

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR – LEGANÉS



MEMORIA DEL  
PROYECTO FIN DE CARRERA

**DIPLEXOR Y ANTENA  
EN TECNOLOGÍA  
MICROSTRIP GAP WAVEGUIDE**

AUTOR: Carlos Sánchez Cabello

TUTORA: Eva Rajo-Iglesias

Septiembre 2015

# Diseño de Diplexor y Antena en Tecnología Microstrip Gap Waveguide

© Carlos Sánchez-Cabello, Septiembre 2015

Algunos derechos reservados.

---



Grupo de Electromagnetismo Aplicado (GEA): <http://gea.tsc.uc3m.es/index.html>

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Carlos III de Madrid

Avda. Universidad 30, 28911 Leganés (Madrid), España



Este trabajo se distribuye bajo licencia **Creative Commons Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada 3.0 España (CC BY-NC-ND 3.0 ES)**. Usted es libre de copiar, distribuir y comunicar públicamente la obra bajo las siguientes condiciones: (i) —**Reconocimiento**— Usted debe atribuir el trabajo de la manera especificada por el autor o el licenciador (pero no de una manera que sugiera que tiene su apoyo o que apoyan el uso que hacen de su obra); (ii) —**No Comercial**— No se puede utilizar esta obra con fines comerciales, y; (iii) —**Sin Obra Derivada**— No se puede alterar, transformar o generar una obra derivada de esta. Cualquiera de estas condiciones puede no aplicarse si se obtiene el permiso del titular de los derechos de autor. Ver [http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es/deed.es\\_ES](http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es/deed.es_ES) para más detalles.

Esta es una edición de la obra para *e-Archivo*, el Repositorio Institucional de la Universidad Carlos III. Su publicación en el mismo, así en cuantas otras plataformas participe este repositorio, se halla autorizada expresamente por el autor conforme a los términos y requisitos dispuestos para la publicación electrónica de Proyectos Fin de Carrera disponibles en su web.

*A mi madre*



Título: DIPLEXOR Y ANTENA EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP GAP  
WAVEGUIDE

Autor: Carlos Sánchez Cabello

Tutora: Eva Rajo Iglesias

## EL TRIBUNAL

Presidente:

*José Luis Vázquez Roy – (Dpto. T<sup>a</sup> de la Señal y las Comunicaciones)*

Secretario:

*Luis Sánchez Inclán – (Dpto. T<sup>a</sup> de la Señal y las Comunicaciones)*

Vocal:

*Susana Patón Álvarez – (Dpto. Tecnología Electrónica)*

Una vez finalizado el acto de lectura y defensa del Proyecto Fin de Carrera el día 23 de septiembre de 2015 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, a la vista de la calidad y resultados obtenidos con el trabajo realizado, este Tribunal acuerda otorgarle la máxima CALIFICACIÓN posible:

**MATRÍCULA DE HONOR, 10.0**

SECRETARIO

VOCAL

PRESIDENTE



# Agradecimientos

---

En primer lugar quiero agradecerle a mi tutora Eva la oportunidad de hacer este PFC y su extraordinaria dedicación y calidad humana. Gracias por contagiarme tu pasión por la radiofrecuencia y tu constante empeño en hacer siempre las cosas lo mejor posible.

También quiero agradecer a la universidad en su conjunto y a los docentes de vocación que he tenido el gusto de conocer a lo largo de la carrera, y que siempre han estado ahí para resolver dudas con dedicación y paciencia; y que en mí, al menos, han despertado un gran interés en la docencia y la investigación. En especial, a mi profesor de microondas, José Luis, que ha confiado en mí aun cuando yo no lo hacía y ha estado ahí cuando lo he necesitado.

Gracias a todos los que me han ayudado a llegar hasta aquí; y, en especial, a mi familia, por su apoyo incondicional.



# Resumen

---

Un diplexor es un dispositivo que permite que dos sistemas separados compartan la misma antena. Un diplexor consiste en dos filtros separados que adaptan los requisitos de la banda de paso y el ancho de banda a cada sistema conectado. En comunicaciones por satélite, por ejemplo, los diplexores de transmisión-recepción forman parte del transpondedor de la carga útil y se emplean para aislar adecuadamente las señales del enlace de subida y del enlace de bajada, que comparten la misma antena. En este sentido, este dispositivo debe tener bajas pérdidas de inserción para permitir la recepción de la señal de subida a la vez que maximiza la potencia transmitida en la señal de bajada. A su vez, debe ser lo suficientemente selectivo para que la interferencia producida por la potente señal de bajada no interfiera en la débil señal de subida. Por tanto, en este tipo de aplicaciones el parámetro de diseño más importante son las pérdidas de inserción de los filtros, sin embargo, también se exige que cumplan fuertes restricciones de selectividad y planitud en la banda.

Así mismo, la tecnología *GAP Waveguide (GWG)* es una nueva tecnología de circuitos de microondas que tiene importantes ventajas en la banda de frecuencias de 30 GHz hasta frecuencias de THz. Las guías GWG tienen menos pérdidas que las líneas *microstrip* de uso común y que las guías de ondas coplanares basadas en tiras de metal sobre un sustrato dieléctrico. También tienen menores pérdidas que las llamadas guías de onda con sustrato integrado (*Substrate Integrated Waveguides o SIW*). Las guías GWG tienen pérdidas similares a las comunes guías de onda rectangulares todo-metálicas, pero son más rentables en la producción, ya que se pueden hacer sin realizar uniones entre las piezas de metal. Las guías GWG también se pueden utilizar para eliminar problemas de resonancia que aparecen al encapsular circuitos pasivos y activos basados en tecnología *microstrip* y de guías coplanares. Las prestaciones superiores de la tecnología de las guías GWG, tanto como línea de transmisión para la fabricación de circuitos de microondas, como tecnología de encapsulado, se han verificado y descrito en varios artículos de revistas científicas, y en congresos.

