].- Hui-Wen Yao, Am Abdelmonem, Ji-Fuh Liang, and Kawthar A. Zaki. “*Analysis and Design of Microstrip-to-Waveguide Transitions.*” *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, pp. 2371 – 2380, Vol 42, Dec 1994.

[2.2].- G.E. Ponchak and R.N. Simons. “A New Rectangular Waveguide to Coplanar Waveguide Transition.” *Microwave Symposium Digest*, IEEE MTT-S International, pp. 491-492, Vol.1, May. 1990.

[2.3].- J.H.C. Van Heuven. “*A New Integrated Waveguide-Microstrip Transition.*” *Microwave Conference*, 1974. 4th European, pp. 541-545.

[2.4].- G.E. Ponchak and A.N. Downey. “*A New Model for Broadband Waveguide to Microstrip Transition Design.*” *Nasa Technical Memorandum* 88905, Dec 1986.

[2.5].- V.S. Möttönen. “*Wideband Coplanar Waveguide-to-Rectangular Waveguide Transition Using Fin-Line Taper.*” *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, pp. 119-121, Vol.15, Feb. 2005.

[2.6].- A. Ramdane, E. Richalot, O. Picon, J. Puech, and L. Lapiere. “*Rectangular Waveguide-to-CPW Transition Without Air-Bridge in the Ka-Band.*” *Microwave and Optical Technology Letters*, pp. 510-513, Vol. 49, N<sup>o</sup>. 3, March 2007

[2.7].- Ting-Huei Lin and Ruey-Beei Wu. “*A Broadband Microstrip-to-Waveguide Transition with Tapered CPS Probe.*” *Microwave Conference*, 2002. 32nd European, pp. 1-4.

[2.8].- Yu Lou, Chi Hou Chan, and Quan Xue. “*An In-Line Waveguide-to-Microstrip Transition Using Radial-Shaped Probe.*” *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, pp. 311 -313, Vol.18, N<sup>o</sup>. 5, May 2008.

[2.9].- Boro M. Reljic. “*Lowloss MIC/MMIC Compatible Microstrip to Waveguide Transition Without a Balun.*” *Microwave and Optical Technology Letters*, pp. 510-513, Vol.50, N<sup>o</sup>1, Jan 2008.

[2.10].- Y-C. Shih, T-N. Ton, and L.Q. Bui. “*Waveguide-to-Microstrip Transitions for Millimeter-Wave Applications.*” *Microwave Symposium Digest*, IEEE MTT-S International, pp. 473-475, Vol.1, May. 1988.

[2.11].- Yoke-Choy Leong and S. Weinreb. “*Full Band Waveguide-to-Microstrip Probe Transitions.*” *Microwave Symposium Digest*, IEEE MTT-S International, pp. 1435-1438, Vol.4, 1999.

[2.12].- Y. Deguchi, K. Sakakibara, N. Kikuma, and H. Hirayama. “*Millimeter-Wave Microstrip-to-Waveguide Transition Operating over Broad Frequency Bandwidth.*” *Microwave Symposium Digest*, IEEE MTT-S International, pp. 2107-2110, Jun. 2005.

[2.13].- Wilfried Grabherr and Wolfgang Menzel. “*A New Transition from Microstrip Line to Rectangular Waveguide.*” pp. 1170-1175, Vol.4, Sep. 1992.

[2.14].- W. Grabherr, W.G.B. Huder, and W. Menzel. “*Microstrip to waveguide transition compatible with mm-wave integrated circuits.*” *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, pp. 1842-1843, Vol. 42, N<sup>o</sup>9, Sep. 1994.

[2.15].- H. Iizuka, T. Watanabe, K. Sato, and K. Nishikawa. “*Millimeter-Wave Microstrip Line to Waveguide Transition Fabricated on a Single Layer Dielectric Substrate.*” IEICE transactions on communications, pp. 1169 – 1177, Vol. E85-B, N<sup>o</sup>. 6, Sep 2003.

[2.16].- T. Cavanna, E. Franzese, E. Limiti, G. Pelosi, S. Selleri, and A. Suriani. “*Fem-Based Evaluation of Manufacturing Tolerances on a Millimeter-Waves Rectangular to Coplanar Waveguide Transition.*” pp. 190 – 193, Vol.1, May. 2004.

[2.17].- Documento interno.

# Capítulo 3

## Acoplador Híbrido 3dB / 180°

### 3.1.- Introducción.

**E**l acoplador híbrido 3 dB / 180° es un circuito de cuatro puertos, en este circuito, para un determinado puerto de entrada hay dos puertos de salida con señales desfasadas entre sí 180°, mientras que para otro puerto de entrada estos dos puertos de salida proporcionan señales en fase entre sí. Su configuración más típica se muestra en la *figura 3.1*, la cual consiste en una red de cuatro accesos compuesta por tres líneas de longitud  $\lambda/4$ , y una de longitud  $3\lambda/4$ , todas ellas de impedancia  $Z_0 \cdot \sqrt{2}$ . Este híbrido es muy conocido y su estudio teórico puede encontrarse en [3.1]. A modo de resumen, en la ecuación (3.1) se muestra la matriz de parámetros S de dicho híbrido.

$$S_{Rat-Race} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1).$$

Un híbrido 180° usado en función de divisor de potencia, tiene dos posibles configuraciones, dependiendo de la entrada que se emplee. Utilizando como referencia la numeración de puertos de la *figura 3.1*:

- Si tomamos como entrada el acceso 1, la señal se dividirá por igual en dos señales que saldrán por los accesos 3 y 4 desfasados 180°, mientras que el acceso 2 queda aislado:

$$Salida\ 3 = 1/\sqrt{2} \cdot (Entrada\ 1_{\angle -90^\circ}) \quad (3.2).$$

$$Salida\ 4 = 1/\sqrt{2} \cdot (Entrada\ 1_{\angle -270^\circ}) \quad (3.3).$$



$$\text{Salida 2} = \text{Puerto Aislado} \quad (3.4).$$

- Entrando por el acceso 2 la señal se dividirá por igual en dos señales que saldrán por los accesos 3 y 4 con idéntica fase, con el acceso 1 aislado:

$$\text{Salida 3} = \text{Salida 4} = 1/\sqrt{2} \cdot (\text{Entrada } 2_{\angle -90^\circ}) \quad (3.5).$$

$$\text{Salida 1} = \text{Puerto Aislado} \quad (3.6).$$

- Mientras que usado en función de combinador de señales, si entramos por los accesos 3 y 4, en el acceso 1 tendremos la resta de las señales y en el acceso 2 la suma:

$$\Delta = 1/\sqrt{2} \cdot (\text{Entrada } 3_{\angle -90^\circ} + \text{Entrada } 4_{\angle -270^\circ}) \quad (3.7).$$

$$\Sigma = 1/\sqrt{2} \cdot (\text{Entrada } 3_{\angle -90^\circ} + \text{Entrada } 4_{\angle -90^\circ}) \quad (3.8).$$

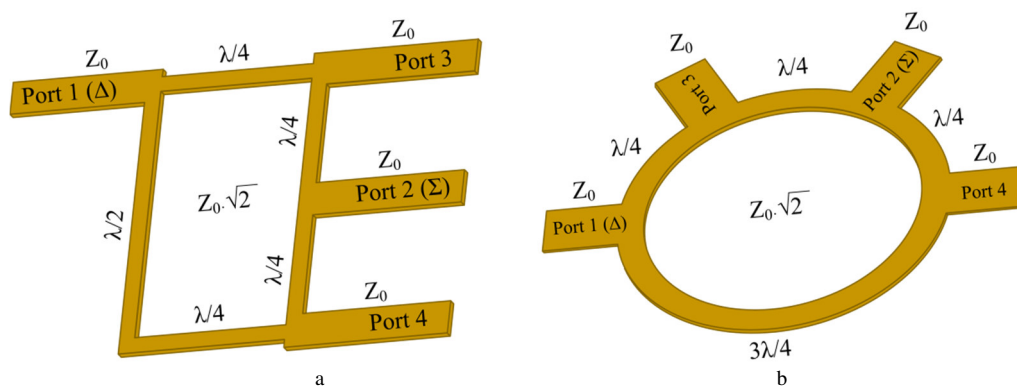


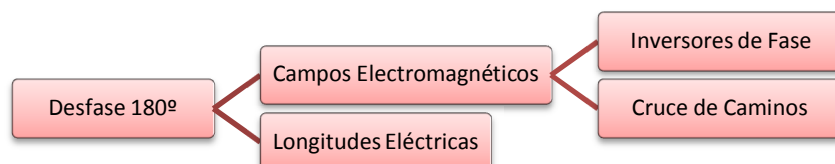
figura 3.1.- Híbrido configuración Rat-Race, a.- Rectangular y b.- Anillo.

### 3.2.- Topologías del Acoplador Híbrido 3 dB / 180°.

Existen varias tecnologías para la fabricación de acopladores híbridos 3 dB / 180°. En el caso de la tecnología sobre sustrato, se puede emplear la tecnología uniplanar, donde las líneas de transmisión más comúnmente utilizadas son: las líneas en guía de onda coplanar (*Coplanar Waveguide*, CPW), líneas coplanares (*Coplanar Slotline*, CPS) y *Slotline*, línea microstrip. Incluso en guía de onda también se puede realizar la misma estructura.

Uno de los inconvenientes que presenta la estructura típica rat-race es su ancho de banda de funcionamiento. Para aplicaciones de banda ancha, superior al 30% en nuestro caso particular, se deben emplear técnicas para mejorar su respuesta. A continuación se realiza un breve resumen de las diferentes topologías y tecnologías que existen en la literatura para realizar acopladores híbridos 3 dB / 180°. En este caso nos centraremos en los circuitos impresos realizados sobre sustrato.

Dentro de los acopladores híbridos 3 dB / 180° podemos dividir las diferentes topologías o circuitos existentes según la forma en la que se consiga el desfase 180° entre las salidas del acoplador híbrido 3dB. Según esta forma de conseguir el desfase de 180° los podemos dividir en:



### 3.2.1.- Desfase 180° Mediante Longitudes Eléctricas.

Como se ha citado anteriormente, el acoplador híbrido 3 dB / 180° que consigue el desfase mediante tramos que son submúltiplos de la longitud de onda es el rat-race. Esta configuración se puede realizar con cualquier tipo de línea de transmisión, siempre y cuando cumpla esta geometría, pudiendo emplear desde la típica línea microstrip, la línea guía de onda coplanar o incluso la guía de onda rectangular.

Buscando en la bibliografía disponible, el único método conocido hasta el momento para aumentar el ancho de banda de un acoplador híbrido 3 dB / 180° mediante longitudes de onda es concatenar anillos, como podemos ver en [3.2]. Este método de funcionamiento es muy similar al que se aplica para el caso del branchline o el acoplador híbrido 3 dB / 90°.

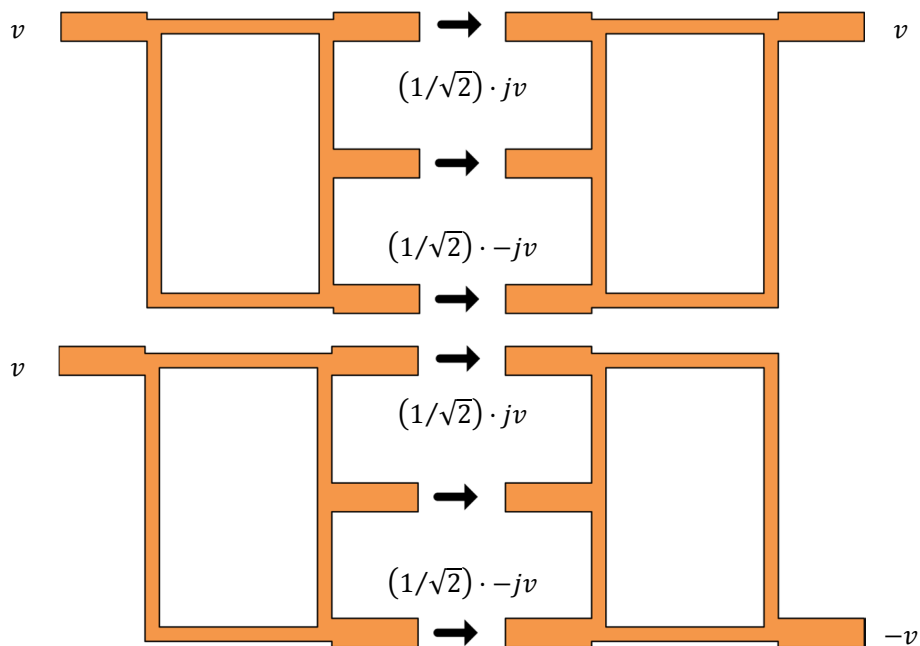


figura 3.2.- Diagrama que muestra el estado de las dos posibles señales, del desfasador 180° de banda ancha.

Como se puede ver en la figura para obtener un mayor ancho de banda en el desfase de 180°, lo que se hace es concatenar dos anillos, en este caso la idea inicial no era para realizar un híbrido de banda ancha sino un phase-switch 180° de banda ancha, por lo que solo se emplea uno de los puertos, en cada camino como se ve en la figura 3.2.

Buscando en la bibliografía existente vemos otra referencia [3.3], que concatena anillos como se ve en la figura 3.3, donde se obtiene un ancho de banda relativo del 50% a una frecuencia de 2.4 GHz. Aunque existen desequilibrios de  $\pm 10^\circ$  en la fase y  $\pm 0,8$  dB en amplitud entre las ramas.

Y por último existe otra referencia [3.4] donde se compacta un híbrido de dos secciones como el que se muestra en la figura 3.4. En el que consigue un ancho de banda relativo del 50% a la frecuencia de 1,4 GHz, con las siguientes especificaciones: un desequilibrio en amplitud de  $\pm 0,5$  dB (pérdidas medias de 3 dB) y una variación de fase de  $\pm 5^\circ$ .

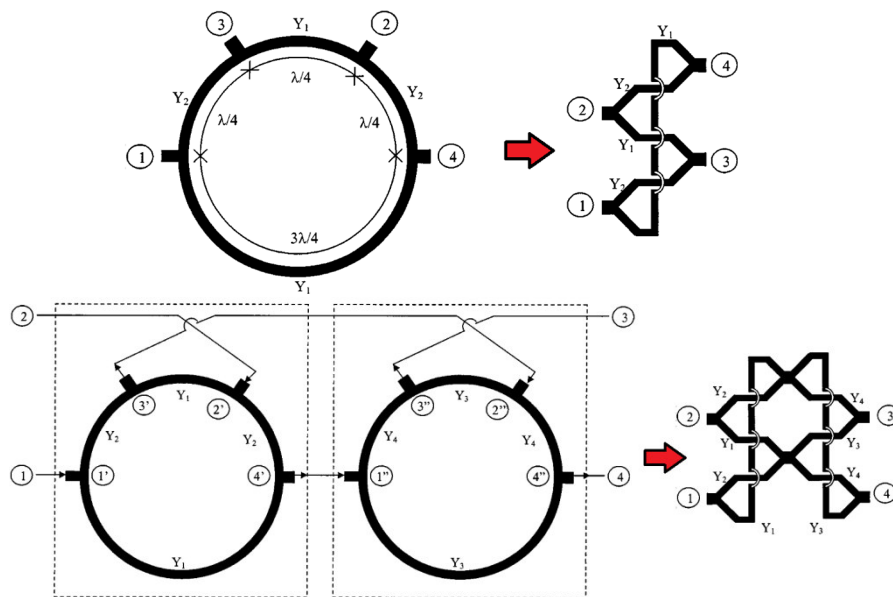


figura 3.3.- Híbrido 180° Multisección basado en Rat-Race conectados en cascada.

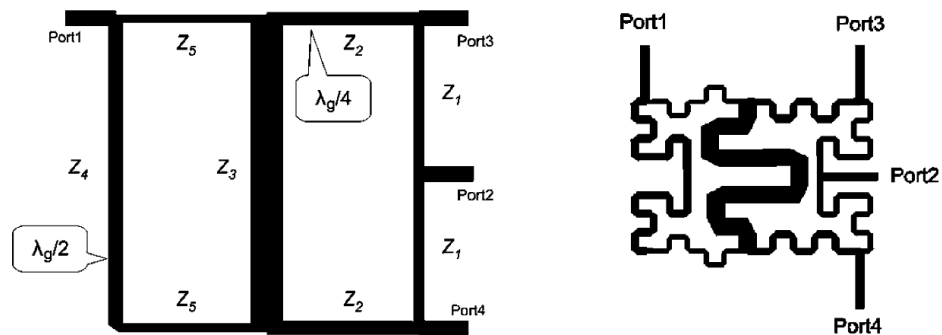


figura 3.4.- Híbrido 180° Multisección basado en Rat-Race conectados.

La principal desventaja que tiene este circuito es que no existe ningún proceso de diseño establecido, por lo que debemos basar el diseño en procesos de optimización de los circuitos.

Como se verá más adelante, al concatenar anillos lo que se consigue es un mayor ancho de banda de funcionamiento y que las pérdidas y la fase se equalicen dentro del mismo.

## 3.2.2.- Desfase 180° Mediante Campos.

### 3.2.2.1.- Inversores de Fase (Reverse-Phase).

**M**uchos son los trabajos que han centrado sus esfuerzos en el diseño de acopladores híbridos 3 dB / 180° reemplazando el tramo  $3\lambda/4$ , con el objetivo de eliminar la dependencia de la fase de las señales de salida con la frecuencia, como sucede en el caso de la línea microstrip. En [3.5] se sustituye el tramo de  $3\lambda/4$  en línea microstrip por línea slot, de forma que se elimina la dependencia de la fase con la frecuencia, puesto que se consigue mediante la orientación de los campos electromagnéticos. El ancho de banda puede ser mayor de una octava, como se puede ver en la figura 3.5. En la figura 3.6 se muestra otro anillo híbrido, pero en este caso en tecnología uniplanar, empleando guía de onda coplanar sin plano de masa [3.6].

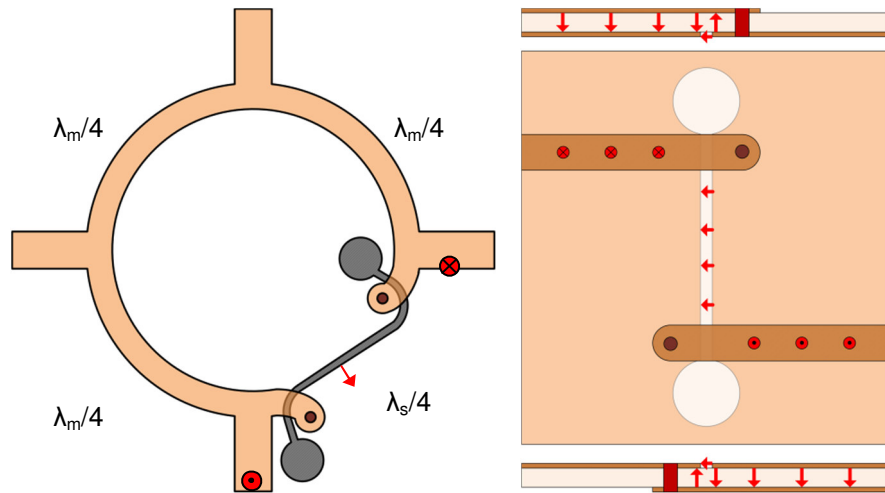


figura 3.5.- Híbrido microstrip de banda ancha empleando tramo  $\lambda_s/4$  en lugar de  $3 \cdot \lambda_m/4$ .

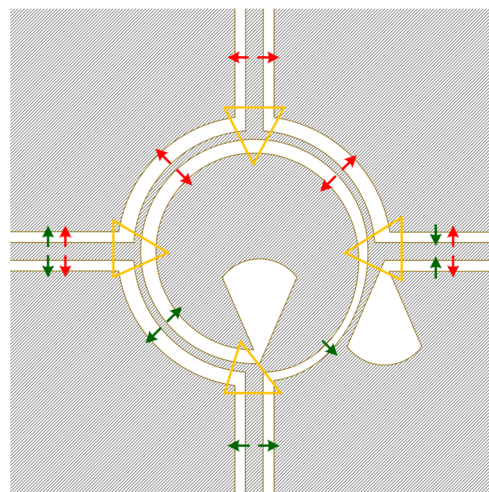


figura 3.6.- Híbrido guía de onda coplanar sin plano de masa de banda ancha empleando tramo  $\lambda_c/4$  en lugar de  $3 \cdot \lambda_c/4$ .

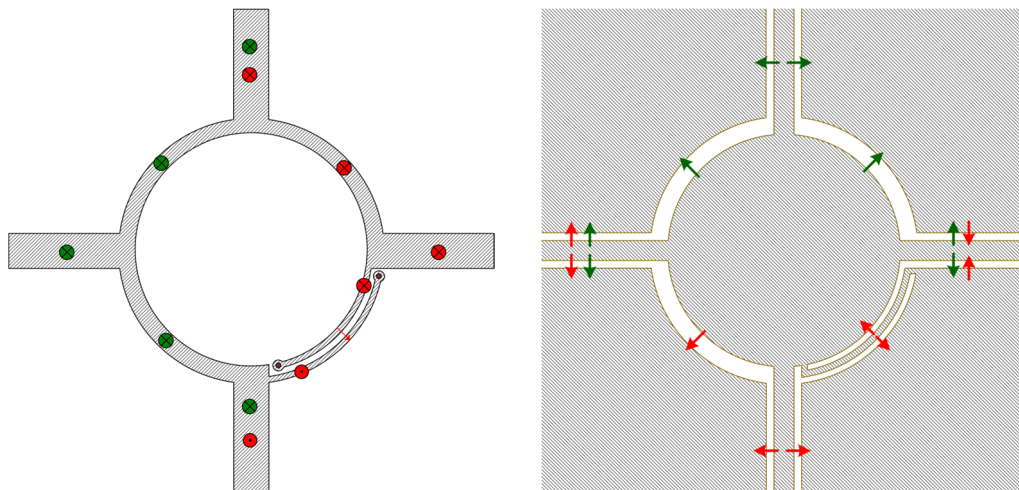


figura 3.7.- Híbrido de banda ancha empleando tramo  $\lambda/4$  líneas acopladas en lugar de  $3 \cdot \lambda/4$ .

Otra posible forma de realizar este cambio de fase mediante otro inversor de fase es emplear en lugar del tramo  $3 \cdot \lambda_m/4$  un tramo  $\lambda_m/4$  pero en este caso con dos líneas acopladas. Tal y como se muestra en la figura 3.7 ya sea en tecnología microstrip [3.7] o tecnología uniplanar CPW-Slotline [3.8]. De tal forma que mediante acoplo de los campos se cambia la fase del mismo, obteniendo un mayor ancho de banda.