El proyecto consiste en realizar una antena y un diplexor con los dos filtros (de transmisión y recepción) en tecnología *microstrip* GWG, con la construcción y medida del prototipo.

**Palabras clave:** Diplexor, antena, *microstrip*, filtro paso banda de líneas acopladas, gap waveguide, metamateriales, materiales EBG, Artificial Magnetic Conductor (AMC).



# Abstract

---

A diplexer is a device that allows two separate systems to share a single antenna. A diplexer consists of two separate filters that match the bandpass and bandwidth requirements of each connected system. In satellite communications, for example, diplexers transmit-receive part of the transponder payload and used to properly isolate signals uplink and downlink, which share the same antenna. In this sense, this device must have low insertion loss to allow the reception of the signal rise while maximizing the transmitted signal power down. At the same time, must be selective enough to interference from the downlink signal strength does not interfere with the weak signal rise. Therefore, in such applications the most important design parameter is the insertion loss of the filters, however, also be required to meet the selectivity and strong constraints on the band flatness.

The GAP waveguide technology (GWG) is a new microwave circuit technology that has major advantages for use in the frequency band from 30 GHz to Terahertz frequencies. The GAP waveguides have smaller losses than commonly used microstrip lines and coplanar waveguide, based on metal strips on a dielectric substrate. They have also lower losses than so-called substrate integrated waveguides (SIW). The GAP waveguides have similar losses as commonly-used entire-metal rectangular waveguides, but are on the other hand more cost-effective in production because they can be made without conducting joints between metal parts. The GAP waveguides can also be used for eliminating resonance problems appearing when packaging passive and active circuits based on microstrip and coplanar waveguides. The superior performances of the GAP waveguide technology both as a transmission line for making advanced microwave circuits and as a packaging technology, have already been verified and described in several scientific journal articles, letter and conference papers.

The goal of this project is using *Microstrip Gap Waveguide* technology to design filters, power divider and antenna for diplexer. These are manufactured later in printed circuited board thanks to the Microstrip GWG technology with low cost, weight and size.

**Keywords:** Diplexer, antenna, microstrip, coupled lines passband filter, gap waveguide, metamaterials, EBG material, Artificial Magnetic Conductor (AMC).



# Índice general

---

<b>Agradecimientos</b> .....	<b>vii</b>
<b>Resumen</b> .....	<b>ix</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>xi</b>
<b>Índice general</b> .....	<b>xiii</b>
<b>Índice de Figuras</b> .....	<b>xvii</b>
<b>Índice de Tablas</b> .....	<b>xxv</b>
<b>Trabajos publicados</b> .....	<b>xxvii</b>
<b>Capítulo 1: Introducción y Objetivos</b> .....	<b>1</b>
<b>1.1</b> <b>Introducción a la ingeniería de alta frecuencia</b> .....	<b>1</b>
<b>1.2</b> <b>Motivación y Objetivo del proyecto</b> .....	<b>8</b>
1.2.1    Problemas de las guías de onda metálicas .....	12
1.2.2    Problemas de las líneas de transmisión impresas .....	13
1.2.3    Antenas planas de alta ganancia en alta frecuencia.....	14
1.2.4    Filtros de banda estrecha en alta frecuencia.....	15
1.2.5    Problemas encapsulando el módulo de alta frecuencia.....	16
<b>1.3</b> <b>Estructura de la memoria</b> .....	<b>18</b>
<b>1.4</b> <b>Fases de realización</b> .....	<b>18</b>
<b>Capítulo 2: Fundamentos Teóricos</b> .....	<b>19</b>
<b>2.1</b> <b>Introducción</b> .....	<b>19</b>
<b>2.2</b> <b>Teoría de la multiplexación</b> .....	<b>19</b>
2.2.1    Configuraciones de multiplexación .....	20
2.2.2    Diplexores de transmisión-recepción (o duplexores).....	22
<b>2.3</b> <b>Divisores de potencia</b> .....	<b>25</b>
2.3.1    Uniones T.....	26
2.3.2    Divisor resistivo.....	26
2.3.3    Divisor Wilkinson .....	28
2.3.4    Unión en Y .....	29
<b>2.4</b> <b>Filtros de microondas (o de elementos distribuidos)</b> .....	<b>31</b>
2.4.1    Introducción .....	31
2.4.2    Filtro paso banda de líneas acopladas.....	34
2.4.3    Método de diseño del filtro paso banda de líneas acopladas .....	35