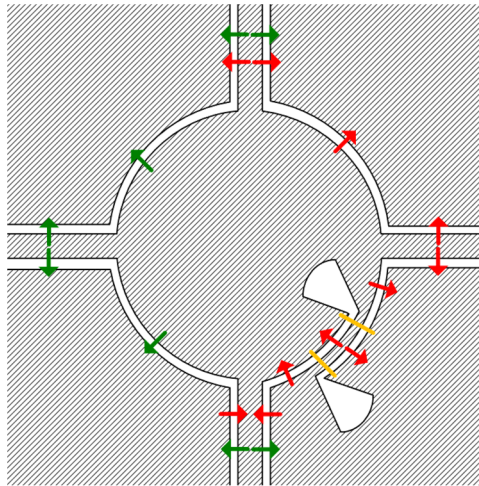


figura 3.8.- Híbrido CPW-Slotline de banda ancha empleando tramos  $\lambda/5$ .

De forma similar que en los casos anteriores, en la *figura 3.8* se realiza el inversor de fase mediante acoplo de campos, pero en este caso además se consigue reducir el tamaño del circuito [3.9].

### 3.2.2.2.- Cruce de Caminos (Crossover).

**A**l igual que en el caso de los inversores de fase, en el caso de utilizar cruce de caminos, se busca otra táctica para conseguir que el desfase de  $180^\circ$  sea independiente de la frecuencia en el mayor rango frecuencial posible. Generalmente para realizar este cruce de caminos se suelen emplear hilos de bonding o lo que se denominan tes mágicas.

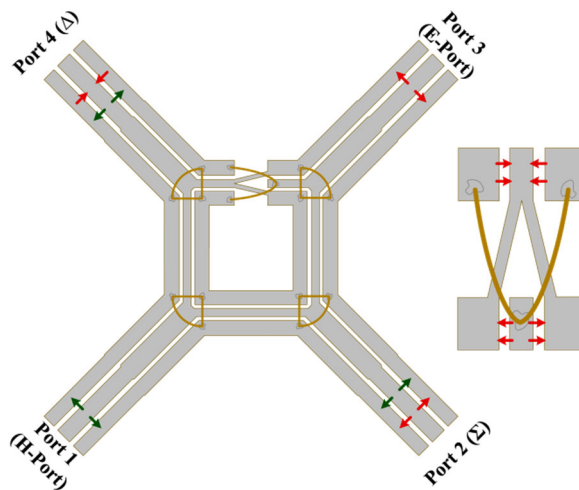


figura 3.9.- Híbrido  $180^\circ$  empleando crossover en una línea coplanar de plano de masa finito, con tramos  $\lambda/4$ .

Una primera referencia que se ha encontrado que aplique esta técnica es [3.10], donde realiza un cruce de caminos para conseguir el desfase de  $180^\circ$  como se puede ver en la *figura 3.9*. Se consigue cambiar la fase del campo con el cruce de caminos, que se muestra aumentado, en este caso la coplanar se construye de tal forma que tiene un plano de masa lateral finito para facilitar el cambio de fase de la señal.



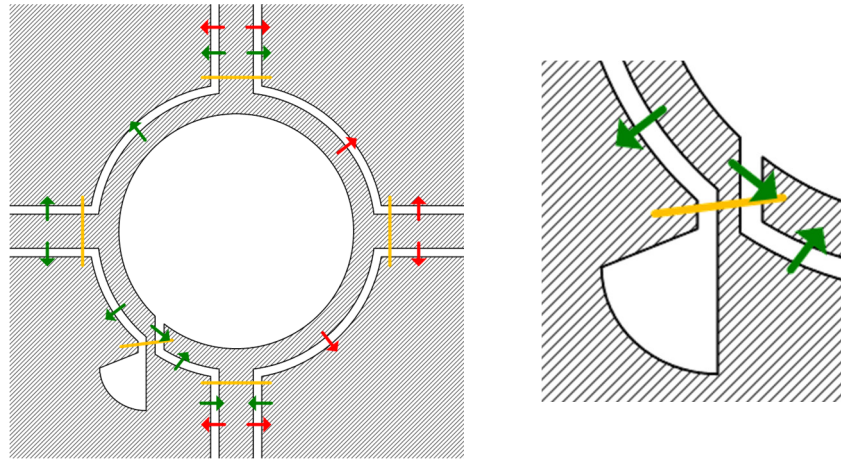


figura 3.10.- Híbrido ACPS (Stripline-Coplanar Asimétrica) de banda ancha empleando tramos  $\lambda/4$ .

Otro procedimiento que se ha realizado para conseguir el cambio de fase es empleando una línea coplanar asimétrica, de tal forma que al realizar la conexión, que se ve aumentada de la figura 3.10, se obtiene el cambio de fase sin emplear el tramo  $3\cdot\lambda/4$  [3.12].

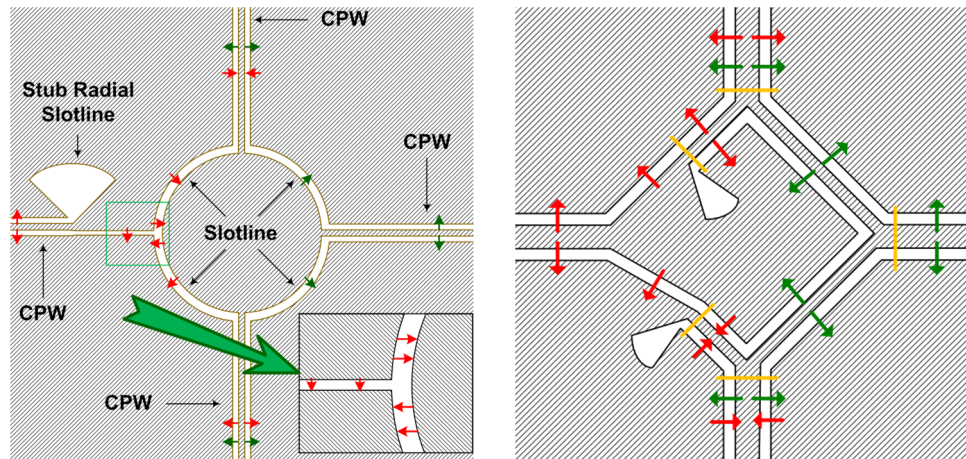


figura 3.11.- Híbrido 180° empleando Ts una tipo Slotline y otra tipo CPW-Slotline, con tramos  $\lambda/4$ .

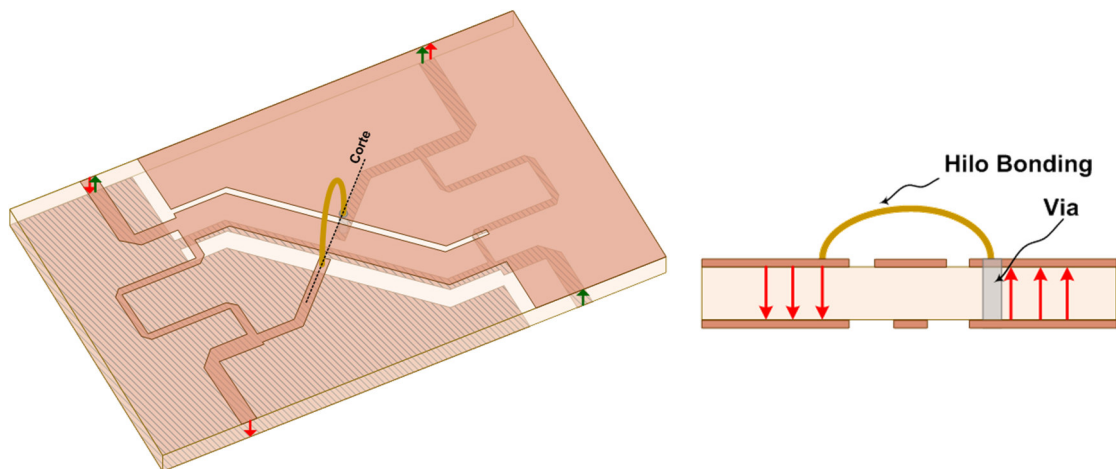


figura 3.12.- Híbrido empleando líneas acopladas ACPS (Stripline-Coplanar Asimétrica).

En las geometrías que se muestran en la figura 3.11 el cambio de fase se obtiene mediante el empleo de tes ya sea bien tipo slot [3.8] [3.11] o tipo coplanar-slot [3.6]. De forma que

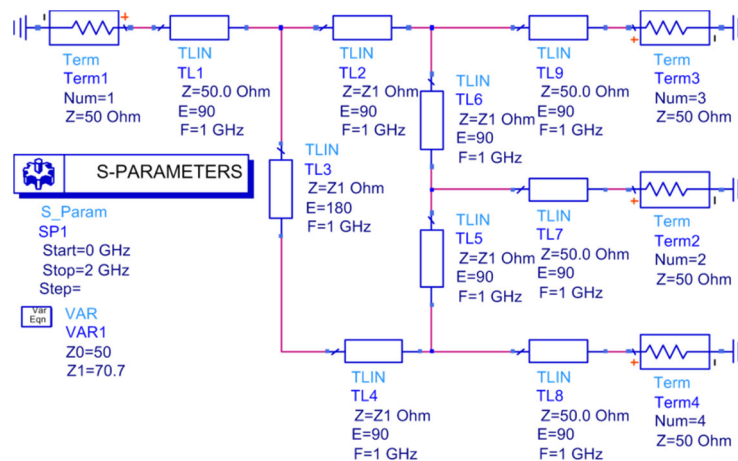
podemos ver cómo cambia la dirección del campo al pasar por estas estructuras, consiguiendo así un desfase de  $180^\circ$  independiente de la frecuencia prácticamente.

Finalmente se muestra otra referencia [3.13] donde se realiza el cambio de fase empleando también un cruce de caminos tal y como se muestra en la *figura 3.12*.

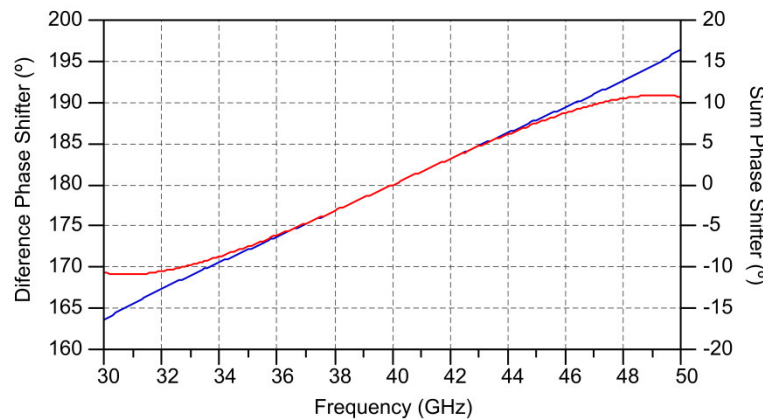
### 3.3.- Diseño Híbrido $180^\circ$ Banda Ancha.

**E**n primer lugar se decide el tipo de estructura que se empleará para realizar el acoplador híbrido  $3\text{ dB} / 180^\circ$ . Debido a la complejidad que se ha visto en las referencias anteriormente mencionadas en el apartado 3.2.2, puesto que ha de realizarse empleando hilos de bonding, dimensiones de líneas demasiado pequeñas, y son estructuras complicadas de optimizar, se ha decidido realizar un diseño en tecnología microstrip concatenando anillos.

Antes de realizar ningún diseño se deben establecer las especificaciones que debe cumplir el circuito. En este caso se desea que el circuito cubra la banda de 35 a 47 GHz que es la banda aplicación del proyecto EPI, con unos requerimientos de bajas pérdidas, buena adaptación, un desequilibrio en amplitud entre ramas de menor de  $\pm 0,5\text{ dB}$  y un desequilibrio en fase menor o igual a los  $\pm 5^\circ$ .



*figura 3.13.*- Esquema de un Híbrido líneas ideales en configuración Rat-Race.



*gráfica 3.1.*- Respuesta en fase de un Híbrido ideal Rat-Race (— Suma, — Diferencia).

Para comenzar con este diseño realizamos la simulación con elementos ideales de un híbrido rat-race típico empleando el simulador ADS en modo esquema. En la *figura 3.13* se muestra

el esquema de la simulación. En los resultados obtenidos se comprueba que cubre la banda de 37 GHz a 43 GHz, su ancho de banda viene limitado por el desequilibrio en fase de  $\pm 5^\circ$ , *gráfica 3.1*. Por tanto vemos que en este caso no cumple los requisitos deseados, por lo que debemos concatenar anillos.

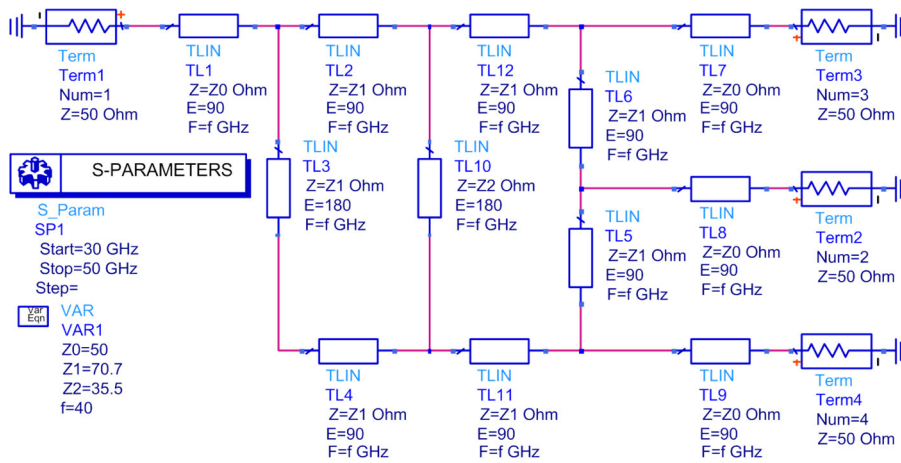


figura 3.14.- Esquema de un Híbrido líneas ideales concatenando dos anillos.

Realizando la simulación del circuito en donde concatenamos dos anillos, *figura 3.14*, se comprueba que se cumple el ancho de banda para las especificaciones propuestas, pero con líneas ideales, a continuación se realiza la simulación del circuito en modo esquema pero ahora empleando el modelo de línea de ADS, es decir sin que sea línea ideal. Para ello se especifica el sustrato a emplear que en este caso será alúmina ( $h = 10$  mils;  $\epsilon_r = 9,9$ ;  $\tan\delta = 10^{-4}$  y  $t = 3 \mu\text{m}$ ). Una vez definido el sustrato, se calculan las anchuras de las líneas y longitudes del esquema anterior con la herramienta LineCalc de ADS. Obteniendo el esquema que se muestra en la figura.

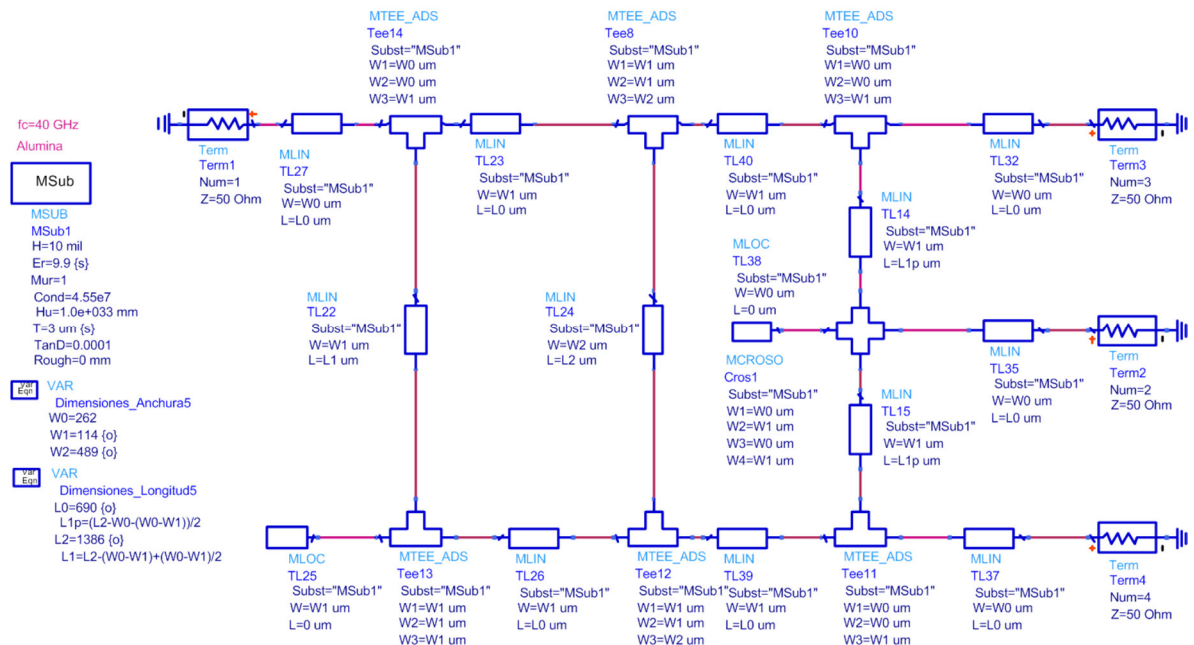
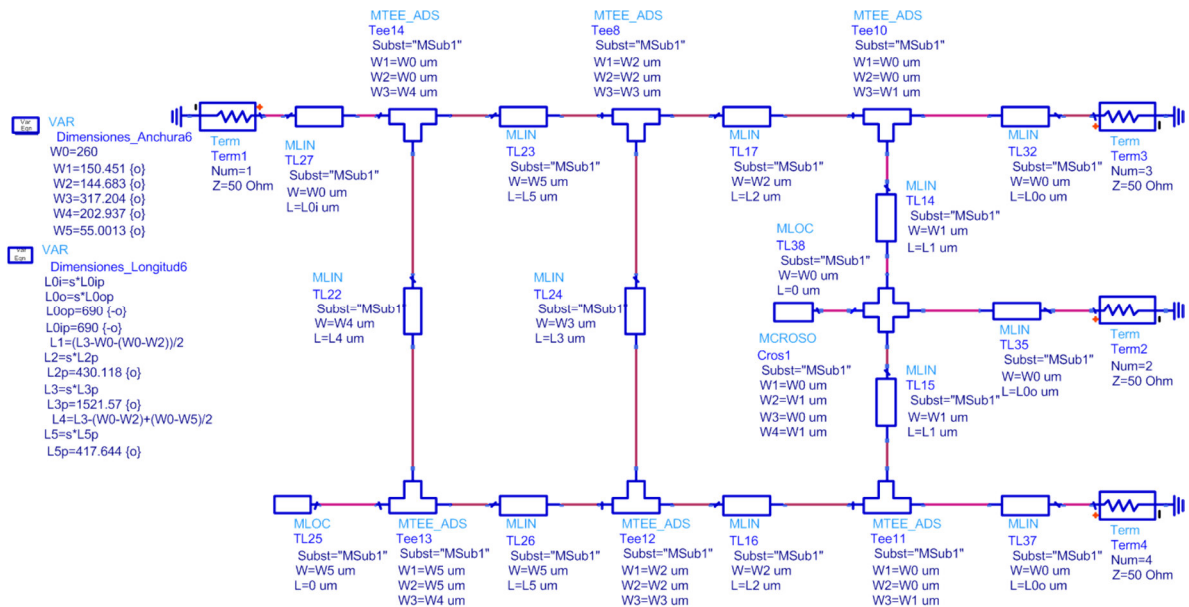


figura 3.15.- Esquema de un Híbrido modelo de líneas concatenando dos anillos.

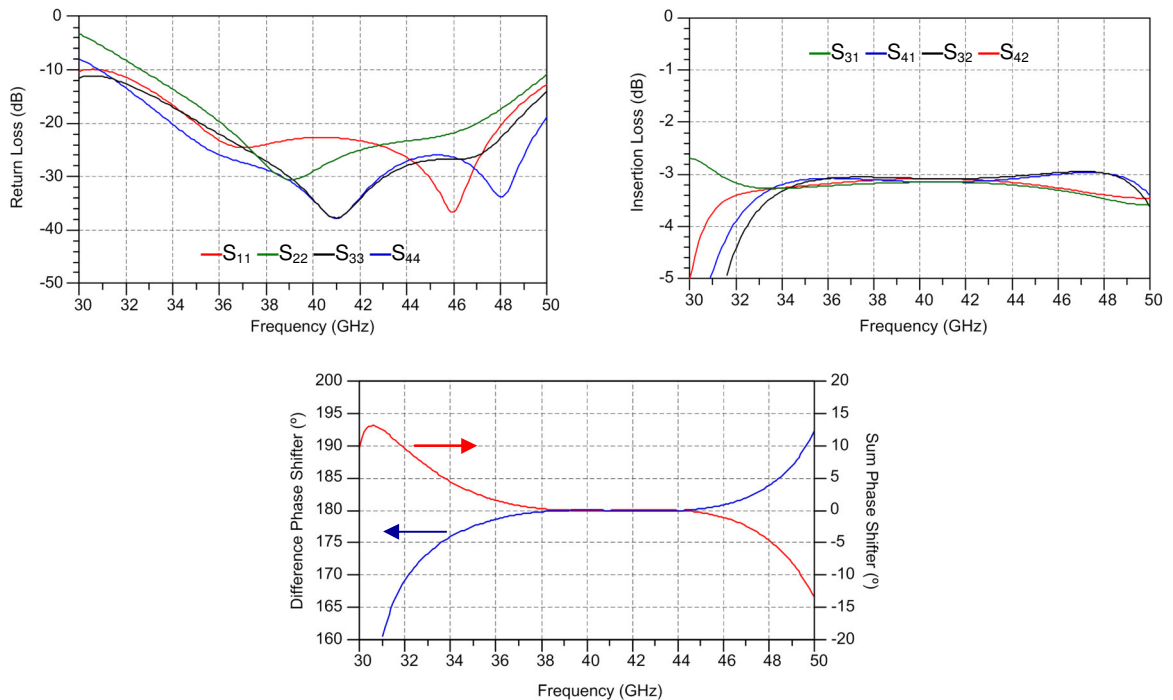
Al realizar la simulación, se observa que se estropea la respuesta aunque a la vista de los resultados es posible que el circuito cumpla el ancho de banda, por lo que se decide optimizar ligeramente el diseño, pero no se consigue una buena respuesta. Lo que se realiza a continuación



es desequilibrar el híbrido cambiando las anchuras de las líneas en lugar de dejar todas a 70,7 Ohm y 35,5 Ohm de forma tal y como se muestra en la *figura 3.16*. Obteniendo la respuesta que se ve en la *gráfica 3.2*.



*figura 3.16.*- Esquema de un Híbrido modelo de líneas concatenando dos anillos, desequilibrando impedancias.

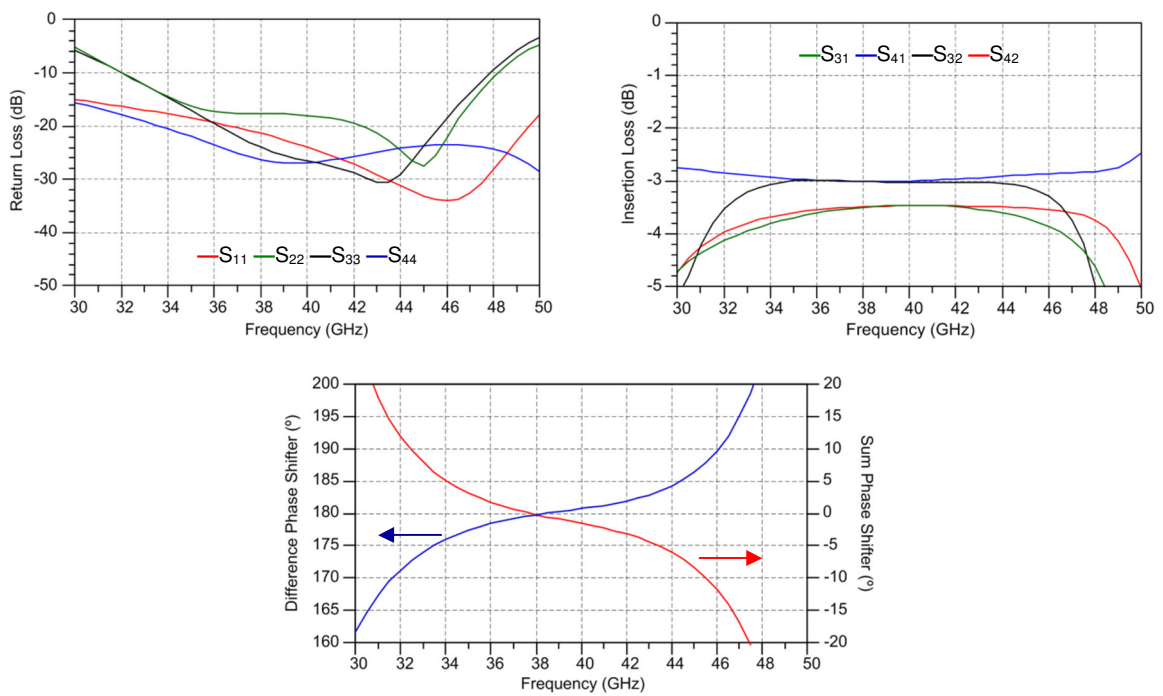


*gráfica 3.2.*- Respuesta del Híbrido Rat-Race doble anillo en esquema optimizado.

Como se puede ver en los resultados, este híbrido cubriría la banda deseada con las especificaciones deseadas, a continuación se genera el layout, y se procede a la simulación con el simulador electromagnético 2D Momentum de ADS.



figura 3.17.- Layout del Híbrido de dos anillos, desequilibrando impedancias.



gráfica 3.3.- Respuesta del Híbrido Rat-Race doble anillo optimizado en esquema simulado en Momentum.

Tras realizar la simulación con Momentum se ve que los resultados mostrados en la gráfica 3.3 no se corresponden con los obtenidos y que difieren bastante a los resultados obtenidos en el modo esquema gráfica 3.2, es más el diseño obtenido con la optimización no cumple con las especificaciones requeridas en términos de desequilibrio en amplitud y fase. Viendo en los resultados obtenidos que el máximo ancho de banda que se puede obtener para estas especificaciones se encontraría alrededor de los 10 GHz.

Una vez realizada la simulación y optimización del híbrido de dos anillos, se procede a añadirle otro anillo más al circuito tal y como se muestra en la figura 3.18 y a reoptimizar todo el diseño con las especificaciones deseadas. Una vez realizada la optimización en modo esquema, se obtienen los resultados que se presentan en la gráfica 3.4 donde se puede ver que la respuesta incrementa ligeramente su ancho de banda además de equalizar la respuesta en fase y amplitud en las pérdidas de inserción.

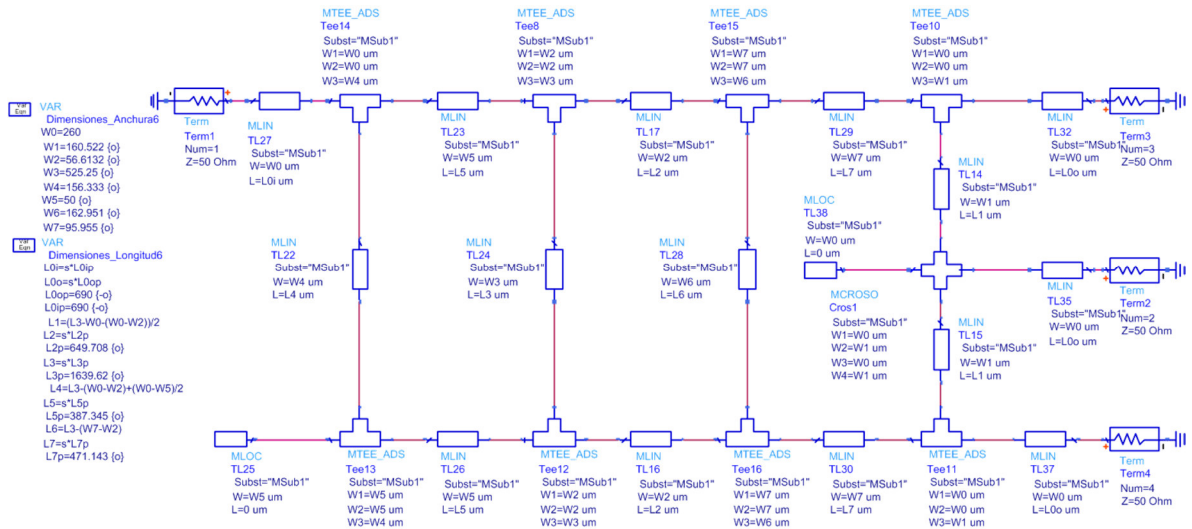
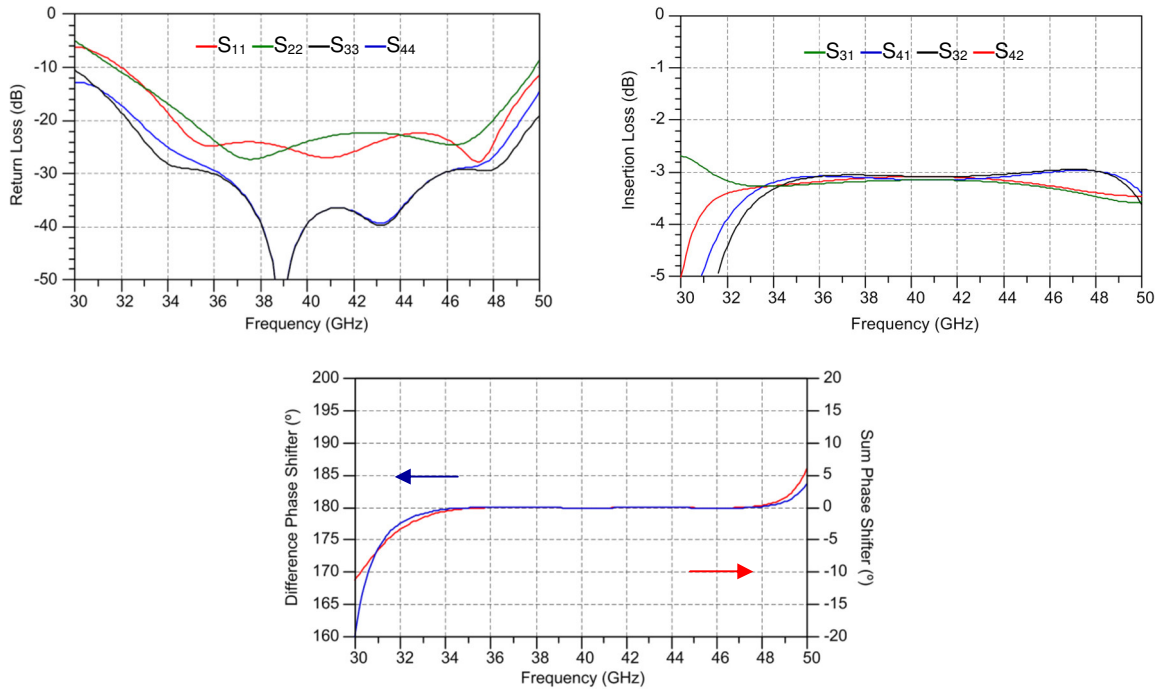


figura 3.18.- Esquema de un Híbrido modelo de líneas concatenando tres anillos.



gráfica 3.4.- Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo en esquema optimizado.

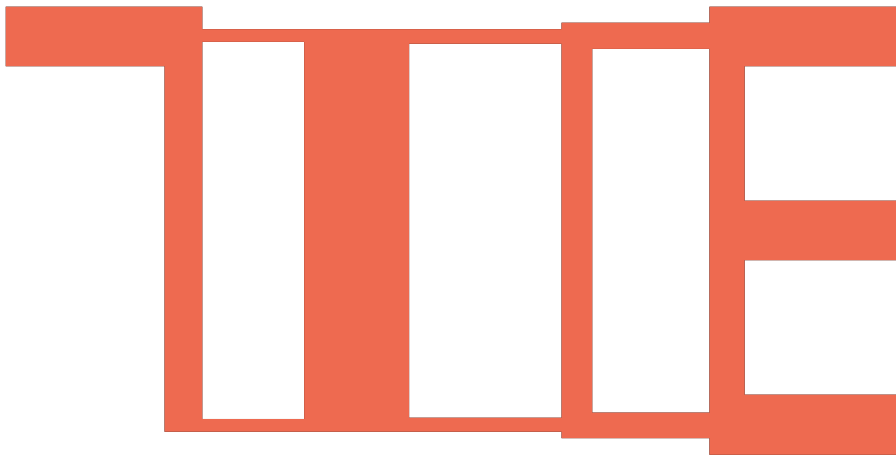
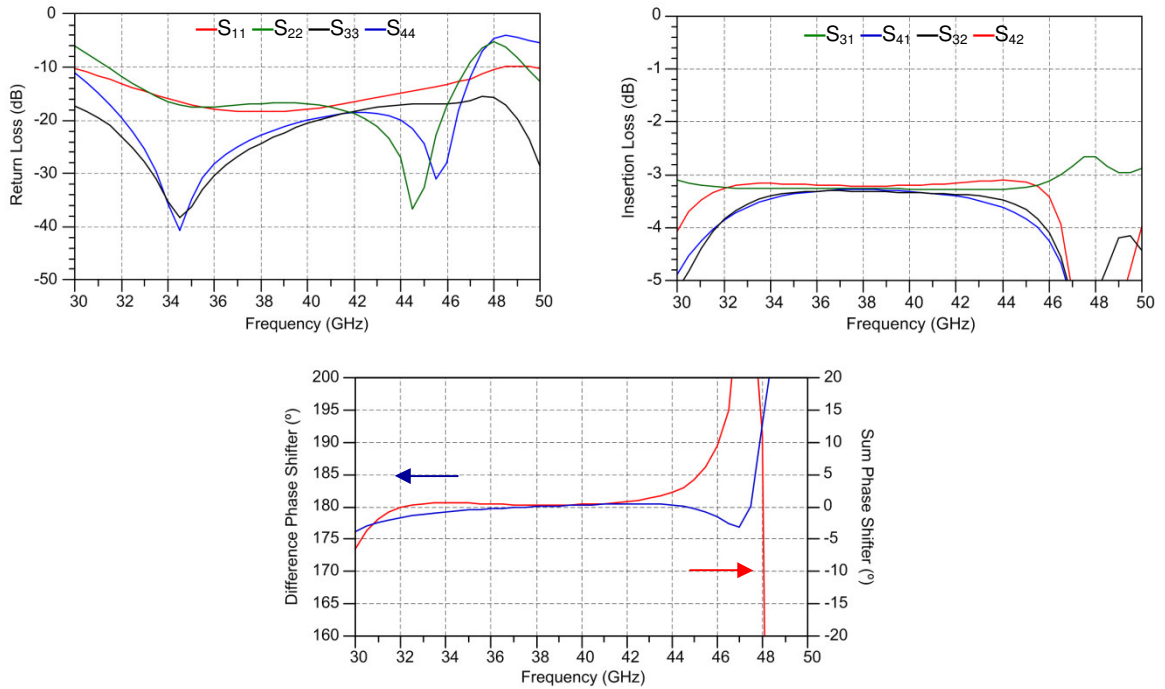


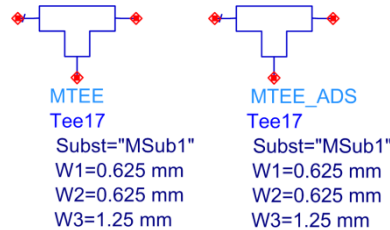
figura 3.19.- Layout del Híbrido de tres anillos.

De forma similar al caso de los dos anillos, se realiza su layout *figura 3.19* y su simulación en Momentum.



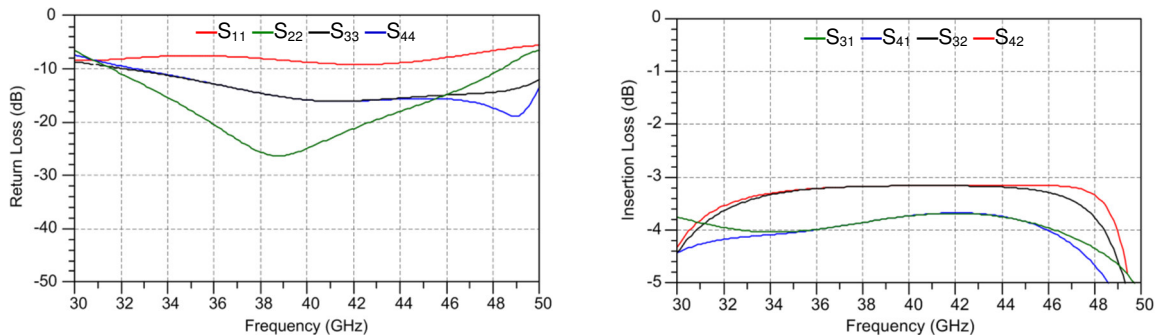
*gráfica 3.5.-* Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo optimizado en esquema simulado en Momentum.

A la vista de los resultados, se comprueba que la respuesta del esquema no se corresponde bien con lo que predice el Momentum, a partir de 45 ó 46 GHz. Además de esto encontramos otro problema, en ADS existen dos modelos de tes en microstrip (MTEE\_ADS y MTEE), que se muestran en la *figura 3.20*.



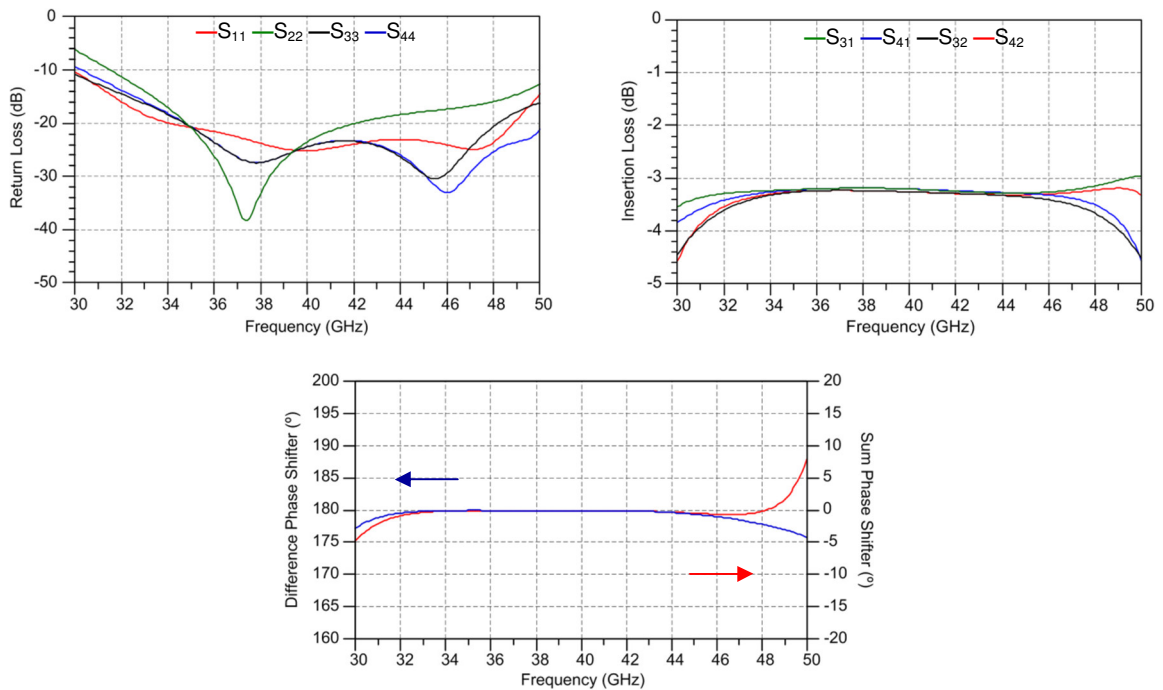
*figura 3.20.-* Modelos de tes existentes en ADS.

De forma que se cambia el modelo, pero al cambiar un modelo por el otro los resultados de la simulación en modo esquema cambian completamente, como se ve en la *gráfica 3.6* para el caso de los parámetros de scattering.

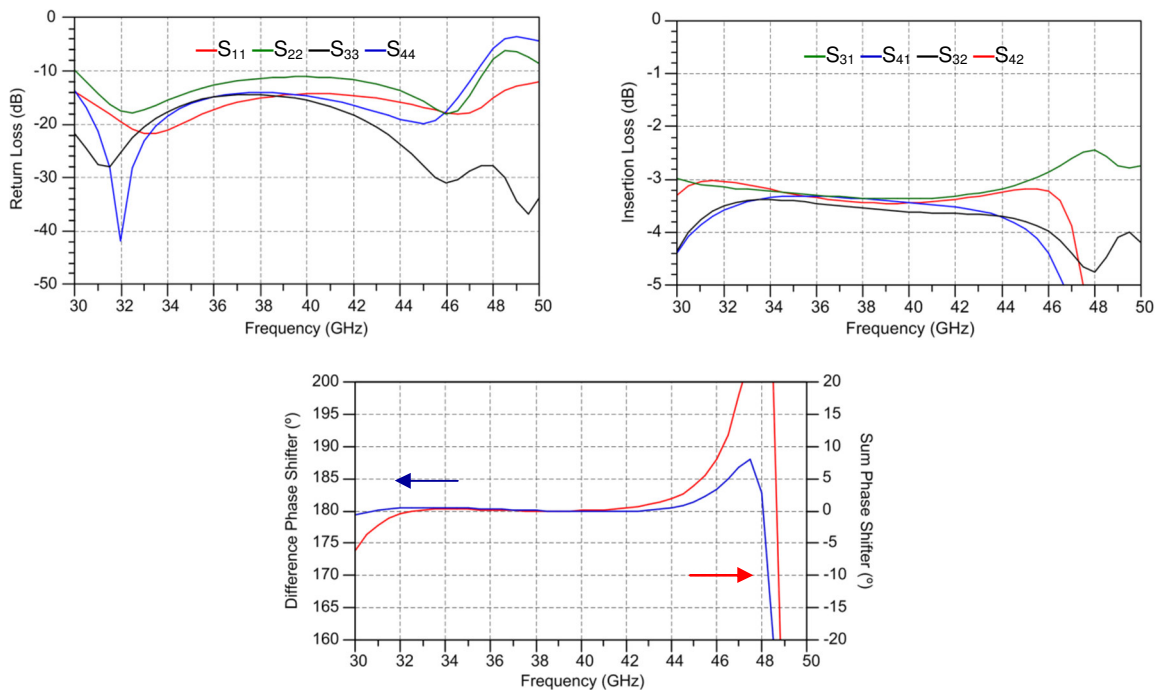


*gráfica 3.6.-* Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo, cambiando el modelo de T de MTEE\_ADS a MTEE.

Se decide volver a optimizar el esquema ahora empleando el modelo de MTEE, obteniendo ahora otras dimensiones para el híbrido optimizado, pero vuelve a suceder el mismo problema como se puede ver en la *gráfica 3.7* y *gráfica 3.8*.



*gráfica 3.7.*- Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo en esquema optimizado, con modelo MTEE.

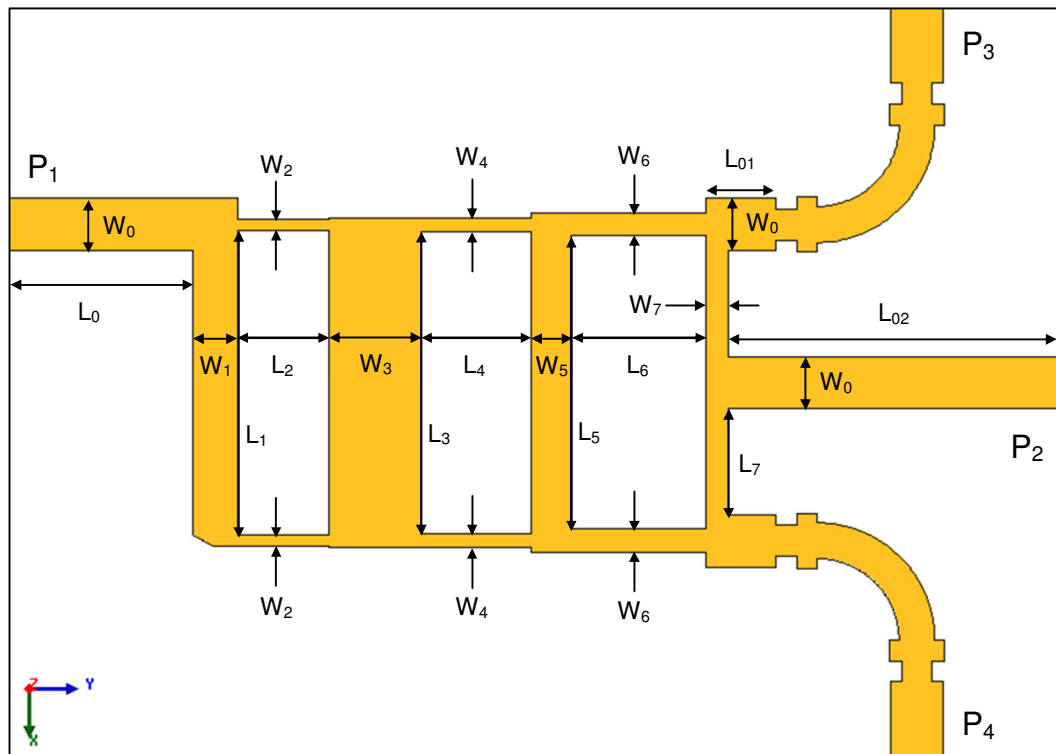


*gráfica 3.8.*- Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo optimizado en esquema con modelo MTEE simulado en Momentum.