<b>2.5</b>	<b>Tecnologías de guiado en microondas .....</b>	<b>39</b>
2.5.1	Guías de onda metálicas .....	39
2.5.1.1	Modos de propagación .....	39
2.5.1.2	Guía de onda rectangular .....	40
2.5.1.3	Guía de onda circular .....	44
2.5.2	Líneas de transmisión impresas .....	47
2.5.2.1	Microstrip .....	48
2.5.2.2	Radiación y tipos de propagación en líneas Microstrip .....	50
2.5.2.3	Discontinuidades en tecnología impresa .....	51
<b>2.6</b>	<b>Metamateriales EBG y la tecnología GAP Waveguide.....</b>	<b>53</b>
2.6.1	Introducción.....	53
2.6.2	Metamateriales.....	53
2.6.3	Antecedentes de la tecnología GWG ( <i>Gap Waveguide</i> ) .....	56
2.6.4	Tecnología GWG ( <i>Gap Waveguide</i> ) .....	58
<b>2.7</b>	<b>Antenas de apertura .....</b>	<b>67</b>
2.7.1	Impedancia de entrada y eficiencia de radiación .....	68
2.7.2	Aperturas sobre el plano de masa .....	70
2.7.3	Apertura uniforme .....	71
2.7.4	Ranuras .....	72
2.7.5	Alimentación de ranuras.....	75
<b>2.8</b>	<b>Electromagnetismo Numérico.....</b>	<b>77</b>
2.8.1	Métodos de análisis electromagnético.....	78
2.8.1.1	Características comunes a todos los métodos numéricos.....	79
2.8.1.2	Diferencias entre métodos numéricos .....	80
2.8.1.3	Tipos de métodos numéricos .....	80
2.8.1.4	Método de los momentos (MoM – Method of Moments).....	82
2.8.1.5	Elementos finitos (FEM).....	83
2.8.1.6	FDTD (Finite Difference Time Domain).....	84
2.8.1.7	FIT (Finite integration technique).....	85
2.8.2	Consideraciones simulando estructuras.....	86
2.8.2.1	Dominio del tiempo .....	88
2.8.2.2	Dominio de la frecuencia.....	92
2.8.2.3	Consejos y trucos empleados en la simulación de este proyecto .....	94
2.8.2.4	Dominio del Tiempo vs Dominio de la Frecuencia .....	102
2.8.2.5	Aceleración Hardware .....	104

**Capítulo 3: Microstrip GAP Waveguide — Caracterización, Impedancia Característica y Estudio de Pérdidas .....**

<b>3.1</b>	<b>El diagrama de dispersión.....</b>	<b>111</b>
<b>3.2</b>	<b>Configuración de los puertos numéricos .....</b>	<b>113</b>
<b>3.3</b>	<b>Estudio de pérdidas .....</b>	<b>115</b>
3.3.1	Pérdidas en <i>Microstrip</i> .....	115
3.3.2	Comparación entre <i>Microstrip</i> , <i>Inverted Microstrip</i> y <i>Microstrip-Gap</i> .....	117
3.3.3	Pérdidas en <i>Microstrip-Gap</i> en función del dieléctrico .....	118
<b>3.4</b>	<b>Transición a SMA .....</b>	<b>119</b>
3.4.1	Modelado del conector SMA .....	119
3.4.2	Balance de potencia incluyendo el conector SMA en <i>Microstrip Normal</i> , <i>Inverted</i> y <i>Gap</i> ...	121
<b>3.5</b>	<b>Efecto de la densidad del AMC.....</b>	<b>124</b>
<b>3.6</b>	<b>Estimación de la impedancia característica .....</b>	<b>124</b>

3.7	Efecto de la posición de la microstrip sobre el AMC .....	126
<b>CAPÍTULO 4: Diseño del Diplexor.....</b>		<b>127</b>
4.1	Diseño de los Filtros.....	127
4.1.1	Diseño de los filtros en <i>Inverted Suspended Microstrip</i> .....	127
4.1.2	Diseño de los filtros en <i>Microstrip-Gap-Waveguide</i> .....	132
4.2	Diseño del divisor de potencia y su integración.....	135
<b>CAPÍTULO 5: Diseño de la antena.....</b>		<b>145</b>
5.1	Elección del tipo de antena .....	145
5.2	Diseño del elemento radiante de banda ancha .....	145
<b>CAPÍTULO 6: Integración del elemento radiante en el circuito diplexor .....</b>		<b>153</b>
6.1	Modelo con puertos y conductores ideales.....	153
6.2	Modelo con conector SMA y materiales reales .....	154
<b>CAPÍTULO 7: Fabricación y Medida de los Prototipos .....</b>		<b>161</b>
7.1	Proceso de fabricación del circuito.....	161
7.2	Medidas de los prototipos .....	168
<b>CAPÍTULO 8: Conclusiones y Líneas Futuras de Investigación .....</b>		<b>171</b>
8.1	Principales conclusiones .....	171
8.2	Líneas futuras de investigación .....	173
<b>REFERENCIAS .....</b>		<b>175</b>
<b>ANEXOS .....</b>		<b>185</b>
<b>A - Artículos presentados en Congreso Internacional .....</b>		<b>187</b>
<b>B — Subrutina para calcular el diagrama de dispersión de estructuras arbitrarias.....</b>		<b>195</b>
<b>C.1 — Panel de control del cluster de NIMBIX<sup>®</sup> cloud-computing.....</b>		<b>201</b>
<b>C.2 — Traza completa de la información intercambiada con NIMBIX<sup>®</sup> durante una simulación de tipo cloud-computing.....</b>		<b>201</b>
<b>D — Tabla de X-Models suministrados con AWRDE™.....</b>		<b>209</b>
<b>E — Microfresadora Láser LPKF™ Protolaser S - Dpto. Tª Señal UC3M.....</b>		<b>211</b>
<b>F —Regulación en materia de radiación no ionizante.....</b>		<b>223</b>



# Índice de Figuras

---

FIGURA 1.1 - ATENUACIÓN ATMOSFÉRICA DEBIDA A GASES DE 0 A 1 THZ (STANDARD = H <sub>2</sub> O + O <sub>2</sub> ) [1].....	4
FIGURA 1.2 – MODELO DE UNA GUÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE). UNA GUÍA RECTANGULAR SE REALIZA DENTRO DE UN SUSTRATO (NORMALMENTE UNA SUPERFICIE <i>SOFT</i> ) AÑADIENDO UNA CUBIERTA DE METAL SOBRE EL PLANO DE MASA Y ENJALANDO LA ESTRUCTURA CON FILAS DE VÍAS METALIZADAS A CADA LADO. [FUENTE: COMSOL® SOFTWARE].....	7
FIGURA 1.3 – SITUACIÓN DE LA REGIÓN DE THZ. CARACTERÍSTICAS DE LAS ONDAS DE THZ, VENTAJAS DE LAS TECNOLOGÍAS DE THZ. [FUENTE: LUZ-WAVELABS, S.L. (SPINOFF UC3M)] .....	10
FIGURA 1.4 - FLUJO DE SEÑAL SIMULTÁNEO A TRAVÉS DE UN DUPLEXOR EN LA BANDA DE 10-12 GHZ. ....	11
FIGURA 1.5 - GUÍAS DE ONDA RECTANGULAR Y CIRCULAR [8].....	12
FIGURA 1.6 - LÍNEAS MICROSTRIP Y COPLANAR [8].....	13
FIGURA 1.7 - ANTENA ARRAY DE RANURAS CON GUÍAS DE ONDA DE UNA CAPA Y MULTICAPA [8] .....	14
FIGURA 1.8 - FILTRO DE IRIS EN PLANO H Y FILTRO CON INSERCIÓN DE METAL EN PLANO E [8].....	15
FIGURA 1.9 – ENCAPSULADO METÁLICO CLÁSICO DE CIRCUITOS DE RF (IZQUIERDA). ABSORBENTE DE MICROONDAS Y PAREDES DE METAL EMPLEADOS EN LA PARTE SUPERIOR DE DICHO ENCAPSULADO (DERECHA) [21]. ....	16
FIGURA 1.10 - MÓDULO DE MICROONDAS ENCAPSULADO CON VARIOS FENÓMENOS DE ACOPLO INDESEADOS. [22].....	17
FIGURA 1.11 - MÓDULO DE MICROONDAS TRADICIONAL CON VARIOS COMPARTIMENTOS. [22] .....	17
FIGURA 1.12 - NUEVO CONCEPTO DE ENCAPSULADO <i>PMC GAP WAVEGUIDE</i> . [22] .....	17
FIGURA 1.13 - AISLAMIENTO DE UNA CASCADA DE CHIPS AMPLIFICADORES CON ENCAPSULADO <i>PMC GAP WAVEGUIDE</i> . [22] .....	17
FIGURA 2.1 - ESQUEMA CARGA ÚTIL CON TRANSPONEDORES EN PARALELO. ....	20
FIGURA 2.2 - DIAGRAMA DE BLOQUES MUX ACOPLADO DE FORMA HÍBRIDA. ....	21
FIGURA 2.3 - DIAGRAMA DE BLOQUES MUX ACOPLADO CON CIRCULADORES.....	21
FIGURA 2.4 - DIAGRAMA DE BLOQUES MUX CON FILTROS DIRECCIONALES. ....	21
FIGURA 2.5 - DIAGRAMA DE BLOQUES MUX ACOPLADO CON UN <i>MANIFOLD</i> . ....	22
FIGURA 2.6 - DIPLEXOR VS DUPLEXOR.....	22
FIGURA 2.7 - DIAGRAMA DIPLEXOR CON HÍBRIDOS DE 90° .....	23
FIGURA 2.8 - ESQUEMA DE UN DUPLEXOR DESTACANDO LA UNIÓN EN T Y LOS FILTROS DE RX Y TX. ....	23
FIGURA 2.9 – CONMUTACIÓN T/R DÚPLEX EN SISTEMAS RADAR.....	24
FIGURA 2.10 – DIVISOR DE POTENCIA UNIÓN T. (A) DIVISOR DE POTENCIA UNIÓN T EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP. (B) MODELO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE LA UNIÓN T SIN PÉRDIDAS. [23].....	26
FIGURA 2.11 - CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN DIVISOR DE POTENCIA RESISTIVO. [23].....	27
FIGURA 2.12 – EL DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON. (A) WILKINSON EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP. (B) MODELO CIRCUITAL CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN. [23] .....	28
FIGURA 2.13 - MODELO CIRCUITAL DEL DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON UTILIZANDO EL PLANO DE SIMETRÍA.....	29
FIGURA 2.14- TOPOLOGÍA DE UNA UNIÓN Y.....	29
FIGURA 2.15 – FILTROS SEGÚN BANDAS DE PASO. (A) FILTRO PASO BAJO. (B) FILTRO PASO ALTO. (C) FILTRO PASO BANDA. ....	31
FIGURA 2.16 - COMPARACIÓN ENTRE UN FILTRO IDEAL Y LAS APROXIMACIONES REALIZABLES DE BUTTERWORTH Y CHEBYSHEV DE 4º ORDEN. ....	31