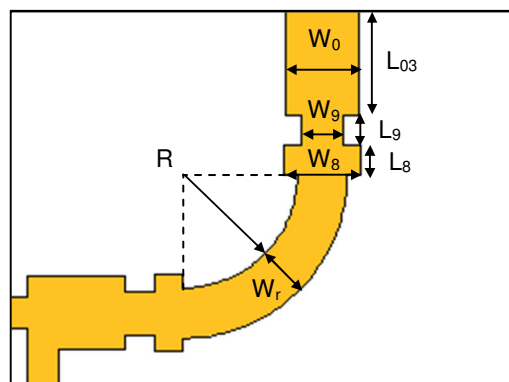
Se hacen diferentes cambios en el esquema del circuito como cambiar las tes por el elemento CROSS con uno de sus puertos conectado a un abierto de longitud cero, añadir el elemento STEP para los saltos entre las anchuras de las diferentes líneas, con los diferentes modelos de tes, pero nunca se consigue que la respuesta del esquema se corresponda o asemeje a los resultados obtenidos con Momentum sobre todo en la zona por encima de los 45 GHz.

Debido a todos estos problemas, se decide realizar la optimización del circuito con el simulador electromagnético 3D HFSS.

El circuito resultante de esta optimización se muestra en la *figura 3.21*.



*figura 3.21*.- Híbrido optimizado con HFSS.



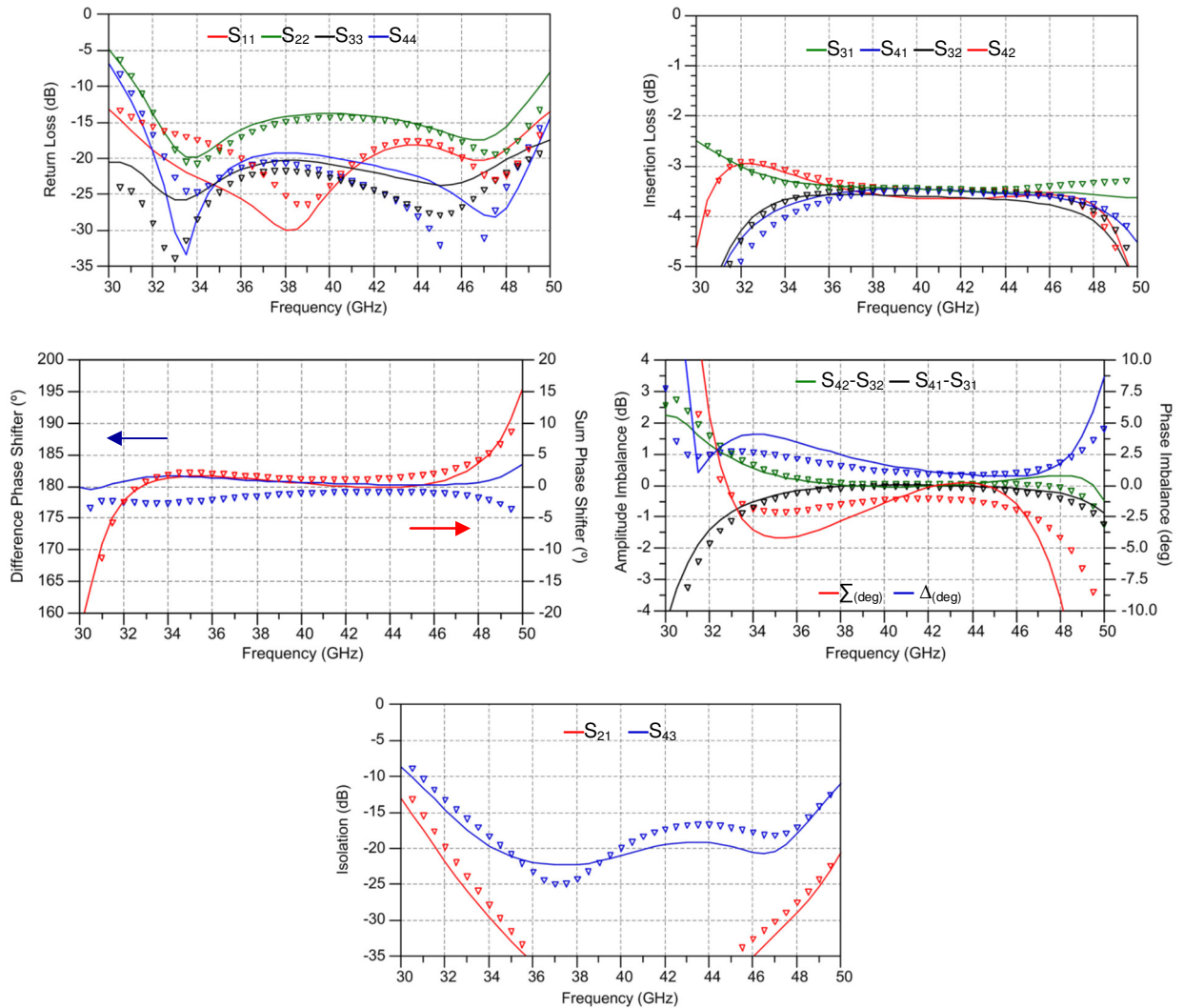
*figura 3.22*.- Codo con transformadores de impedancia simétricos.

Dimensiones					
Parámetro	Valor (μm)	Parámetro	Valor (μm)	Parámetro	Valor (μm)
W <sub>0</sub>	254	W <sub>9</sub>	266	L <sub>3</sub>	1469
W <sub>1</sub>	215	W <sub>r</sub>	173	L <sub>4</sub>	530
W <sub>2</sub>	56	R	394	L <sub>5</sub>	L <sub>3</sub> -(W <sub>6</sub> +W <sub>4</sub> )
W <sub>3</sub>	450	L <sub>0</sub>	900	L <sub>6</sub>	650
W <sub>4</sub>	63	L <sub>01</sub>	336	L <sub>7</sub>	(L <sub>3</sub> -(W <sub>0</sub> +(W <sub>0</sub> -W <sub>4</sub> )))/2
W <sub>5</sub>	195	L <sub>02</sub>	1616	L <sub>8</sub>	100
W <sub>6</sub>	111	L <sub>03</sub>	375	L <sub>9</sub>	100
W <sub>7</sub>	72	L <sub>1</sub>	L <sub>3</sub> -(W <sub>0</sub> -W <sub>4</sub> )+(W <sub>0</sub> -W <sub>2</sub> )/2		
W <sub>8</sub>	150	L <sub>2</sub>	440		

*tabla 3.1*.- Dimensiones en μm del Híbrido optimizado con HFSS.



El circuito mostrado en la *figura 3.21* tiene como respuesta los parámetros que se muestran en la *gráfica 3.9* con el símbolo del triángulo. Una vez obtenido el circuito mediante la optimización en HFSS se realiza la simulación del mismo layout con Momentum de ADS, de forma que comprobamos que los resultados se asemejan, como se ve en el tramo continuo de la *gráfica 3.9*.

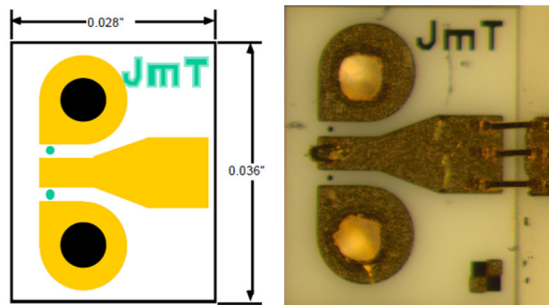


*gráfica 3.9.-* Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo optimizado con HFSS (triángulos) y simulado con Momentum tramo continuo.

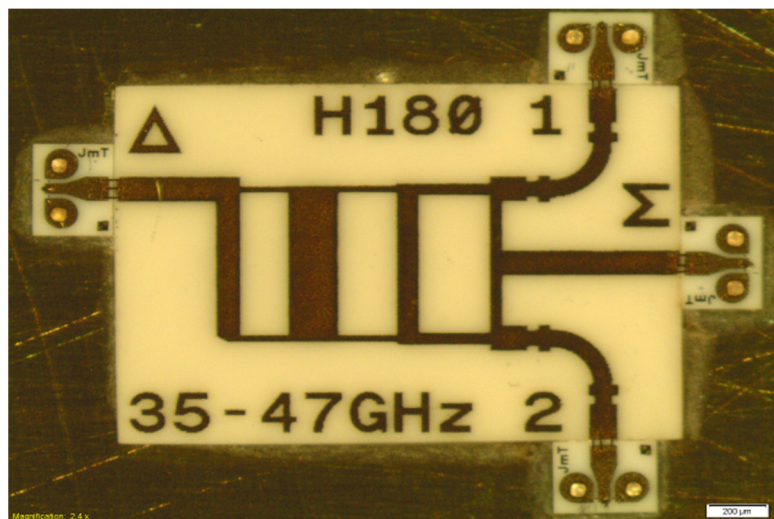
Como se puede ver en la gráfica, la respuesta del híbrido cubre todas las especificaciones establecidas al comienzo del diseño, con una adaptación para el peor caso de aproximadamente 15 dB, unas pérdidas medias en la banda de 34 a 48 GHz de 3,52 dB, con un desequilibrio en amplitud menor de 0,5 dB y un rizado de fase menor de 5 $^{\circ}$ . Consiguiendo así un ancho de banda relativo del 35 %.

### 3.4.- Caracterización del Híbrido 180° Banda Ancha.

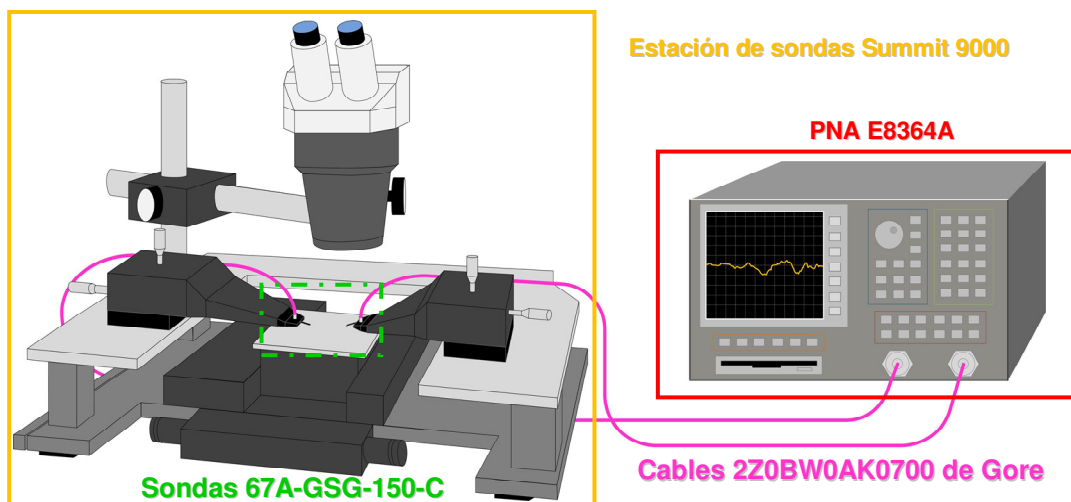
La caracterización del circuito se realiza mediante la utilización de sondas coplanares, por lo que es necesario proveer al circuito de los accesos adecuados. Por este motivo se utilizan transiciones CPWG-Microstrip comerciales de Jmicro Technology (Probe Point™ 1003) en cada uno de los puertos del híbrido. Estas transiciones son como la que se muestra en la *figura 3.23*. De forma que se obtiene el circuito mostrado en la *figura 3.24*.



*figura 3.23.-* Transición CPWG-microstrip.



*figura 3.24.-* Acoplador Híbrido 3dB / 180° construido.

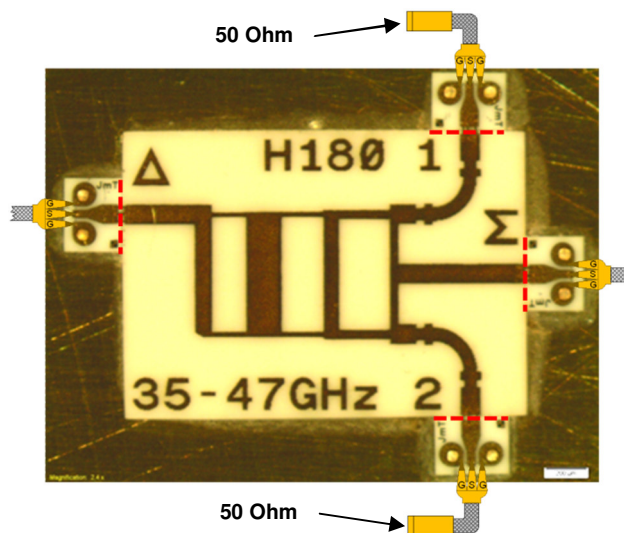


*figura 3.25.-* Sistema de medida montado para medir el Acoplador Híbrido 3 dB / 180°.



Para realizar la medida del circuito, se emplean las sondas de puntas coplanares (Picoprobe, modelo 67A-GSG-150-C) con conectores 2,4 mm (Female), la estación de sondas (Summit 9000 de Cascade Microtech), el analizador de redes (PNA E8364A de Agilent Technologies) con conectores 2,4 mm (Male), los cables de 2,4 mm – 2,4 mm (Female - Male) (2Z0BW0AK0700 de Gore). Se puede ver en la *figura 3.25*.

Como solamente se dispone de un analizador de redes de dos puertos, se deben medir los parámetros dos a dos, cargando los puertos libres del circuito mediante unas sondas conectadas a una carga de 50 Ohm del kit de calibración.



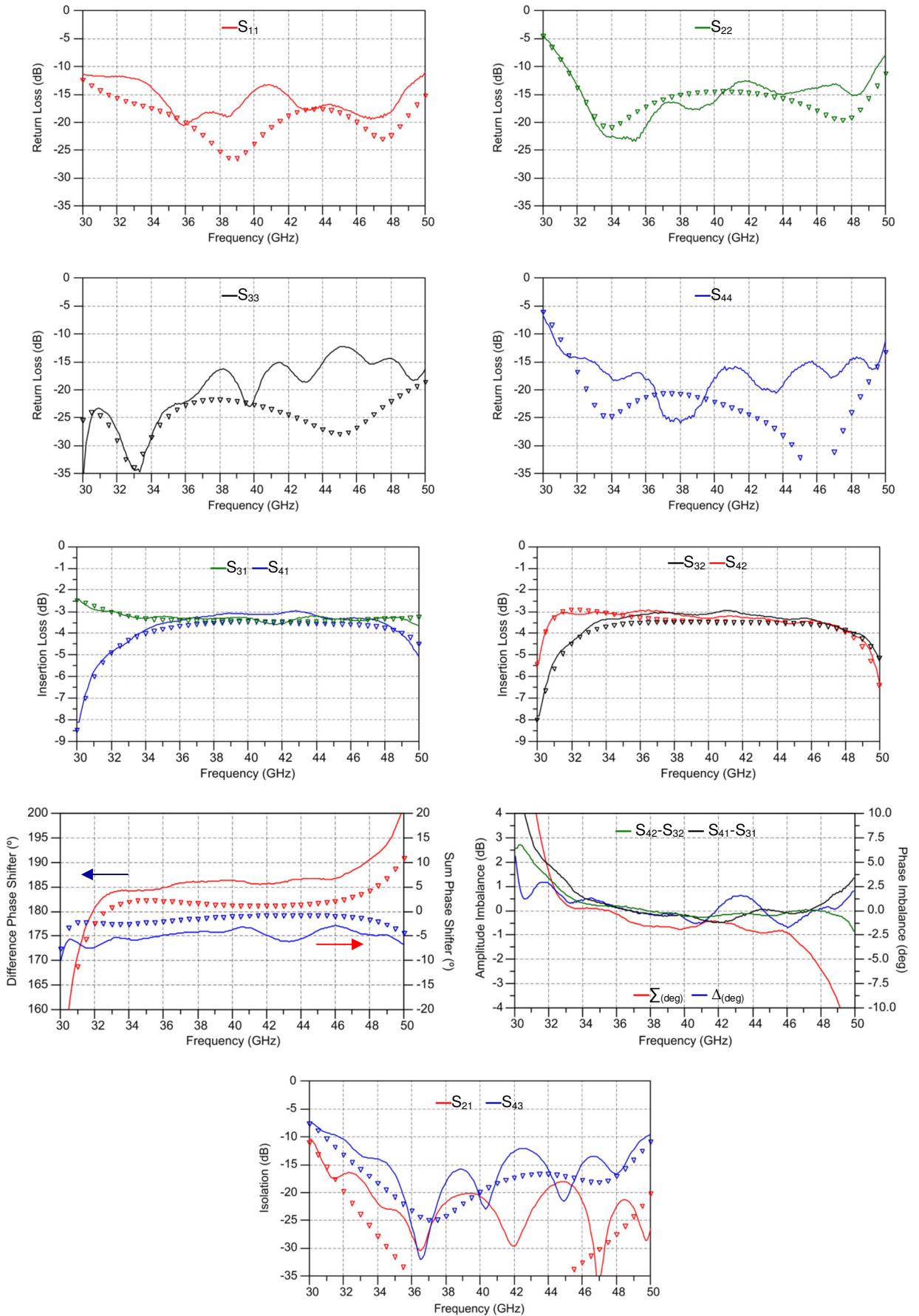
*figura 3.26.-* Método de medida del Acoplador Híbrido 3 dB B/180°. (--- Planos de Calibración).

Para medir el dispositivo sobre línea microstrip con las transiciones descritas, se empleó el kit de calibración proporcionado por el fabricante de las mismas (ProbePoint™ CM10 Calibration Substrate), con las pautas de definición del mismo. Tras realizar la calibración, se puede sustraer el efecto de dichas transiciones, obteniendo directamente los parámetros de Scattering referidos a los planos de referencia de las líneas microstrip.

Una vez calibrado el sistema de medida, se mide la respuesta en Scattering del híbrido 180° diseñado, eliminando el efecto introducido por las transiciones CPWG-Microstrip. Los resultados de la medida se muestran en la grafica. Se observa que se ajustan bastante bien a los valores esperados, de acuerdo a la optimización de los diferentes tramos de líneas microstrip llevada a cabo con HFSS.

Se han obtenido unas pérdidas de retorno mejores de 10 dB para todos los accesos del híbrido, unas pérdidas de inserción medias de 3,5 dB desde cada entrada hasta cada salida (teóricamente acoplada con 3 dB), un desfase medio en la salida diferencia de 175,5° y de -4,5° en la salida suma. Se ha obtenido un ancho de banda relativo del 35 % de funcionamiento, aproximadamente 14 GHz (34-48 GHz), con una buena respuesta tanto en amplitud como en fase, presentando la respuesta deseada en la banda de interés, de 35 a 47 GHz.

La única discrepancia que se ha encontrado ha sido el desfase que se ha desplazado 4,5°, pero en los dos casos, al realizar tanto la suma como la diferencia, por lo que se cree que esto es debido a la combinación de los hilos de bonding, que no se pueden descontar en la calibración, y el corte de la alúmina, ya que se hace de forma manual con hilo de diamante. Y calculando con el LineCalc se ve que para una línea de 50 Ohm, 10  $\mu\text{m}$  se traducen en 1,3° de desfase, por lo que si en simulación teníamos el desfase centrado en 179° se traduciría en 30  $\mu\text{m}$  de diferencia entre los puertos de entrada 3 y 4.



gráfica 3.10.- Respuesta del Híbrido Rat-Race triple anillo optimizado con HFSS (triángulos) frente a las medidas, tramo continuo.

### 3.5.- Conclusiones Capítulo 3.

**E**n este capítulo se ha hecho un repaso de los diferentes métodos existentes hasta el momento en la bibliografía para realizar acopladores híbridos 3 dB / 180°. Por último se ha realizado el diseño, mediante simulación electromagnética, y se ha caracterizado un híbrido de banda ancha 34-48 GHz obteniendo unas pérdidas de retorno mejores de 10 dB para todos los accesos del híbrido, unas pérdidas de inserción medias de 3,5 dB desde cada entrada hasta cada salida (teóricamente acoplada con 3 dB), un desfase medio en la salida diferencia de 175,5° y de -4,5° en la salida suma. Se ha obtenido un ancho de banda relativo del 35 % de funcionamiento, aproximadamente 14 GHz (34-48 GHz), con una buena respuesta tanto en amplitud como en fase, presentando la respuesta deseada en la banda de interés, de 35 a 47 GHz.

### 3.6.- Bibliografía Capítulo 3.

[3.1].- David. M. Pozar, "*Microwave Engineering*". 3<sup>rd</sup> Edition, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2005, Ch. 7, pp. 352-357.

[3.2].- R. J. Hoyland, "*A new MMIC, wideband 180° phase switch design for millimeter wave applications*", Proc. 3rd ESA Workshop on Millimeter Wave Technology and Applications, Espoo, Finland, pp. 305–310, May 2003.

[3.3].- K. S. Ang, Y. C. Leong, and C. H. Lee, "*A new class of multisection 180 hybrids based on cascaded hybrid-ring couplers.*" IEEE Transactions. Microwave Theory and Techniques, vol. 50, N°. 9, pp. 2147–2152, Sep. 2002.

[3.4].- M. Caillet, M. Clénet, A. Sharaiha, Y. M. M. Antar, "*A Compact Wide-Band Rat-Race Hybrid Using Microstrip Lines.*" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, N°. 4, pp. 191–193, Apr. 2009.

[3.5].- L. W. Chua, "*New Broadband Matched Hybrids for Microwave Integrated Circuits.*" Proc. European Microwave Conference (Stockholm), pp. C4/5.1-C4/5.4, 1971.

[3.6].- C.-H. Ho, L. Fan, K. Chang, "*New Uniplanar Coplanar Waveguide Hybrid-Ring Couplers and Magic-T's.*" IEEE Transactions. Microwave Theory and Techniques, vol. 42, N°. 12, pp. 2440-2448, Dec. 1994.

[3.7].- S. March, "*A Wideband Stripline Hybrid Ring.*" IEEE Transactions. Microwave Theory Techniques, vol. MTT-16, N°. 6, pp. 361–362, Jun. 1968.

[3.8].- C.-H. Ho, L. Fan, K. Chang, "*Broad-Band Uniplanar Hybrid-Ring and Branch-Line Couplers.*" IEEE Transactions. Microwave Theory and Techniques, vol. 41, N°. 12, pp. 2116-2125, Dec. 1993.

[3.9].- L. Fan, C.-H. Ho, S. Kanamaluru, and K. Chang, "*Wide-Band Reduced-Size Uniplanar Magic-T, Hybrid-Ring, and de Ronde's CPW-Slot Couplers.*" IEEE Transactions. Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, N°. 12, pp 2149-2158, Dec. 1995.

[3.10].- C. Y. Chang, and C.-C. Yang, "*A Novel Broad-Band Chebyshev-Response Rat-Race Ring Coupler.*" IEEE Transactions. Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, N°. 4, pp 455-462, Apr. 1999.