FIGURA 2.17 - EN LA PRIMERA COLUMNA SE MUESTRAN ALGUNAS ESTRUCTURAS SIMPLES DE FILTRO EN TECNOLOGÍA IMPRESA. LA SEGUNDA COLUMNA MUESTRA EL CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ESTAS ESTRUCTURAS. LA TERCERA COLUMNA ES UNA APROXIMACIÓN DE ELEMENTOS SEMI-CONCENTRADOS DONDE LOS MARCADOS CON K Y J SON TRANSFORMADORES DE IMPEDANCIA Y ADMITANCIA RESPECTIVAMENTE. LA CUARTA COLUMNA MUESTRA UNA APROXIMACIÓN CON ELEMENTOS CONCENTRADOS ASUMIENDO QUE LOS TRANSFORMADORES DE IMPEDANCIA SON TRANSFORMADORES $\lambda/4$ . [26] .....	33
FIGURA 2.18 – MÁS ELEMENTOS IMPRESOS Y SU EQUIVALENTE EN ELEMENTOS CONCENTRADOS. [26] .....	33
FIGURA 2.19 – (A) ESTRUCTURA GENERAL DE UN FILTRO PASO BANDA DE LÍNEAS ACOPLADAS ( <i>PARALLEL (EDGE)-COUPLED MICROSTRIP BANDPASS FILTER</i> ). [27](B) ESTRUCTURA GENERAL DE UN FILTRO PASO BANDA DE LÍNEAS ACOPLADAS ( <i>END-COUPLED MICROSTRIP BANDPASS FILTER</i> ).[27] .....	35
FIGURA 2.20 - GUÍA RECTANGULAR. (A) GEOMETRÍA. (B) DIMENSIONES EN UNA GUÍA RECTANGULAR. (C) EJEMPLO DE PROPAGACIÓN HACIA EJE Z. (D) .....	42
FIGURA 2.21 - GUÍA CIRCULAR. (A) GEOMETRÍA. (B) FOTOGRAFÍA DE GUÍA CIRCULAR DEL FABRICANTE QUINSTAR TECHNOLOGY™ PARA OPERAR EN EL MODO <b>TE11</b> DE 12 A 220 GHz CON DIÁMETROS INTERNOS DESDE 1.4986 MM A 16.764 MM. (C) SIMULACIÓN DEL MODO DOMINANTE <b>TE11</b> (ELABORACIÓN PROPIA).....	44
FIGURA 2.22 – PATRONES DE CAMPO ELÉCTRICO Y MAGNÉTICO DEL MODO CIRCULAR <b>TE11</b> . .....	45
FIGURA 2.23 - ATENUACIÓN DE DISTINTOS MODOS EN UNA GUÍA CIRCULAR DE COBRE RADIO 2.54CM.....	46
FIGURA 2.24 –LÍNEAS DE TRANSMISIÓN IMPRESAS MULTICONDUCTOR Y SUS DISTRIBUCIONES DE CAMPO E DE SUS MODOS TEM O CUASI-TEM (A) <i>PARALLEL-PLATE WAVEGUIDE (PPWG)</i> , (B) <i>MICROSTRIP</i> , (C) <i>STRIPLINE</i> , (D) <i>COPLANAR WAVEGUIDE (CPW)</i> , Y (E) <i>SLOT LINE</i> .....	47
FIGURA 2.25 - GEOMETRÍA DE UNA LÍNEA MICROSTRIP. ....	48
FIGURA 2.26 - GEOMETRÍA EQUIVALENTE DONDE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DEL SUSTRATO DIELECTRICO, SE REEMPLAZA POR UN MEDIO DE PERMITIVIDAD RELATIVA EFECTIVA $\epsilon_r, \epsilon_{ff}$ .....	48
FIGURA 2.27 – FOTOGRAFÍA CORTESÍA DE LA <i>FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO</i> .....	48
FIGURA 2.28 - CAMPOS ELECTROMAGNÉTICOS EN LÍNEAS MICROSTRIP.[23] .....	49
FIGURA 2.29 – (A) ONDAS ESPACIALES EN MICROSTRIP. (B) ONDAS DE SUPERFICIE EN MICROSTRIP (C) ONDAS DE FUGA EN MICROSTRIP. (D) ONDAS GUIADAS EN MICROSTRIP. [30].....	50
FIGURA 2.30 - DIAGRAMA DE UN TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIA $\lambda/4$ MOSTRANDO MÚLTIPLES REFLEXIONES. ....	52
FIGURA 2.31 - DISCONTINUIDADES EN TECNOLOGÍA IMPRESA. (A) DIVISOR DE POTENCIA CON UNIÓN EN T. (B) DISCONTINUIDADES POR CURVATURA Y SU COMPENSACIÓN. (C) DISCONTINUIDADES DE SEGUNDO ORDEN Y SU COMPENSACIÓN. ....	52
FIGURA 2.32 - METAMATERIALES: ÍMITANDO A LA NATURALEZA. ....	54
FIGURA 2.33 - PARTE DE UN LHM, CONSTRUIDO CON SRRS E HILOS DE COBRE, MONTADOS SOBRE PLACAS ENTRELAZADAS DE FIBRA DE VIDRIO. EL ARRAY TOTAL CONSISTE EN 3x20x20 CELDAS UNITARIAS Y UNAS DIMENSIONES DE 10x100x100 MM. [FUENTE: NASA GLENN RESEARCH] .....	54
FIGURA 2.34 - (A) EL ÁRBOL DEL CONOCIMIENTO DE LOS METAMATERIALES MUESTRA LA PROGRESIÓN Y FUTURO DE LA INVESTIGACIÓN EN METAMATERIALES. LA “FRUTA PROHIBIDA” DE LOS METAMATERIALES DE ÍNDICE DE REFRACCIÓN NEGATIVO YA ESTÁ MADURA Y SU CONCEPTO ESTÁ AMPLIAMENTE EXTENDIDO; AHORA, LA INVESTIGACIÓN SE MUEVE EN EL DOMINIO DE SUS APLICACIONES. LOS METAMATERIALES QUIRALES Y LOS QUE PRESENTAN MAGNETISMO ARTIFICIAL TAMBIÉN ESTÁN BIEN ESTUDIADOS. LOS ESTUDIOS SOBRE EL CONTROL DE LA RESPUESTA ELECTROMAGNÉTICA Y SU DISTRIBUCIÓN ESPACIAL Y DISPERSIÓN SE ENCUENTRAN ACTUALMENTE EN AUJE. LAS INVESTIGACIONES EMERGENTES SON HACIA LOS METAMATERIALES NO-LINEALES, LOS DE GANANCIA ASISTIDA, LOS SENSORES Y LOS CUÁNTICOS. (B) APLICACIONES QUE DARÁN QUE HABLAR EN EL CAMPO DE LOS METAMATERIALES FOTÓNICOS. [41] .....	55
FIGURA 2.35 - UNA SUPERFICIE FORMADA POR TIRAS DE PEC/PMC REPRESENTAN SUPERFICIES <i>HARD</i> Y <i>SOFT</i> IDEALES, DEPENDIENDO DEL PLANO DE INCIDENCIA. LAS FLECHAS VERDE Y ROJA CON FORMA DE ONDA REPRESENTAN LA DIRECCIÓN DE PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS QUE HACEN LA SUPERFICIE DE TIRAS PEC/PMC <i>SOFT</i> O <i>HARD</i> [46]. A LA DERECHA, TABLA CON LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS DIFERENTES TIPOS DE SUPERFICIES CON RESPECTO A LA PROPAGACIÓN DE ONDAS PARA DIFERENTES POLARIZACIONES. NÓTESE QUE AQUÍ SE USA EL TÉRMINO “ONDAS DE SUPERFICIE” EN SENTIDO AMPLIO, DE MANERA QUE INCLUSO SE CONTEMPLAN ONDAS RASANTES (O <i>GRAZINGS WAVES</i> ) A LO LARGO DE UNA SUPERFICIE DE PEC (COMPORTÁNDOSE COMO ONDAS SUPERFICIALES GUIADAS AL CORTE).....	56
FIGURA 2.36 – (A) FUENTE DE CORRIENTE ENTRE PLACAS PARALELAS EN EL QUE LA PARTE INFERIOR ES UNA REJILLA DE TIRAS PEC/PMC, <i>I.E.</i> UNA SUPERFICIE <i>SOFT</i> Y <i>HARD</i> IDEAL. (B) REALIZACIÓN PRÁCTICA DE UNA SUPERFICIE DE TIPO REJILLA DE TIRAS PEC/PMC CON UNA SUPERFICIE CORRUGADA. [47] .....	57
FIGURA 2.37 - (A) REALIZACIÓN DE UNA SUPERFICIE PMC IDEAL CON UNA ESTRUCTURA DE PINES PERIÓDICA. (B) LÍNEA DE TRANSMISIÓN FORMADA POR UNA CRESTA (O <i>RIDGE</i> ) (LA ESTRUCTURA PERIÓDICA ES LA SUPERFICIE DE PINES) [47] .....	58
FIGURA 2.38 - TRES VERSIONES: (A) <i>RIDGE GAP WAVEGUIDE</i> (B) <i>GROOVE GAP WAVEGUIDE</i> Y (C) <i>MICROSTRIP GAP WAVEGUIDE</i> . [8] .....	60

FIGURA 2.39 - SECCIONES TRANSVERSALES DE LA GUÍA <i>RIDGE GAP</i> CANÓNICA COMO DEGENERACIÓN DE UNA GUÍA <i>HARD</i> POLARIZADA LINEALMENTE (A), (B), Y EN (C) LA TAMBIÉN LLAMADA <i>INVERTED MICROSTRIP LINE GAP</i> . LAS LÍNEAS DE CAMPO ELÉCTRICO SE ILUSTRAN DE FORMA APROXIMADA. LA GEOMETRÍA DE LA <i>INVERTED MICROSTRIP</i> SE MUESTRA AL REVÉS, CON SU PLANO DE MASA ARRIBA PARA ASEMEJARSE A LA GUÍA <i>GAP</i> . (D) LÍNEA <i>MICROSTRIP GAP</i> .....	61
FIGURA 2.40 – SECCIÓN TRANSVERSAL DE UNA GUÍA DOBLE <i>RIDGE</i> RECTANGULAR NORMAL.....	62
FIGURA 2.41 - FUNCIONAMIENTO DE LA SOLUCIÓN DE GUIADO CON SUPERFICIE "AL CORTE" DE TIPO PMC. EL ÁREA CON EL PATRÓN OSCURECIDO (14) ES UNA REALIZACIÓN DE UN PMC, Y EL ÁREA DE SOMBREADO LIGERO (1) Y (2) ES UN PEC. LAS ONDAS SE INDICAN CON FLECHAS EN FORMA DE ONDA APUNTANDO EN LA DIRECCIÓN DE PROPAGACIÓN. LAS LONGITUDES DE LAS FLECHAS INDICAN LAS AMPLITUDES DE LAS DISTINTAS ONDAS. LA ONDA QUE SE APROXIMA A LA DISCONTINUIDAD PUEDE, O BIEN REFLEJARSE (INDESEADO) O GIRAR A LA IZQUIERDA (DESEADO). EL GIRO DESEADO DE LA ONDA SE PUEDE CONSEGUIR CORTANDO ADECUADAMENTE LA ESQUINA DEL CODO COMO SE MUESTRA. [43] .....	64
FIGURA 2.42 - FUNCIONAMIENTO DE LA SOLUCIÓN DE GUIADO CON SUPERFICIE DE TIPO REJILLA DE TIRAS PEC/PMC. [43] ...	64
FIGURA 2.43 - DOS TIPOS DE AMC, CON PINES (IZQDA.) Y CON <i>MUSHROOMS</i> (DCHA.).....	65
FIGURA 2.44 – (A) SISTEMA RADAR CAPTOR-E DE TIPO <i>AESA</i> ( <i>ACTIVE ELECTRONICALLY SCANNED ARRAY</i> ) DE BARRIDO ELECTRÓNICO INSTALADO EN LOS NUEVOS EUROFIGHTER TYPHOON—ÁNGULO DE BARRIDO $\pm 100^\circ$ EN BANDA X (8.0 – 12.0 GHz), 1426 TRMs—. (B) FUNDAMENTO DE LA ORIENTACIÓN DEL HAZ DE RADIACIÓN POR VARIACIÓN DE LA FRECUENCIA. ....	67
FIGURA 2.45 –(A) LA LONGITUD DE LA RANURA DETERMINA LA FRECUENCIA DE RESONANCIA, LA ANCHURA DE LA RANURA DETERMINA EL ANCHO DE BANDA DE LA ANTENA. (B) EQUIVALENCIA ENTRE POLARIZACIÓN DE ANTENA DE RANURA Y DIPOLO [PRINCIPIO DE BABINET]. ....	68
FIGURA 2.46 - ANTENA DE DIPOLO. ....	68
FIGURA 2.47 - MODELOS EQUIVALENTES PARA APERTURAS DE GUÍA DE ONDAS SOBRE CONDUCTOR ELÉCTRICO PLANO INFINITO. [58] .....	70
FIGURA 2.48 – (A) – DISTRIBUCIÓN DE CAMPO E SOBRE EN RANURA L x W DE PEC Y SU EQUIVALENTE DE CORRIENTE MAGNÉTICA (B) EN PEC SIN LA RANURA. (C) EQUIVALENTE EN ESPACIO LIBRE DESPUÉS DE APLICAR TEORÍA DE IMÁGENES. ....	71
FIGURA 2.49 - DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE RANURA $\lambda/2$ EN PLANO DE MASA INFINITO. (A) PLANO E Y PLANO H. (B) POLARIZACIÓN COPOLAR Y CRUZADA. [59] .....	74
FIGURA 2.50 – (A) IMPEDANCIA DE ENTRADA DE UN DIPOLO ALIMENTADO EN EL CENTRO. (B) DOS EJEMPLOS DE ANTENA DE RANURA DE BANDA ANCHA. ....	74