[3.11].- C.-H. Ho, L. Fan and K. Chang, “*Ultra Wide Band Slotline Hybrid Ring Couplers.*” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1175-1178, June 1992.

[3.12].- B. R. Heimer, L. Fan, and K. Chang, “*Uniplanar Hybrid Couplers Using Asymmetrical Coplanar Striplines.*” IEEE Transactions. Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, N° 12, pp. 2234–2240, Dec. 1997.

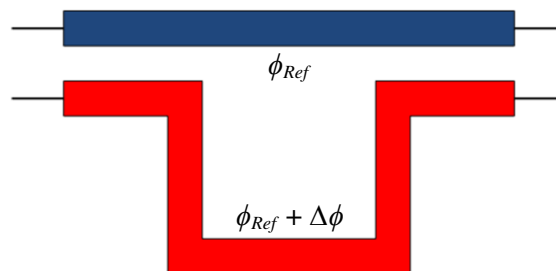
[3.13].- L. K. Yeung and Y. E. Wang, “*A Novel 180 Hybrid Using Broadside-Coupled Asymmetric Coplanar Striplines.*” IEEE Transactions. Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, N° 12, pp. 2625–2630, Dec. 2007.

# Capítulo 4

## Desfasadores Diferenciales

### 3.1.- Introducción.

Un desfasador es un dispositivo que consigue una diferencia de fase constante empleando dos caminos distintos, tal y como se muestra en la imagen de la *figura 4.1*, donde uno de ellos se considera como fase de referencia ( $\phi_{Ref}$ ), de forma que la diferencia de fase con la otra rama es el desfase que se consigue ( $\Delta\phi$ ). Este cambio de fase se consigue fácilmente cambiando la longitud eléctrica de la línea. (La longitud eléctrica de una línea es igual a  $2\pi \cdot l/\lambda_w$ , donde  $l$  es la longitud geométrica de la línea y  $\lambda_w$  es la longitud de onda en la línea.)



*figura 4.1.-* Concepto de desfasador.

La mayor parte de los desfasadores son recíprocos, lo que quiere decir que trabajan de forma eficaz con señales que pasan en ambas direcciones, pudiendo ser controlados eléctricamente, magnéticamente o mecánicamente.

Los usos de los desfasadores en microondas son numerosos, en nuestro caso este desfasador se va a emplear para realizar conmutadores de fase (Phase Switches), de forma que conmute entre la fase referencia ( $\phi_{Ref}$ ) y la fase referencia más el desfase deseado ( $\phi_{Ref} + \Delta\phi$ ).

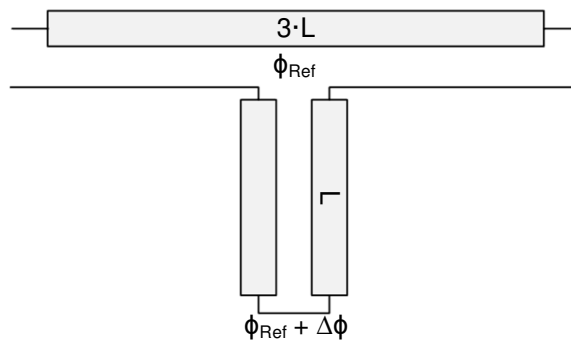
## 4.2.- Topologías para Desfasadores.

Existen varias tecnologías para la realización fabricación de desfasadores. En el caso de la tecnología sobre sustrato, se puede emplear la tecnología uniplanar, donde las líneas de transmisión más comúnmente utilizadas son las líneas en guía de onda coplanar (*Coplanar Waveguide*, CPW), líneas coplanares (*Coplanar Slotline*, CPS) y *Slotline*, en tecnología microstrip, elementos concentrados o guía de onda. A continuación mostraremos algunas referencias de este tipo de desfasadores pasivos sobre sustrato y en guía de onda.

### 4.2.1.- Desfasadores sobre Sustrato.

#### 4.2.1.1.- Desfasador Schiffman.

El desfasador de Schiffman [4.1] se muestra en la *figura 4.2*. Se compone de dos secciones separadas, una de las cuales es una línea uniforme que actúa de referencia, y la otra sección consta de un par de líneas paralelas acopladas de igual longitud y directamente conectadas entre sí en un extremo. La sección acoplada tiene la longitud  $L$  de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia central.



*figura 4.2.-* Concepto de desfasador Schiffman.

La diferencia de fase se consigue considerando la diferencia entre la fase referencia ( $\phi_{Ref}$ ) y la fase de la sección con líneas acopladas ( $\phi_{Ref} + \Delta\phi$ ).

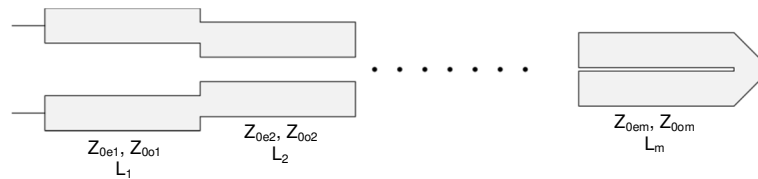
El desplazamiento de la fase de la sección de líneas acopladas viene determinado por (1.36).

$$\cos(\phi_{Ref} + \Delta\phi) = \frac{\left(\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}\right) - \tan^2\theta}{\left(\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}\right) + \tan^2\theta} \quad (1.36)$$

Donde  $\theta=2\pi \cdot L/\lambda$  es la longitud eléctrica del tramo de línea acoplada de longitud  $L$ . Esta sección puede proporcionar cerca de una octava de ancho de banda para una diferencia de fase constante  $\Delta\phi=90^\circ$ , comparada con un tramo de línea microstrip de longitud  $3 \cdot L$ . Para una relación  $Z_{0e}/Z_{0o}=4$  se obtiene un desfase de  $90^\circ \pm 5^\circ$  para un ratio frecuencial de 2,27:1, en el caso de bajar esta relación se consigue bajar el error en fase, pero también el ancho de banda.

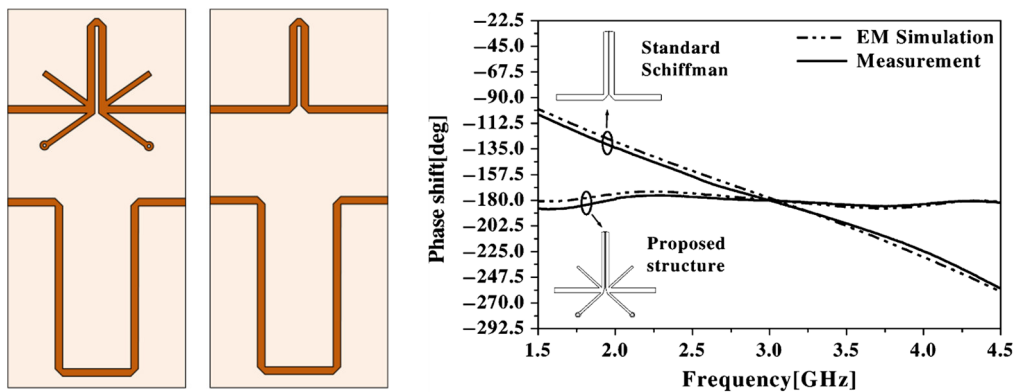
Para operar en rangos de frecuencia superiores a una octava, lo que realizan algunos autores es utilizar varias secciones de líneas acopladas [4.2], de longitud  $\lambda/4$  a la

frecuencia central de cada banda con diferentes coeficientes de acoplo, de forma que se amplía el ancho de banda del circuito, tal y como se muestra en la *figura 4.3*.



*figura 4.3*.- Desfaseador Schiffman multisección.

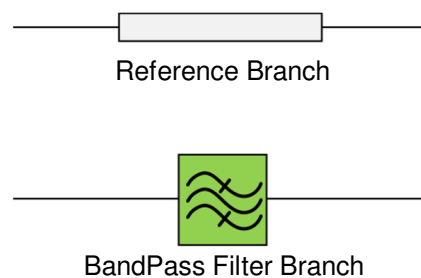
En la bibliografía se encuentran muchas versiones de este circuito modificado, para aumentar el ancho de banda y mejorar los resultados en fase [4.3][4.4].



*figura 4.4*.- Desfaseador Schiffman modificado referencia [4.3].

#### 4.2.1.2.- Desfaseador basado en Filtro Paso Banda.

**E**n este caso se obtiene la diferencia de fase entre una línea referencia y un filtro paso banda, tal y como se muestra en la *figura 4.5*. Generalmente los filtros paso banda en tecnología sobre sustrato, se realizan empleando stubs, tal y como se realiza en [4.6], [4.6] y [4.7].



*figura 4.5*.- Desfaseador basado en filtros paso banda.

En [4.7] se realiza el proceso de diseño y medida de filtros paso banda con uno, dos, y tres polos en la rama BPF, de forma que se observa que el ancho de banda del desfaseador se incrementa al incrementar el número de polos del filtro. Las pérdidas de retorno, error de fase, y el desplazamiento de fase alcanzable para cada caso se analizan en detalle en esta referencia.

Dentro de este tipo de desfaseadores se pueden encuadrar estructuras con tan sólo un stub, tal y como se puede ver en la *figura 4.6*, donde una línea cargada con un stub en forma de T en el centro de una línea de transmisión, actuando esta línea como un filtro paso banda [4.8].

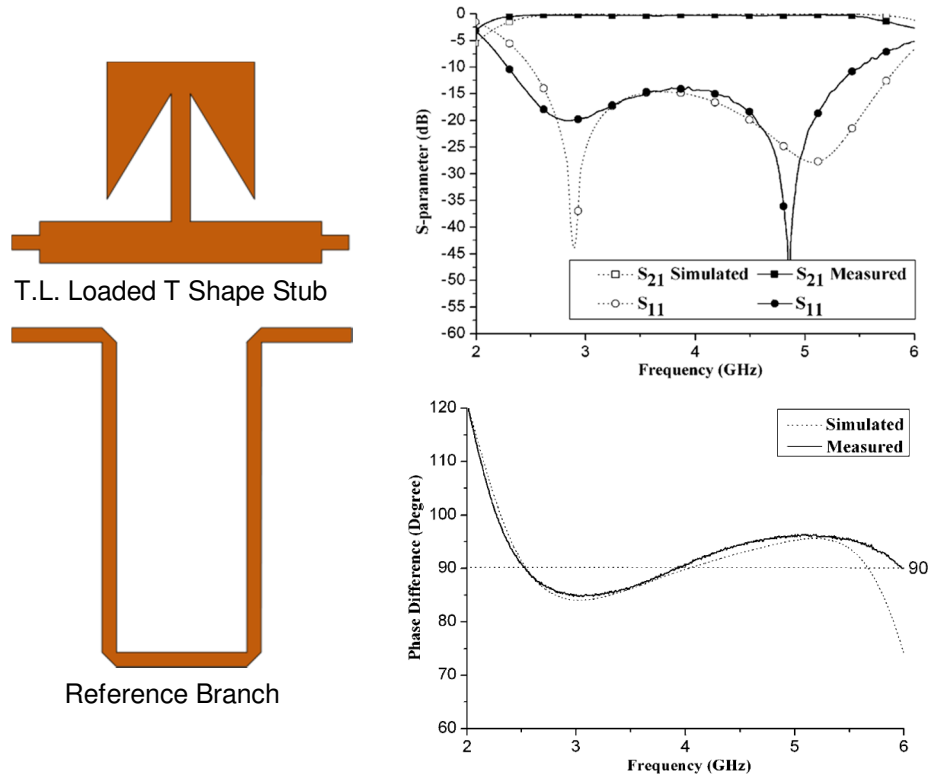


figura 4.6.- Desfasador línea de transmisión cargada con un stub en forma de T.

Otra estructura curiosa es la que se muestra en la figura 4.7 referenciada en [4.9] con la que también se obtiene un ancho de banda relativo elevado.

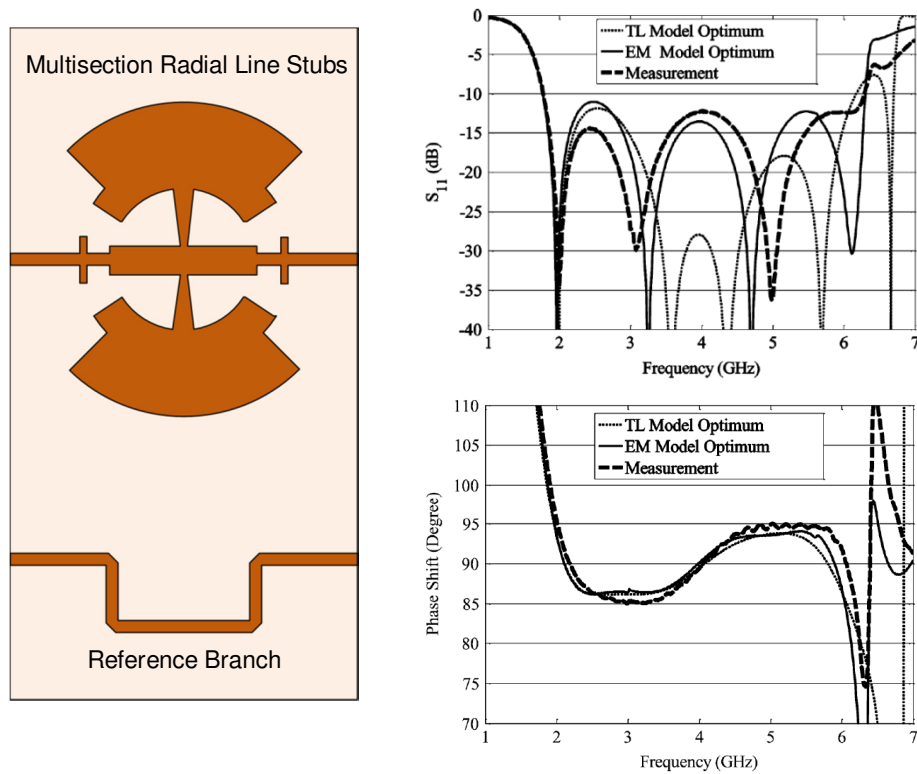
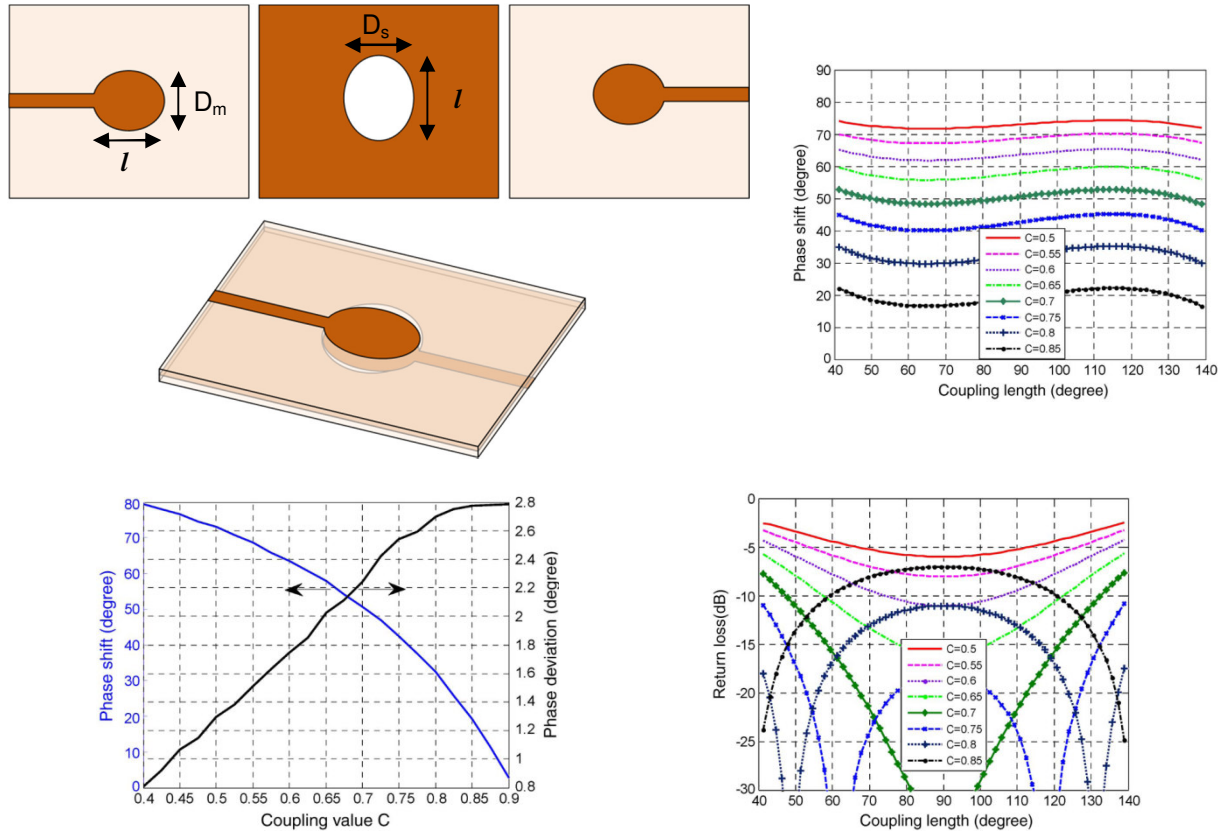


figura 4.7.- Desfasador línea de transmisión cargada con un par de stubs radiales multisección.



### 4.2.1.3.- Desfasador Estructuras Acopladas.

Existen otro tipo de estructuras a través de las cuales se puede conseguir una diferencia de fase, este desfase se consigue al pasar de un tipo de línea a otra o realizando estructuras multicapa, como se puede ver en la *figura 4.8*.



*figura 4.8.*- Desfasador multicapa microstrip-ranura-microstrip.

Esta estructura está compuesta por dos parches enfrentados tipo microstrip con forma elíptica ( $D_m$ ,  $l$ ), que están conectados a la entrada y la salida de la transición microstrip. Estos parches se encuentran enfrentados uno encima del otro, el acoplamiento entre estos parches se logra a través de una ranura también con forma elíptica ( $D_s$ ,  $l$ ), en el plano de tierra, que se encuentra en la capa metálica intermedia. La forma elíptica de la estructura acoplada, se elige debido a su capacidad para lograr un factor de acoplamiento ( $C$ ) casi constante a lo largo de un gran ancho de banda, lo que hace a su vez que la diferencia de fase sea constante. Todo el desarrollo de esta estructura viene detallado en [4.10]. En las gráficas que se presentan en la *figura 4.8*, se muestra que existe una relación inversa entre el factor de acoplo ( $C$ ) y la diferencia de fase ( $\Delta\phi$ ).

A partir de esta estructura, se han desarrollado otras similares en las cuales en lugar de utilizar un circuito multicapa con doble substrato, se emplea un circuito de doble cara con un único substrato. La configuración de este desfasador se presenta en la *figura 4.9*. Esta estructura, se puede catalogar como una distribución acoplada de banda ancha de dos secciones microstrip – coplanar (CPW). Estas dos secciones están conectadas entre sí a través de una longitud corta de CPW en la capa inferior, y se utilizan para lograr una estructura uniplanar (puertos de entrada y de salida en la misma capa), además de incrementar el rango diferencia de fase alcanzable. La forma elíptica de la estructura acoplada, como en el caso anterior, se utiliza debido a su capacidad para

lograr un factor de acoplamiento casi constante a lo largo de una banda ancha. El desarrollo de esta estructura se describe en [4.11].

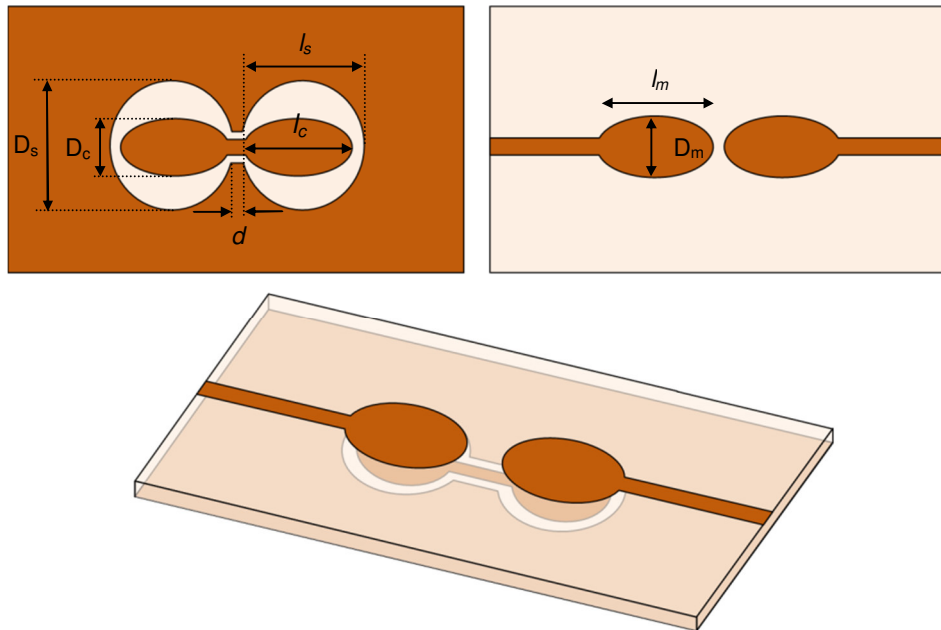


figura 4.9.- Desfasador doble cara microstrip-coplanar-microstrip.

Una nueva propuesta se describe en [4.12], cuya estructura se muestra en la figura 4.10. Esta estructura es similar a la mostrada anteriormente, el circuito propuesto consta de dos parches de tipo coplanar (CPW) uno enfrentados, uno situado en la metalización superior y otro en la inferior del mismo sustrato, conectados a los puertos de entrada y salida a través de una línea coplanar de 50 Ohm. Los dos parches están fuertemente acoplados. El desfase como en el caso anterior se obtiene con referencia a una línea coplanar de 50 Ohm de una longitud de referencia. Como en el caso anterior, el factor de acoplo (C) se emplea como parámetro para controlar el desfase entre las estructuras.