FIGURA 2.51 - ALIMENTACIÓN DE ANTENAS DE RANURA A TRAVÉS DE GUÍAS DE ONDA, LÍNEAS MICROSTRIP Y POR DISCONTINUIDADES EN CORRIENTES DE SUPERFICIE. ....	75
FIGURA 2.52 – VARIAS DISPOSICIONES DE RANURAS SOBRE UNA GUÍA DE ONDAS.....	76
FIGURA 2.53 – GRADOS DE ACOPLAMIENTO DE ENERGÍA ENTRE GUÍA Y RANURAS. ....	76
FIGURA 2.54 - CLASIFICACIÓN DE MÉTODOS DE ANÁLISIS ELECTROMAGNÉTICO. ....	77
FIGURA 2.55 - LAS FUNCIONES DE EXPANSIÓN SE EXTIENDEN A TODO EL DOMINIO DE CÁLCULO DE LA SOLUCIÓN. UN NÚMERO FINITO DE FUNCIONES DE EXPANSIÓN RESULTA EN UNA APROXIMACIÓN IMPERFECTA. [60] .....	79
FIGURA 2.56 - LAS FUNCIONES DE EXPANSIÓN SUBSECCIONAL SE DEFINEN SOLO SOBRE UNA PEQUEÑA PARTE DEL DOMINIO DE CÁLCULO. PROPORCIONAN LA MÁXIMA FLEXIBILIDAD EN LA APROXIMACIÓN DE SOLUCIONES.[60] .....	79
FIGURA 2.57 - CLASIFICACIÓN DE SIMULADORES DE CAMPO ( <i>FIELD-SOLVERS</i> ) SEGÚN ORDEN DE GEOMETRÍA. [60] .....	80
FIGURA 2.58 - MALLADO CONFORMADO TÍPICO UTILIZADO EN SIMULACIÓN MoM[60] .....	82
FIGURA 2.59 – LOS DISEÑOS DE PCB NORMALMENTE SE PUEDEN RESOLVER MEDIANTE SIMULACIÓN MoM. [60].....	83
FIGURA 2.60 - MALLADO CON TETRAEDROS TÍPICO EN SIMULACIÓN CON FEM.[60] .....	83
FIGURA 2.61 - EJEMPLO TÍPICO DE EMPLEO DE FEM. EL RENDIMIENTO SE PUEDE MEJORAR MEDIANTE LA OPTIMIZACIÓN DEL DISEÑO DE LA TRANSICIÓN PARA MANTENER UN BUEN PERFIL DE IMPEDANCIA A LO LARGO DE LA TRANSICIÓN, POR EJEMPLO, MEDIANTE EL USO DE DOS CABLES EN LUGAR DE UNO Y UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN MÁS ANCHA.....	84
FIGURA 2.62 – (A) MALLADO TÍPICO EN SIMULACIÓN FDTD CON CELDAS HEXAÉDRICAS. (B) DISTORSIÓN DE $S_{11}$ DE LA ANTENA DE TELÉFONO MÓVIL PRÓXIMO A LA CABEZA Y LA MANO. [60].....	85
FIGURA 2.63 – MODELO DE CONECTOR COAXIAL $90^\circ$ . EL ESPACIO BLANCO ALREDEDOR DEL CONECTOR ES PEC. LOS DIFERENTES COLORES (AZUL=AIRE), NARANJA=TEFLÓN, AMARILLO=AISLANTE). LOS PUERTOS YA ESTÁN SEÑALADOS (CARAS ROJAS). [64] .....	86
FIGURA 2.64 - ESQUEMA DEL PROCESO DE SIMULACIÓN PARA OBTENER LOS PARÁMETROS S DE UN COMPONENTE PASIVO EN EL DOMINIO DEL (A) TIEMPO Y (B) FRECUENCIA. LAS SEÑALES TEMPORALES TAMBIÉN SE PUEDEN UTILIZAR PARA REALIZAR UN ANÁLISIS DE LA ESTRUCTURA CON REFLECTOMETRÍA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO (TDR). [64] .....	87
FIGURA 2.65 – PARÁMETROS S DEL EJEMPLO DEL CONECTOR OBTENIDOS CON DIFERENTES MÉTODOS: 1. DOMINIO DE LA FRECUENCIA SOBRE UNA RED DE TETRAEDROS CON 0.150 MILLONES DE CELDAS (FD-TET). 2. DOMINIO DEL TIEMPO CON PBA SOBRE UNA RED DE HEXAEDROS CON 0.7 MILLONES DE CELDAS (TD-PBA). 3. DOMINIO DEL TIEMPO/ESCALERA	