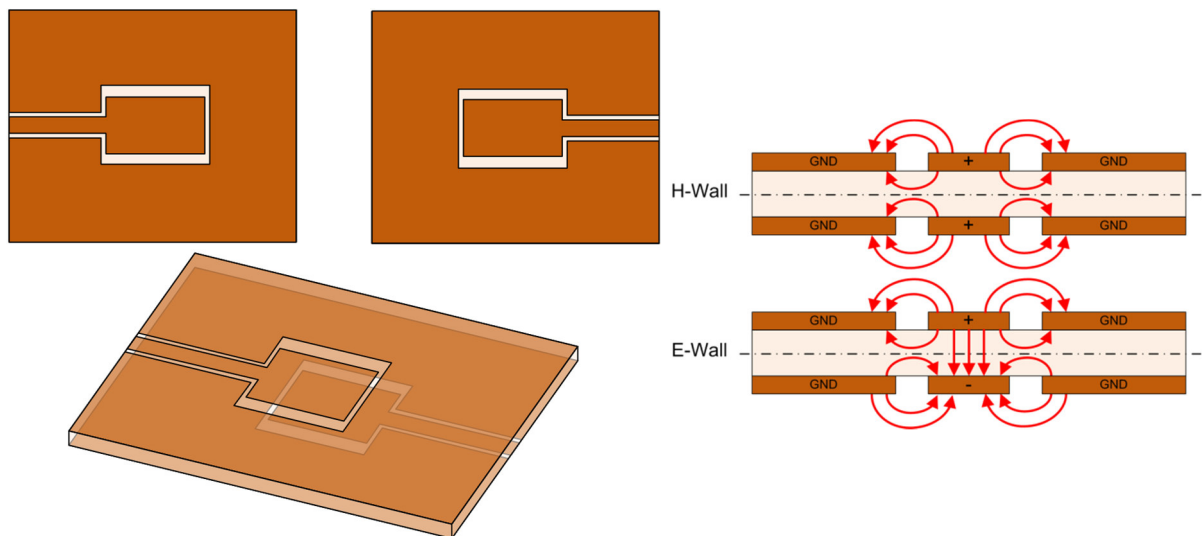


figura 4.10.- Desfasador doble cara coplanar.

Otra estructura que cabe destacar es la que se muestra en la figura 4.11 que consiste en una doble transición microstrip – slot – microstrip [4.13], de forma que se obtiene una diferencia de fase constante, con respecto a una línea microstrip que actúa como referencia, de banda ancha en un

solo substrato empleando las dos caras. En este caso el desfase se consigue debido a que la velocidad de propagación de una señal por una línea microstrip es diferente a la que se propaga por una línea slot, de forma que se obtienen grandes anchos de banda. El giro de la parte microstrip de  $180^\circ$ , lo único que introduce es una diferencia de fase de  $180^\circ$  con respecto al desfasador de la izquierda, debido al cambio de los campos en la transición.

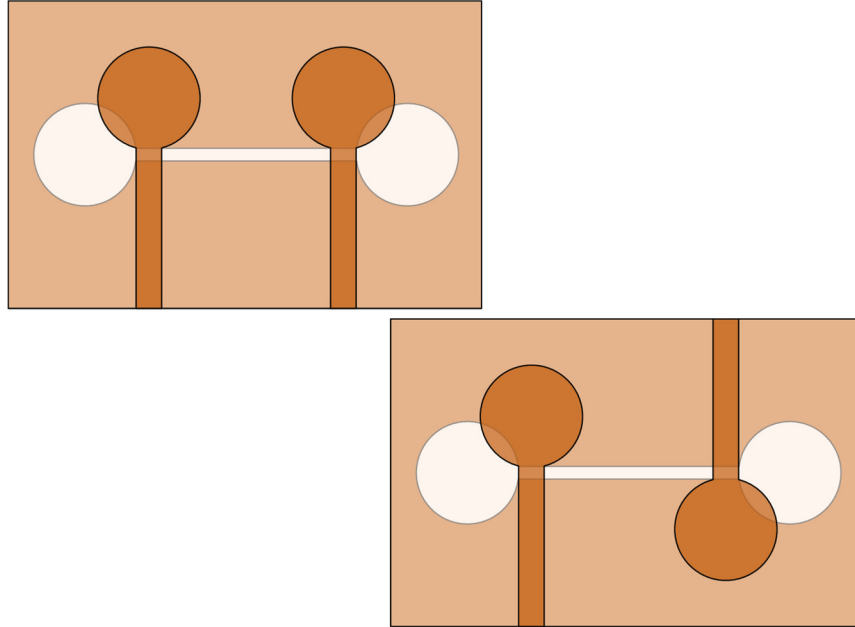


figura 4.11.- Desfasador doble cara microstrip-slot-microstrip.

En estas estructuras, llamadas transición en fase (izquierda) e inversora de fase (derecha), las secciones microstrip y slot terminan en un corto circuito (microstrip) y en un abierto (slot) virtuales. En este desfasador, también se emplea como línea de referencia una línea microstrip.

## 4.2.2.- Desfasadores en Guía de Onda.

### 4.2.2.1.- Desfasador Superficies Dieléctricas.

**E**ste tipo de desfasador está compuesto por una guía de onda en cuyo interior se encuentra incrustada una plancha dieléctrica (a lo largo del eje  $y$ ), mecanizada con pequeños peldaños, que actúan como transformador de impedancias. Esta estructura se muestra en la figura 4.12. En [4.14] se profundiza sobre las características y el método de diseño.

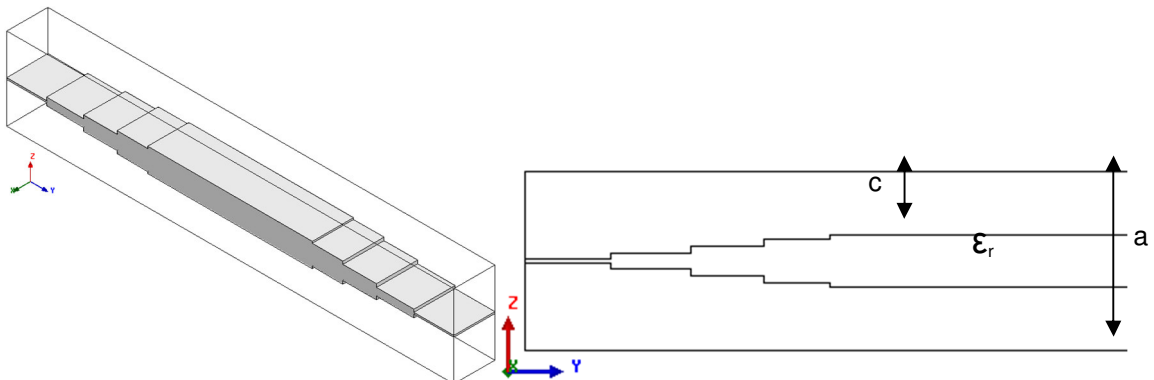
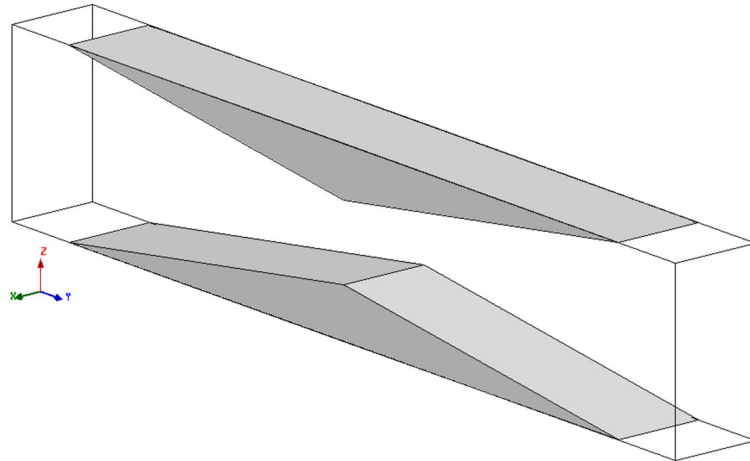


figura 4.12.- Desfasador en guía de onda empleando dieléctrico escalonado, transformador con 4 secciones.

El desplazamiento de fase relativo, es ajustable mecánicamente entre 0 y aproximadamente 360 grados en la frecuencia media de la banda, realizando un desplazamiento lateral del “bloque dieléctrico” (parámetro  $c$ , dirección eje  $z$ ).

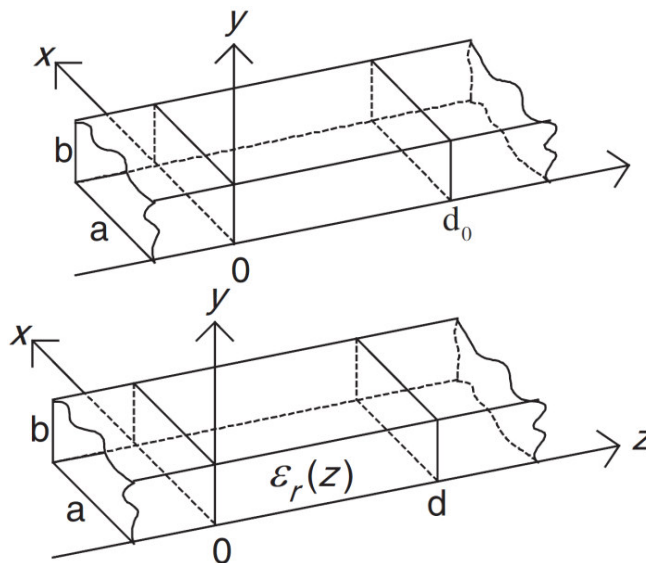
Más adelante se propuso otro tipo de desfasador basado también en colocar unas placas dieléctricas en el interior de la guía [4.15], tal y como se puede ver en *figura 4.13*. Mejorando los resultados del desfasador anterior, pero en ambos casos se observa que este tipo de desfasador basado en sustrato dieléctrico no supera el 15% de ancho de banda, por lo que se consideran de banda estrecha.



*figura 4.13.-* Desfasador en guía de onda empleando doble placa de dieléctrico.

Por último en este tipo de desfasadores, se puede catalogar el que se referencia en [4.16]. Esta estructura está basada en una guía de onda rellena longitudinalmente de un dieléctrico no homogéneo a lo largo de una guía de onda uniforme.

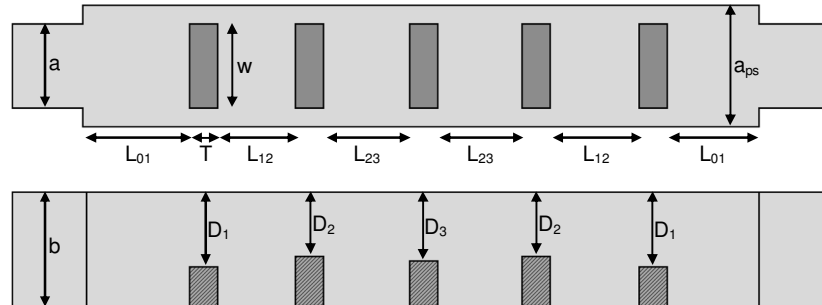
La estructura propuesta, *figura 4.14*, se compone de una guía de onda de dimensiones  $a \times b$  y una longitud  $d$ , que se ha relleno longitudinalmente con un dieléctrico no homogéneo  $\epsilon_r(z)$  o varias capas finas de dieléctrico, consiguiendo que la diferencia de fase entre el punto inicial y final de la guía de onda es una expresión en función de la frecuencia  $\phi(f)$ , de forma que se puede obtener una diferencia de fase entre las dos guías constante, pero su ancho de banda no supera el 8 %.



*figura 4.14.-* Desfasador en guía de onda empleando dieléctrico no homogéneo.

### 4.2.2.2.- Desfasador con Corrugaciones.

**E**n este apartado se muestran algunas de las referencias de desfasadores basados en corrugaciones, como puede ser [4.17]. La estructura descrita en esta referencia se puede ver en la *figura 4.15*, en la *figura 2.30* se muestran las dimensiones del diseño.



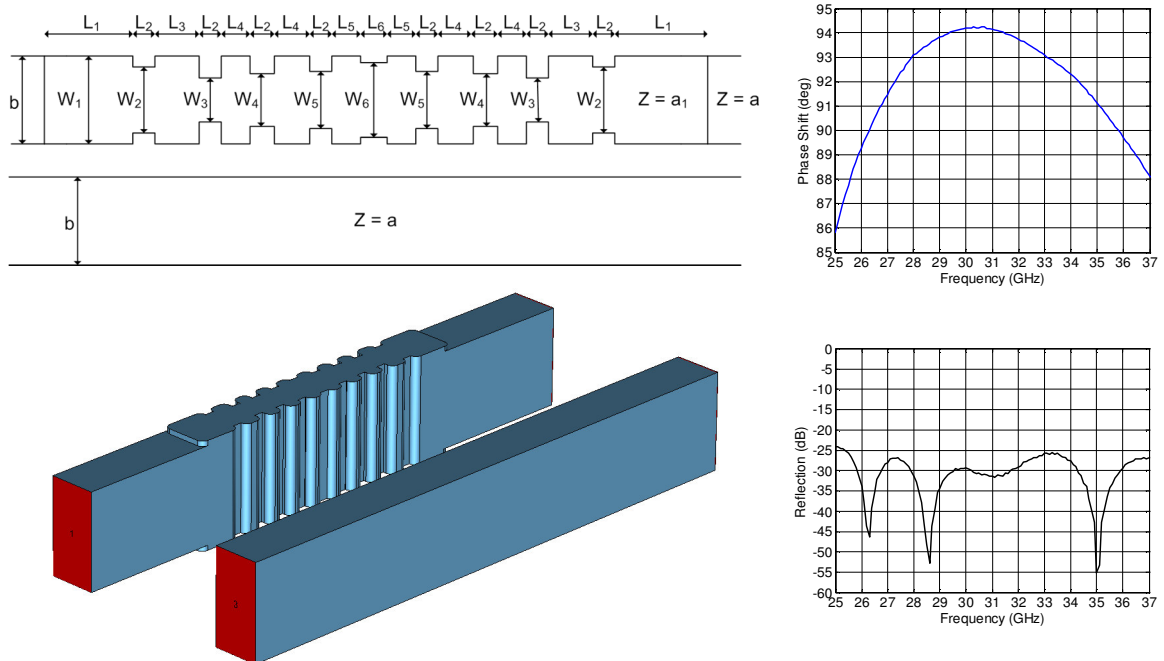
*figura 4.15.-* Desfasador en guía de onda corrugada para WR-75.

Dimensiones					
Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
a	19,00	L <sub>01</sub>	8,14	D <sub>1</sub>	7,39
a <sub>ps</sub>	22,90	L <sub>12</sub>	3,36	D <sub>2</sub>	6,76
b	9,05	L <sub>23</sub>	3,19	D <sub>3</sub>	6,85
W	5,70	T	2,00		

*tabla 4.1.-* Dimensiones del desfasador en guía corrugada WR-75.

Esta estructura se basa en compensar el efecto inductivo que tiene la guía de onda referencia (WR-75), mediante corrugaciones o discontinuidades que introducen un efecto capacitivo, esta topología tiene otro factor que ayuda a igualar la fase en la banda, que es disminuir la frecuencia de corte de la sección capacitiva aumentando la dimensión a ( $a_{ps}$ ).

Otra estructura similar se implementó recientemente en nuestro grupo, en la banda Ka, obteniendo buenos resultados *figura 4.16* y cuyas dimensiones se muestran en *tabla 4.2*.



*figura 4.16.-* Desfasador en guía de onda corrugada para banda Ka.

Dimensiones					
Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
a	7,10	W <sub>3</sub>	2,06	L <sub>2</sub>	0,70
a <sub>1</sub>	7,84	W <sub>4</sub>	2,18	L <sub>3</sub>	1,50
b	3,56	W <sub>5</sub>	2,48	L <sub>4</sub>	1,20
W <sub>1</sub>	3,56	W <sub>6</sub>	2,84	L <sub>5</sub>	1,18
W <sub>2</sub>	2,58	L <sub>1</sub>	3,30	L <sub>6</sub>	0,74

tabla 4.2.- Dimensiones del desfasador en guía corrugada banda Ka.

### 4.2.2.3.- Desfasador con Stubs.

Como se presentó en los desfasadores sobre substrato, se pueden realizar desfasadores empleando stubs sobre cualquier línea de transmisión. De forma similar se puede realizar en guía de onda, la única desventaja que se puede encontrar es que la longitud de la línea de referencia es mayor que la que se usa para desfasar [4.18], esta estructura se muestra en la figura 4.17.

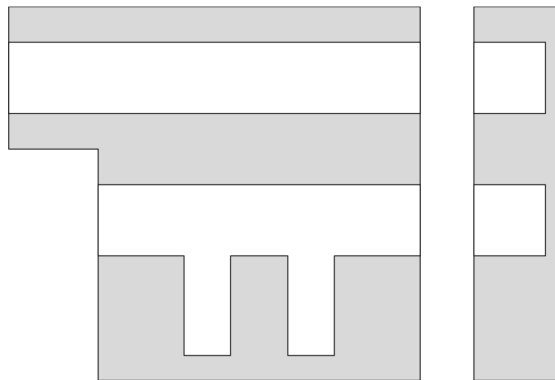


figura 4.17.- Desfasador en guía de onda basado en stubs.

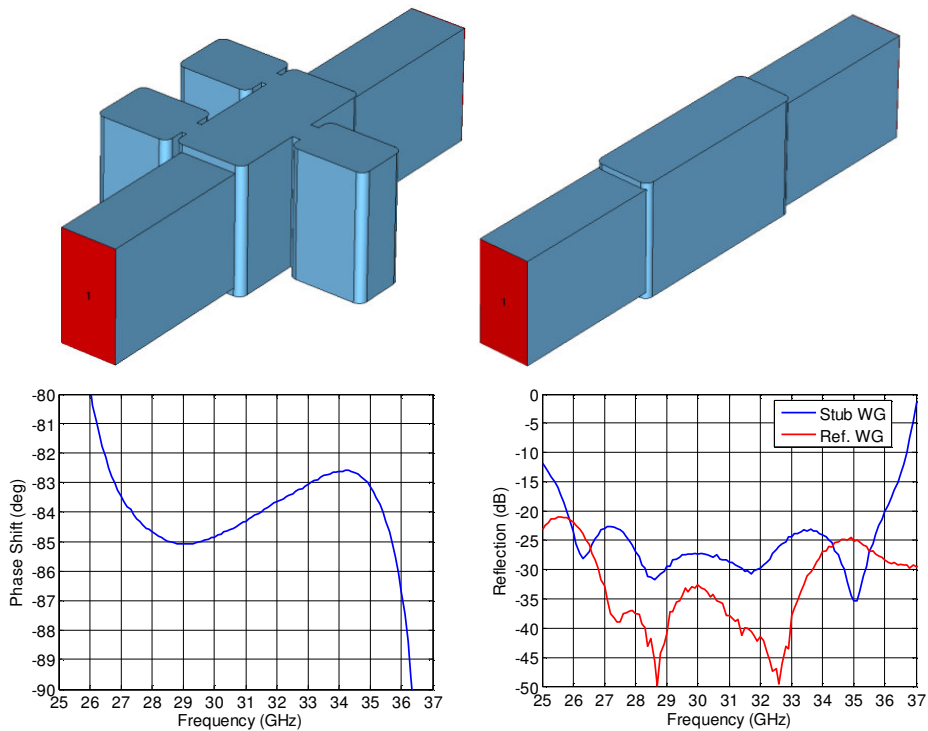
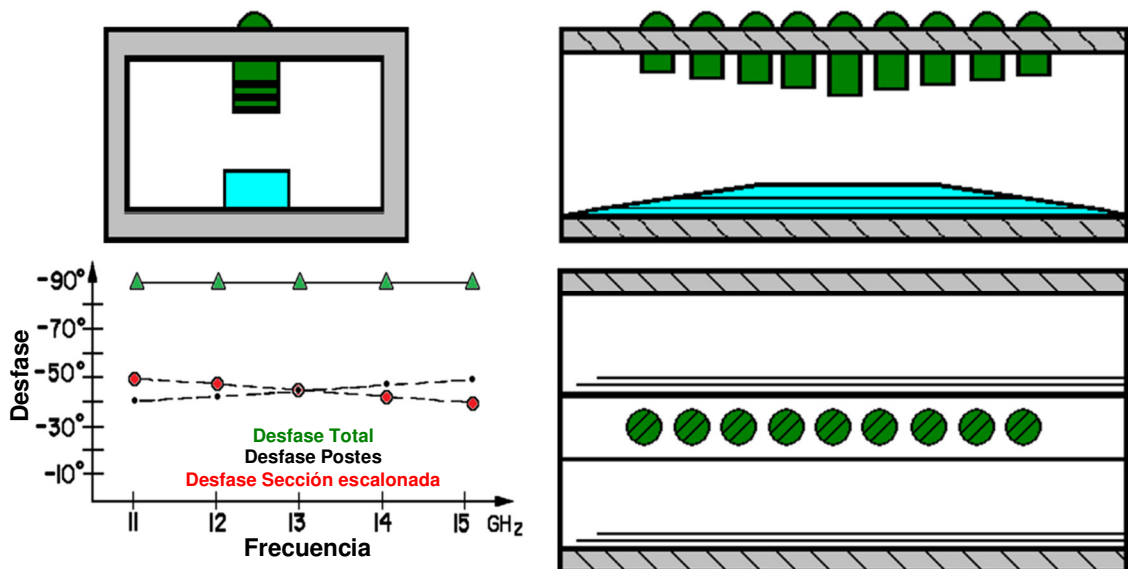


figura 4.18.- Desfasador en guía de onda con stubs para banda Ka.

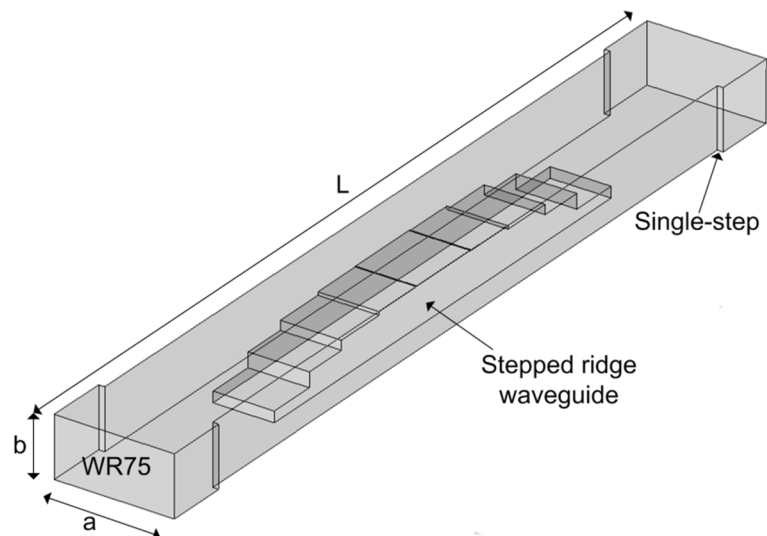
Dentro del grupo de microondas de la universidad se desarrollo un desfasador de similares características mostrado en *figura 4.18*, para aumentar el ancho de banda del desfasador, se realizan modificaciones también en la guía de onda empleada como referencia. En este caso los resultados obtenidos no fueron tan buenos debido a la complicación de la mecanización.

#### 4.2.2.4.- Desfasador Ridge.

Este tipo de desfasadores, se encuentra descrito en [4.19]. Como se puede ver en la *figura 4.19* anteriores el desfasador diferencial está formado por una guía de onda de sección rectangular, este desfasador cuenta con una estructura situada en la parte superior de la guía (marcada en verde en la figura) y otra estructura situada en la cara inferior de la guía de onda (marcado en azul en la figura), donde la estructura superior está compuesta por una serie de 'postes' que salen de la parte superior de la guía de onda hacia su interior, y la estructura desfasadora inferior está formada por una estructura con forma escalonada, es decir que la serie de 'postes' y el estructura 'escalonada' están colocados diametralmente opuestos.



*figura 4.19.-* Desfasador tipo ridge en guía de onda, doble sección.



*figura 4.20.-* Desfasador tipo ridge en guía de onda, sección simple.



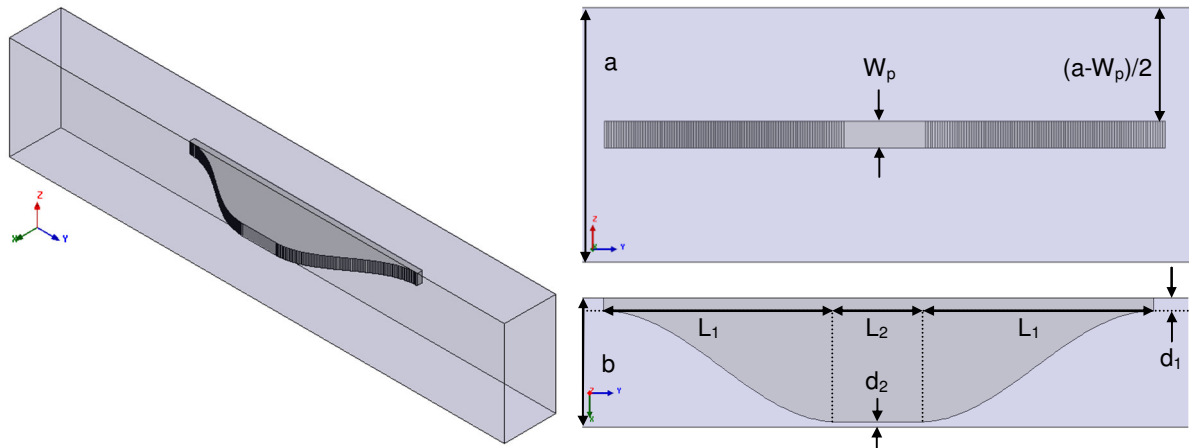
Otra estructura similar se ha desarrollado recientemente en un proyecto fin de carrera del departamento [4.20], cuya estructura del circuito propuesto se muestra en la siguiente *figura 4.20*, ésta consiste en una guía de onda en la cual se inserta una sección escalonada tipo ridge.

Esta estructura posibilita de trabajar en un amplio ancho de banda, con pérdidas de retorno y errores en el desfase extremadamente bajos.

### 4.3.- Diseño de Desfasadores.

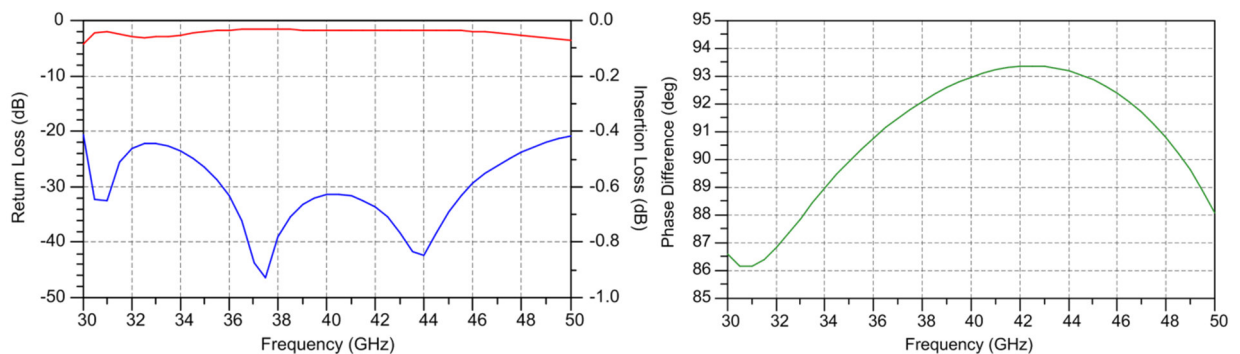
#### 4.3.1.- Desfasador 90° Guía de Onda.

El diseño de este desfasador está basado en el concepto del último desfasador mostrado en la *figura 4.20*. En este caso se decide realizar este tipo de desfasador, pero en lugar de emplear una sección ridge escalonada, se opta por utilizar una sección suave en forma senoidal, tal y como se muestra en la *figura 4.21*.



*figura 4.21.-* Desfasador tipo ridge senoidal en guía de onda.

El diseño se realiza en la banda de 30 a 50 GHz, por lo que se emplea la guía de onda WR-22 ( $b=2,85\text{mm}$ ;  $a=5,7\text{mm}$ ). La estructura que se introduce en la guía es metálica y tiene forma senoidal, por lo que para optimizar los resultados se variarán las dimensiones ( $d_1$ ,  $d_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  y  $W_p$ ) que se muestran en la figura anterior. El desfase está referenciado a una guía de onda estándar WR-22 de la misma longitud.



*gráfica 4.1.-* Respuesta del desfasador tipo ridge senoidal en guía de onda (RL — , IL — ).

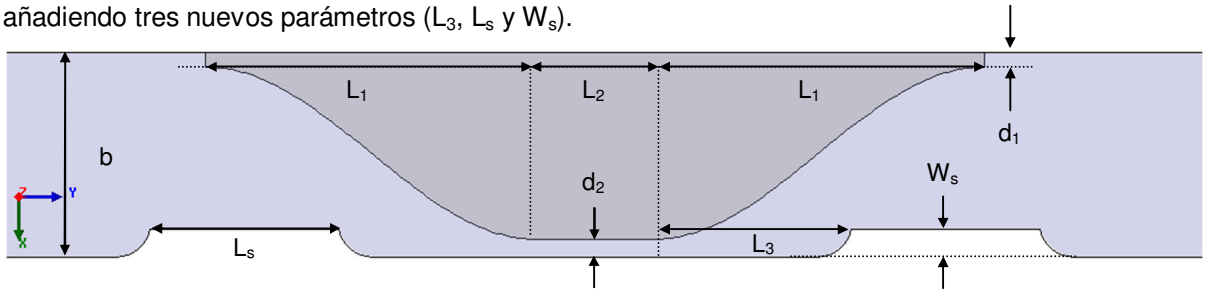


En la *gráfica 4.1* se presentan los resultados obtenidos para la optimización con HFSS, donde se observa que se tienen unas bajas pérdidas de inserción y una adaptación mejor de 20 dB en toda la banda, para la rama desfasadora. El desfase conseguido con respecto a la rama referencia está centrado más o menos en  $90^\circ$ , obteniendo un máximo error de  $4^\circ$  en valor absoluto. En la *tabla 4.3* se muestran los valores de los parámetros obtenidos en la optimización mediante HFSS, podemos ver que son dimensiones muy críticas, por lo que se decide re-optimizar el diseño.

Dimensiones	
Parámetro	Valor (mm)
$W_p$	0,600
$d_1$	0,280
$d_2$	0,120
$L_1$	5,377
$L_2$	1,834

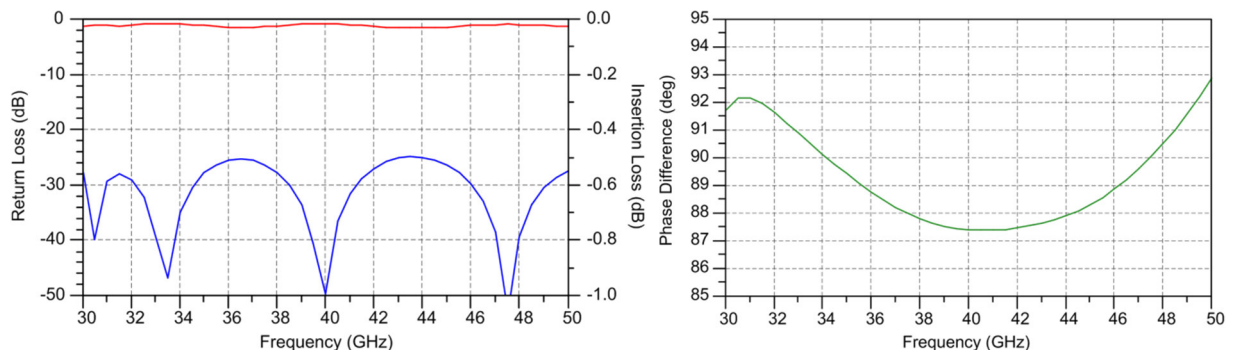
*tabla 4.3.*- Dimensiones de la pestaña senoidal optimizada con HFSS.

En una segunda propuesta se consigue reducir el error en fase y mejorar la adaptación en la banda de 30 a 50 GHz, introduciendo unos pequeños escalones en el interior de la guía tal y como se muestra en la siguiente fig. Se consideran los mismos parámetros que en el caso anterior añadiendo tres nuevos parámetros ( $L_3$ ,  $L_s$  y  $W_s$ ).



*figura 4.22.*- Desfasador tipo ridge senoidal con pestañas en guía de onda.

En la *gráfica 4.2* se presentan los resultados obtenidos para la optimización con HFSS, donde se observa que se tienen unas bajas pérdidas de inserción y una adaptación mejor de 25 dB en toda la banda, para la rama desfasadora. El desfase conseguido con respecto a la rama referencia está centrado más o menos en  $90^\circ$ , obteniendo un máximo error de  $2,5^\circ$  en valor absoluto. En la *tabla 4.4* se muestran los valores de los parámetros obtenidos en la optimización mediante HFSS. En este caso las dimensiones siguen siendo pequeñas pero no tan críticas como en el caso anterior.



*gráfica 4.2.*- Respuesta del desfasador tipo ridge senoidal con pestañas en guía de onda (RL —, IL —).

Dimensiones			
Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
$d_1$	0,206	$L_3$	1,608
$d_2$	0,244	$L_5$	2,782
$L_1$	4,645	$W_p$	0,600
$L_2$	1,608	$W_s$	0,387

tabla 4.4.- Dimensiones de la pestaña senoidal con pestañas optimizada con HFSS.

### 4.3.2.- Desfasador 180° Microstrip-WR-Microstrip.

El diseño de este desfasador está basado en un concepto simple, que consiste en cambiar la orientación del campo dentro de la guía de onda en el plano E, de forma que si se conservan las mismas longitudes eléctricas tanto en las secciones microstrip como en las secciones guía de onda, se consigue un desfase de 180°. Este concepto se ilustra en la figura 4.23, donde se puede ver que emplearemos las transiciones WR22 – microstrip diseñadas en el Capítulo2, sobre sustrato CLTE-XT.

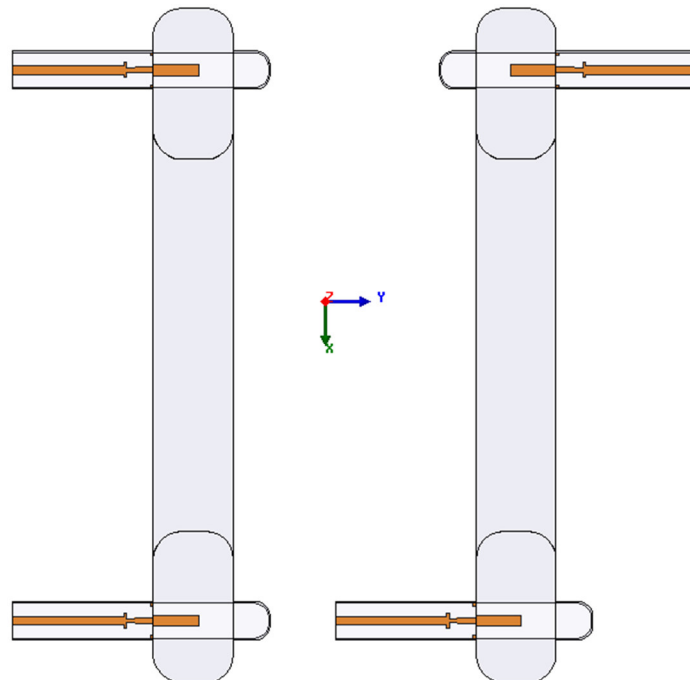


figura 4.23.- Concepto desfasador 180° microstrip – WR - microstrip.

Este desfasador se quiere utilizar para realizar un phase switch, por tanto los accesos microstrip deben estar todos situados en el mismo lado. En el caso del tramo de guía donde se realiza el desfase, vemos en la figura anterior que los accesos se encuentran en caras opuestas, por lo que debe plantearse otra estructura. La nueva estructura se muestra en la figura 4.24. En este caso se ha introducido un tramo curvo con un radio R, de forma que los accesos del tramo de guía que realiza el desfase de 180°, se encuentren en el mismo plano.

Optimizando las longitudes de los tramos microstrip de 50 Ohm ( $L_{c1}$ ,  $L_{c2}$ ,  $L_{c3}$ ,  $L_{c4}$  y  $L_{c5}$ ) y de ambos tramos de guía de onda ( $L_{w1}$ , R y L), de tal forma, que se cumpla la distancia d que se muestran en la figura 4.24, se puede lograr obtener un desfase de 180° con un error de  $\pm 2,5^\circ$  con una buena respuesta en adaptación, tal y como se muestra en la gráfica 4.3.

Comprobando de esta forma que se puede compensar el exceso de línea microstrip de unos puertos con otros, entre los dos tramos del desfasador, obteniendo un desfase entre ambas ramas prácticamente constante. Una vez realizada la optimización del circuito, se obtienen los parámetros de la *tabla 4.5*, que proporcionan los resultados que se muestran en la *gráfica 4.3*, en los que se puede comprobar que la respuesta del dispositivo es satisfactoria en toda la banda de 30 a 50 GHz, con bajas pérdidas de inserción, pérdidas de retorno mejores de 25 dB y un rizado en la fase de  $\pm 2,5^\circ$  centrado en  $180^\circ$ .

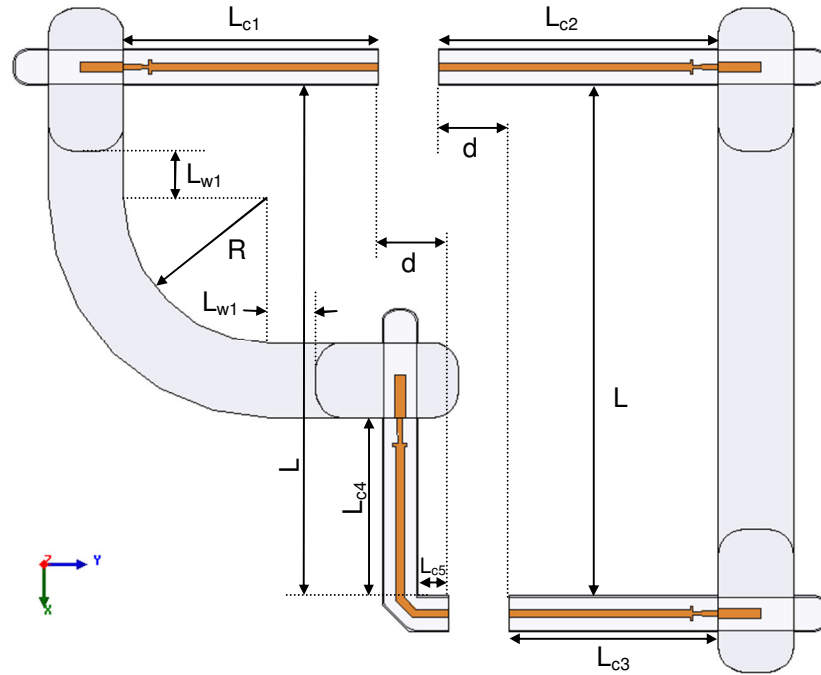
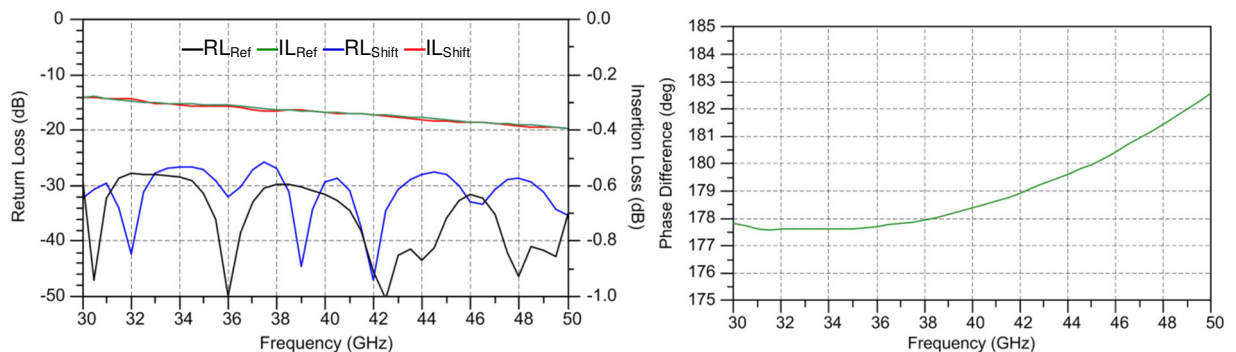


figura 4.24.- Desfasador  $180^\circ$  microstrip – WR - microstrip.

Dimensiones					
Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
$L_{c1}$	9,610	$L_{c4}$	1,158	L	19,300
$L_{c2}$	10,560	$L_{c5}$	6,695	d	2,660
$L_{c3}$	7,900	$L_{w1}$	1,425	R	5,554

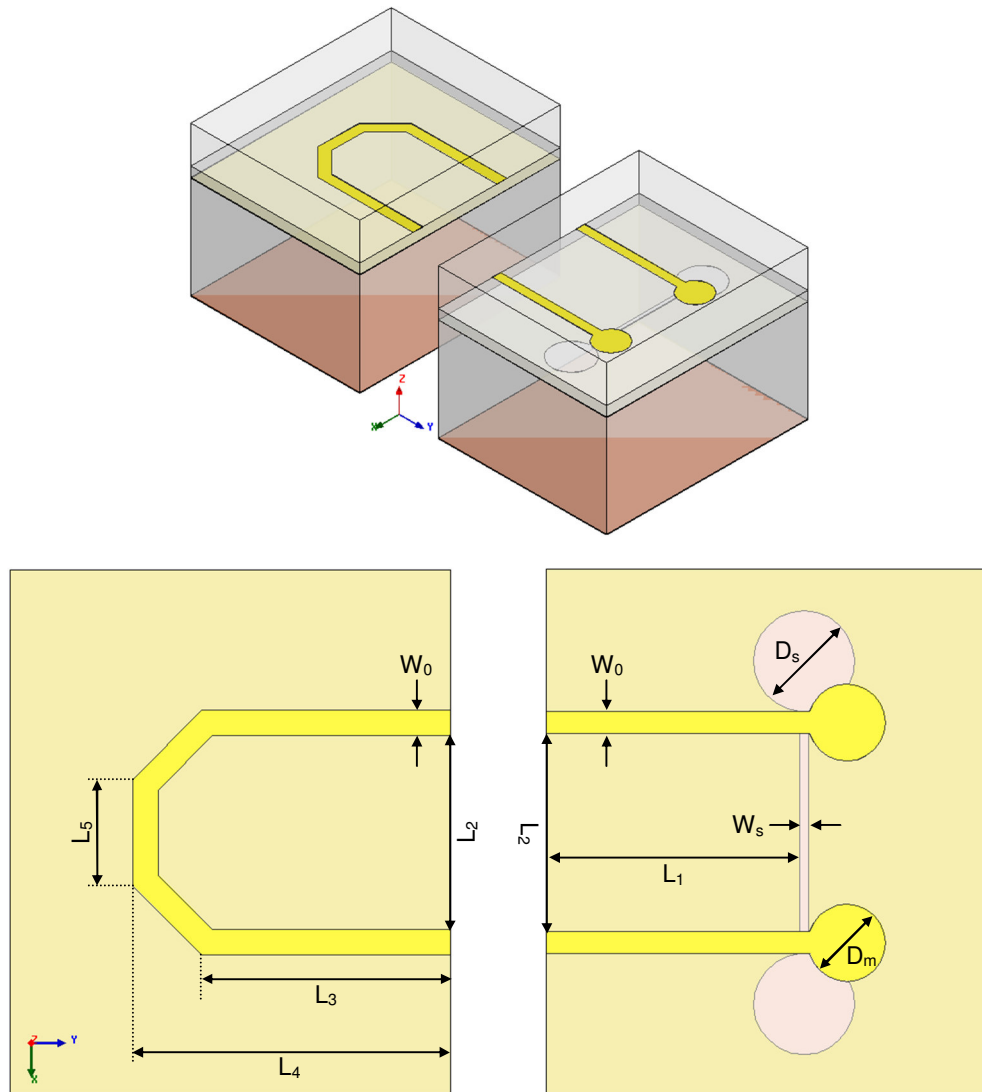
tabla 4.5.- Dimensiones del desfasador  $180^\circ$  microstrip – WR22 - microstrip optimizado con HFSS.



gráfica 4.3.- Respuesta del desfasador  $180^\circ$  microstrip – WR – microstrip, optimizadas las dimensiones.

### 4.3.3.- Desfasador 980° Microstrip-Slot-Microstrip.

Por último se realiza el diseño de un desfasador de 90° basándonos en la estructura que se muestra en [4.13]. En la *figura 4.25* se muestra la configuración resultante así como las variables del circuito optimizado con HFSS, en la banda de 20 a 50 GHz. Para realizar este circuito se ha empleado como sustrato alúmina ( $h = 10$  mils;  $\epsilon_r = 9,9$ ;  $\tan\delta = 10^{-4}$  y  $t = 3 \mu\text{m}$ ), sobre un sustrato de foamclad ( $h = 102$  mils;  $\epsilon_r = 1,15$ ;  $\tan\delta = 2 \cdot 10^{-3}$  y  $t = 17,5 \mu\text{m}$ ).



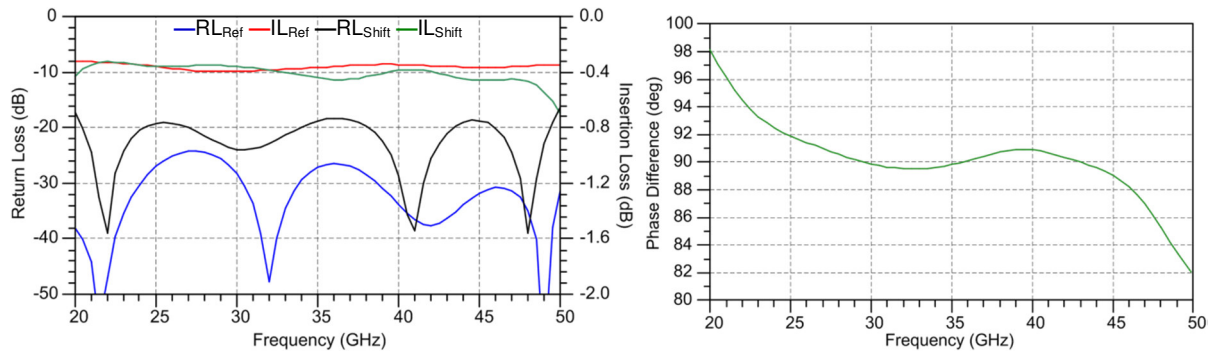
*figura 4.25.-* Desfasador 90° microstrip – slot – microstrip [4.13].

Dimensiones					
Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
L <sub>1</sub>	2,312	L <sub>4</sub>	2,940	W <sub>s</sub>	0,087
L <sub>2</sub>	1,958	L <sub>5</sub>	1,035	D <sub>m</sub>	1,490
L <sub>3</sub>	2,265	W <sub>0</sub>	0,254	D <sub>s</sub>	1,950

*tabla 4.6.-* Dimensiones del desfasador 90° microstrip – slot – microstrip [4.13], optimizadas con HFSS.

Con estos parámetros se obtiene la respuesta que se muestra en la *gráfica 4.4*, donde se puede ver que se consiguen unas pérdidas de inserción muy bajas, con un buen equilibrio entre ambas ramas, un buen comportamiento con respecto a las pérdidas de retorno y un rizado en fase

de  $\pm 8^\circ$  centrados en  $90^\circ$  en la banda de 20 a 50 GHz, lo que traduce en un ancho de banda relativo de aproximadamente 86% (30 GHz de ancho de banda centrados en 35 GHz).



gráfica 4.4.- Respuesta del desfasador del desfasador  $90^\circ$  microstrip – slot – microstrip [4.13], optimizadas las dimensiones.

## 4.4.- Diseño del Chasis.

Tras realizar el diseño de los diferentes desfasadores en guía de onda, como son el desfasador de  $90^\circ$  empleando una ridge tipo senoidal y el desfasador microstrip – WR-22 - microstrip, se realiza el diseño de cada una de las cajas o chasis, donde se implementará dichos desfasadores. Para realizar este diseño se emplea al igual que en el caso de las transiciones el programa de Autodesk Inventor, un programa en el que se puede realizar el diseño de la caja en 3D y del que se pueden obtener los planos directamente de cada pieza, haciendo más sencilla la caracterización de las partes del chasis.

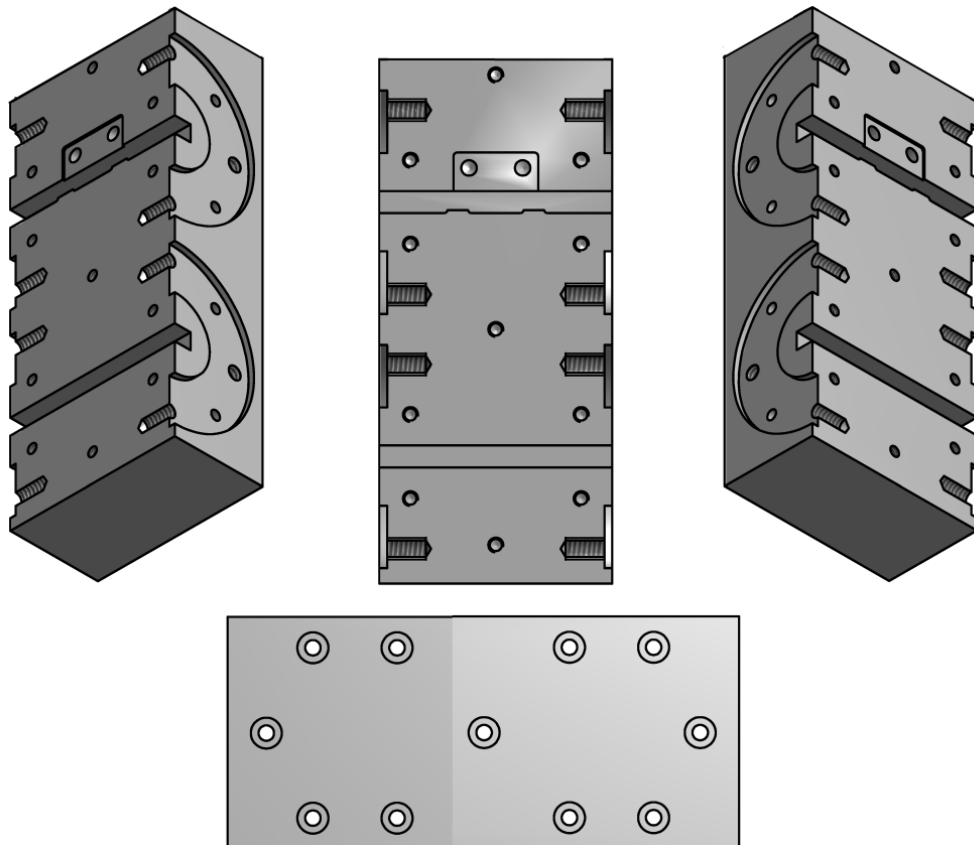


figura 4.26.- Vista 3D de la parte superior del chasis del desfasador  $90^\circ$ , con ridge senoidal.

En este caso solamente se muestra la parte superior del chasis del desfasador, puesto que es una pieza simétrica. Se puede ver en la estructura de la figura 4.26, que existe un pequeño rebaje con un par de agujeros centradores, en la guía donde se colocará la pestaña senoidal. Esto es debido a que el mecanizado de la pestaña senoidal, se realizará con la máquina de drilling con una placa de cobre de 600  $\mu\text{m}$  de espesor. El montaje se realizará ajustando esta pestaña con centradores en la hendidura donde se situará esta pestaña, de forma que resulte un montaje sencillo y barato.

En el "Anexo I" se adjuntan los planos de las piezas diseñadas, que realizamos con el programa Inventor.

## 4.5.- Caracterización del Desfasador.

En este apartado se presenta la caracterización del desfasador de  $90^\circ$ , realizado mediante el ridge senoidal y las dos pestañas en la guía de onda desfasadora. Para realizar la caracterización de este dispositivo se dispone en el laboratorio de un analizador vectorial de redes (Modelo PNA E8364A) que puede medir hasta 50 GHz, dos cables coaxiales de calibración en 2,4mm (Modelo 85133-60017) y el kit de calibración en guía de onda rectangular de la banda Q (Modelo Q11644A). De forma que montamos el sistema de medida que se muestra en la siguiente figura.

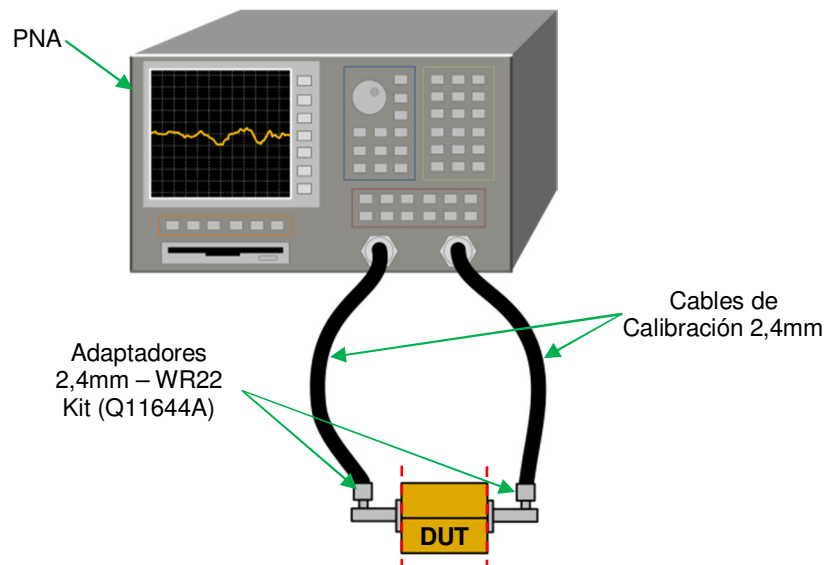


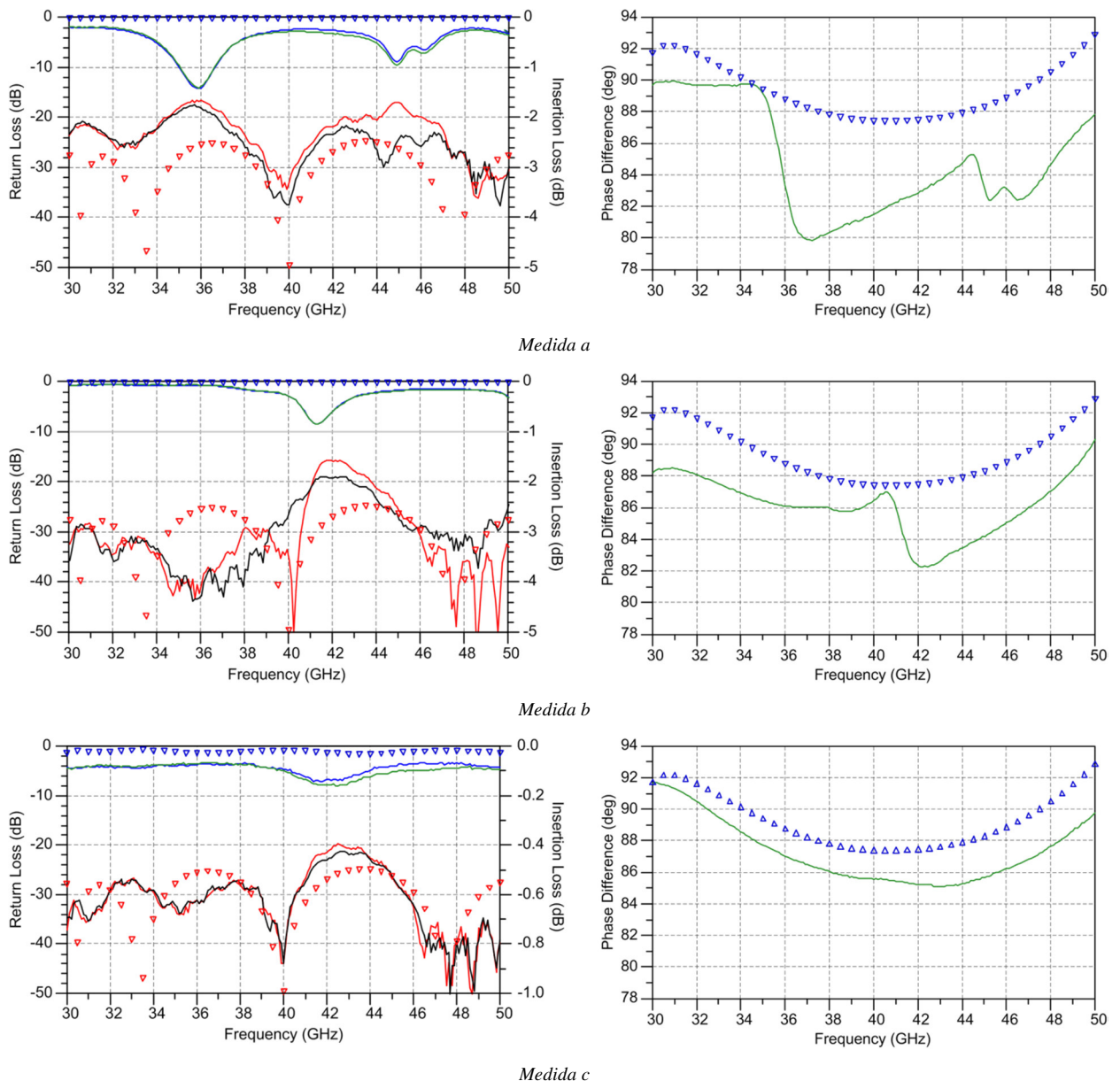
figura 4.27.- Sistema de medida de las transiciones WR22 – microstrip. (--- Planos de calibración).

Antes de realizar cualquier medida, lo primero que se debe hacer es configurar el PNA y su posterior calibración, de forma que se descuenten todos los efectos introducidos por los componentes del sistema de medida que no deseamos tener en cuenta en la medida, de forma que el plano de calibración quede establecido en el plano de conexión del DUT (Device Under Test), tal y como se muestra en la figura 4.27. El tipo de calibración realizado ha sido tipo TRL (Thru, Reflect, Line) entre 30 y 50 GHz, aunque el kit de calibración esté especificado entre 33 y 50 GHz que es el rango de frecuencias que corresponde a la banda Q, éste está definido de 30 a 50 GHz. Cuando el proceso de calibración ha terminado, se comprueba que esta calibración es correcta observado la respuesta de uno de los estándares, por ejemplo la respuesta del Thru, en la respuesta de un Thru no debe aparecer ningún pico extraño. Además para que ésta sea buena los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  deben encontrarse dentro del rango de  $\pm 0,1\text{dB}$ .



Una vez ya montado el sistema de medida y realizada su calibración, se procede a efectuar la correspondiente caracterización del desfasador, en estas medidas no se representan las pérdidas de retorno e inserción de la guía de onda de referencia, puesto que son muy buenas.

Al realizar la medida, en un primer lugar nos encontramos una dos pequeñas resonancias, tal y como se muestra en la *gráfica 4.5 medida a*, esto es debido a que no existe un contacto perfecto entre la placa metálica de cobre y el chasis de la guía, por lo que se decide mejorar este contacto introduciendo una lámina de indio, que es un material blando y maleable. De esta forma se observa que existe una mejora en la respuesta *gráfica 4.5 medida b*, finalmente se introduce lamina de indio en ambos lados de la placa de cobre de forma que se obtiene la respuesta de la *gráfica 4.5 medida b* que es lo mejor que se consigue.



*gráfica 4.5.-* Respuesta del desfasador del desfasador 90° guía de onda, ridge senoidal. (Tramo continuo medida, triángulos simulación)

Se ha conseguido reducir esta resonancia, pero se observa que si se consigue que este contacto se bueno, el desfase que se puede conseguir es prácticamente el simulado.

Por tanto, se ha conseguido diseñar y caracterizar un desfasador de  $90^\circ$  con una respuesta muy buena en toda la banda de 30 a 50 GHz, adaptación mejor de 20 dB en toda la banda, bajas pérdidas de inserción y un rizado en fase máximo de  $5^\circ$ . Este desfasador es fácil de fabricar, pero nos encontramos el inconveniente del contacto eléctrico.

## 4.6.- Conclusiones Capítulo 4.

**E**n este capítulo se ha hecho un repaso de las diferentes métodos existentes hasta el momento en la bibliografía para realizar desfasadores diferenciales recíprocos, ya sea bien sobre substrato o en guía de onda. Se ha realizado el diseño mediante simulación electromagnética de tres desfasadores diferentes, obteniendo una buena respuesta en la banda de 30 a 50 GHz en el caso de emplear guías de onda, e incluso de 20 a 50 GHz empleando estructuras acopladas microstrip – slot – microstrip.

Por último se ha realizado la caracterización de del desfasador en guía de onda de  $90^\circ$ , obteniendo unos buenos resultados en la banda de 30 a 50 GHz, unas pérdidas de retorno mejores de 20 dB, bajas pérdidas de inserción menores de 0,1 dB y un desfase centrado en  $90^\circ$  con un error máximo de  $5^\circ$ . Obteniendo así un ancho de banda relativo del 50%.

## 3.6.- Bibliografía Capítulo 4.

[4.1].- Schiffman, B. M., “A New Class of Broadband Microwave 90-Degree Phase Shifters.” IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-6, pp. 232–237, April 1958.

[4.2].- Schiffman, B. M., “Multisection Microwave Phase Shift Network.” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-14, p.209, April 1966.

[4.3].- Eom, S.-Y., “Broadband 180 Bit Phase Shifter IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-14, p.209, April 1966. Using a  $\lambda/2$  Coupled Line and Parallel  $\lambda/8$  Stubs.” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, N° 5, pp. 228-230, May 2004.

[4.4].- H. Oraizi and A. Shamsafar, “Optimum Design of Modified Schiffman Multisection Wideband Differential Phase Shifter with Impedance Matching.” Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 29, pp 1-16, 2012.

[4.5].- X. Tang and K. Mouthaan, “Design of a UWB Phase Shifter Using Shunt  $\lambda/4$  Stubs.” Microwave Symposium Digest, pp. 1021-1024, June 2009.

[4.6].- G.-J. Sung, “Broadband  $90^\circ$  Phase Shifter Using Two Short Stubs.” IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), pp. 464-467, Jan 2010.

[4.7].- X. Tang and K. Mouthaan, “Phase-Shifter Design Using Phase-Slope Alignment With Grounded Shunt  $\lambda/4$  Stubs.” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 58, N° 6, pp. 1573-1583, June 2010.

[4.8].- S. Y. Zheng, W. S. Chan, and K. F. Man, “Broadband phase shifter using loaded transmission line.” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 20, N°. 9, pp. 498–500, Sep. 2010.



[4.9].- S. -H. Yeung, Q. Xue, and K. -F. Man, "Broadband 90 Differential Phase Shifter Constructed Using a Pair of Multisection Radial Line Stubs." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 60, N° 9, pp. 2760-2767, Sept. 2012.

[4.10].- A. Abbosh, "Ultra-Wideband Phase Shifters." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, N° 9, pp. 1935-1941, Sep. 2007.

[4.11].- A. Abbosh, "Broadband Fixed Phase Shifters." IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 21, N° 1, pp. 22-24, Jan. 2011.

[4.12].- A. Abbosh, "Ultra-Wideband Phase Shifter Using Broadside-Coupled Coplanar Waveguide Structure." Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 54, N° 1, pp. 114-116, Jan. 2011.

[4.13].- Y. Wang, M. E. Bialkowski, and A. Abbosh, "Double Microstrip-Slot Transitions for Broadband Microstrip Phase Shifters." IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 22, N° 2, pp. 58-60, Feb. 2012.

[4.14].- F. Arndt, J. Bornemann, and R. Vahldieck, "Design of Multisection Impedance Matched Dielectric-Slab Filled Waveguide Phase Shifters." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-32, pp. 34-39, Jan. 1984.

[4.15].- F. Arndt, R. Frye, M. Wellnitz and R. Wirsing. "Double Dielectric Slab Filled Waveguide Phase Shifter." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 33, No. 5, pp. 373-381, May 1985.

[4.16].- M. Khalaj-Amirhosseini. "Wideband Differential Phase Shifters Using Waveguides Filled by Inhomogeneous Dielectrics." Progress In Electromagnetics Research Symposium, Beijing, China, pp. 1513-1516, March 2009.

[4.17].- A. Mediavilla, J. A. Pereda, O. González, A. Casanueva, J. Helszajn and R. Levy. "Differential Phase Shifters Using Corrugated, Ridge, and Fin Loaded Waveguides." International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 19, N° 5, pp 561-567, Sept 2009.

[4.18].- J. Dittloff, F Arndt and D Grauerholz. "Optimum Design of Waveguide E-Plane Stub-Loaded Phase Shifters." IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, N° 3, pp. 582-587, March 1988.

[4.19].- M.N.Wong, J. D. Steele. "Broadband waveguide phase shift", US. Patent Number 4,654,611, March 1987.

[4.20].- M.P. Lavín. "Ultra-Wideband Design of Compact Ridged Waveguide Differential Phase Shifters." Universidad de Cantabria, Julio 2012.

# Conclusiones

**E**l objetivo de este trabajo es diseñar y caracterizar, diferentes circuitos que se emplearán en el sistema receptor de muy bajo ruido del proyecto EPI, que trabaja en el rango de frecuencias de 35 a 47 GHz. Para ello se ha recabado información de las diferentes tecnologías y diseños existentes hasta el momento, realizando nuevos diseños en la banda de frecuencias deseada.

En primer lugar se ha recopilado información sobre el tipo de transiciones de guía de onda rectangular a línea microstrip existentes en la bibliografía. A partir de esta información recopilada, se han diseñado y desarrollado diferentes transiciones de guía de onda rectangular a línea microstrip, sobre substrato CLTE-XT de 5 mils, empleando parches con diferentes formas, obteniendo en todos los casos, unas pérdidas de retorno mejores de 20 dB así como unas bajas pérdidas de inserción (menores de 1 dB), en toda la banda de 30 a 50 GHz fijada por la frecuencia de corte de la guía de onda estándar WR-22. La caracterización de estas transiciones se ha realizado en configuración back to back.

Tras realizar el diseño de las transiciones WR – microstrip se ha recabado información sobre las diferentes tecnologías y métodos de realizar acopladores híbridos 3 dB / 180° de banda ancha. A partir de esta información, se ha realizado el diseño y caracterización de un acoplador híbrido 3 dB / 180° que cubra la banda de 35 a 47 GHz. En este caso se ha diseñado y caracterizado un dispositivo de este tipo que cubre el rango de frecuencias de 34 a 48 GHz, con unas pérdidas de inserción medias de 3, 5 dB (incluidos los 3 dB de acoplador) con un desequilibrio en amplitud de  $\pm 0,5$  dB, unas pérdidas de retorno en el peor caso de 13 dB, y un desfase centrado en 175,5° con un rizado de  $\pm 5^\circ$ .

Finalmente, se detallan diferentes desfasadores existentes en la literatura en tecnología tanto planar como en guía de onda. Se han diseñado tres desfasadores (uno de 180° y dos de 90°) empleando diferentes métodos y tecnologías. En el caso del desfasador de 180° se ha realizado un diseño sencillo empleando las transiciones desarrolladas en el capítulo 2 y tramos de guía de onda. Solamente se ha podido realizar hasta el momento el diseño, en el cual se han obtenido unos resultados muy bueno, una adaptación mejor de 25 dB, bajas pérdidas de inserción y un desfase de  $180^\circ \pm 2,5^\circ$  en toda la banda de 30 a 50 GHz. También se ha diseñado un desfasador de 90° en tecnología planar (microstrip – slot – microstrip), obteniendo una buena respuesta tanto en adaptación como en pérdidas de inserción, con un desfase de  $90^\circ \pm 8^\circ$  en la banda de 20 a 50 GHz. Por último se ha diseñado y desarrollado un desfasador en guía de onda tipo ridge senoidal, en el que se ha conseguido un proceso de fabricación menos costoso que el proceso convencional, con unos resultados aceptables en la banda de 30 a 50 GHz, pérdidas de retorno mejores de 20 dB, muy bajas pérdidas de inserción y un desfase de 90° con un error máximo en fase de 5°.

Como líneas futuras de este trabajo, queda por realizar diseños de los phase switches basados en este tipo de desfasadores, empleando elementos de conmutación. En el mercado se puede encontrar algún circuito monolítico, pero nos encontramos el problema de que debemos introducir hilos para realizar las conexiones, lo que nos genera desequilibrios en la fase, por lo que se están pensando nuevas estructuras que sean capaces de conmutar la señal y que sean todas integrables en un mismo circuito sin emplear este tipo de conexiones.

# **Anexo 1**

## **Planos de los Chasis**