SOBRE UNA RED DE HEXAEDROS CON 17 MILLONES DE CELDAS (TD-STAIRCASE). LA COMPARACIÓN MUESTRA UN BUEN AJUSTE ENTRE LOS CASOS 1 Y 2. [64] .....	88
FIGURA 2.66 - EJEMPLO DE MALLADO NO ORTOGONAL. CAMPO ELÉCTRICO EN LA SUPERFICIE DE UNA GUÍA DE ONDAS OBLICUA. LA DISCRETIZACIÓN CON UNA REJILLA NO ORTOGONAL MODELA CASI PERFECTAMENTE LA GEOMETRÍA DE ESTA ESTRUCTURA. A IGUAL PRECISIÓN DESEADA (POR EJEMPLO, PARA EL PARÁMETRO DE REFLEXIÓN $S_{11}$ ), EL USO DE NFIT ( <i>NON-ORTHOGONAL FINITE INTEGRATION TECHNIQUE</i> ) CONDUCE A AHORROS DE TIEMPO COMPUTACIONALES DE VARIOS ÓRDENES DE MAGNITUD EN COMPARACIÓN CON EL MÉTODO CLÁSICO. [67] .....	89
FIGURA 2.67 - SIMULACIÓN EN BANDA ANCHA DE UNA ANTENA DE BOCINA <i>DUAL RIDGED</i> . LOS CAMPOS LEJANOS A 100 FRECUENCIAS SE OBTIENEN CON UNA ÚNICA SIMULACIÓN APLICANDO LA TÉCNICA DE BANDA ANCHA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO. [64] .....	89
FIGURA 2.68 - CONVERGENCIA A LA SOLUCIÓN DEL EJEMPLO DEL CONECTOR. CUANDO EL MALLADO SE HACE CADA VEZ MÁS FINO, LOS RESULTADOS DE LOS PARÁMETROS $S$ EN EL CASO PBA SE ACERCAN MÁS Y MÁS A LA SOLUCIÓN FINAL. PARA EL MALLADO EN ESCALERA, LA CONVERGENCIA NO ES TAN SUAVE COMO CON PBA. LLEVÓ 15 VECES MENOS TIEMPO LA SOLUCIÓN CON PBA. [64] .....	91
FIGURA 2.69 - TÉCNICAS DE APROXIMACIÓN DE MATERIALES: PBA (IZQDA.), PBA CON LA EXTENSIÓN TST (DCHA.). .....	91
FIGURA 2.70 - LOS MECANISMOS DE SUBMALLADO REDUCEN EL NÚMERO DE PUNTOS DE MALLADO EN UNA SIMULACIÓN. EN ESTE EJEMPLO (A) EL MALLADO COMPLETO ES 20 VECES MÁS GRANDE ( $35E6$ NODOS DE MALLADO) QUE EN (B) LA VERSIÓN CON SUBMALLADO ( $1.75E6$ NODOS DE MALLADO). [64] .....	92
FIGURA 2.71 - LOS PROBLEMAS ELÉCTRICAMENTE GRANDES SOLO SE PUEDEN ABORDAR CON MÉTODO INTEGRALES EFICIENTES COMO EL MLFMM. EL MODELO DEL BARCO ES DE UNOS 130 M DE LONGITUD O ESLORA. SE ILUMINA CON UNA ONDA PLANA A 1.5 GHz. EL TAMAÑO ELÉCTRICO DEL PROBLEMA ES, DE ESTE MODO, DE 650 LONGITUDES DE ONDA. SE MUESTRAN LAS CORRIENTES SOBRE LA SUPERFICIE METÁLICA. [64] .....	94
FIGURA 2.72 - (A) PUERTO DISCRETO: DOS HILOS CON UNA FUENTE EN EL MEDIO. (B) "FACE PORT": LA FUENTE SE DISTRIBUYE A LO LARGO DE LA LÍNEA ROJA. [64] .....	94
FIGURA 2.73 - REGLAS BÁSICAS PARA EL TAMAÑO DEL PUERTO PARA: (A) MICROSTRIP, (B) ENTERRADA, Y (C) COPLANAR ENTERRADA. [64] .....	95
FIGURA 2.74 - VALOR ABSOLUTO DEL CAMPO ELÉCTRICO (REPRESENTADO EN ESCALA LOGARÍTMICA) EN UN PUERTO EN MICROSTRIP. (A) TAMAÑO DEL PUERTO DEMASIADO PEQUEÑO; EL CAMPO TIENE UNA MAGNITUD CONSIDERABLE EN LOS EXTREMOS DEL PUERTO Y AFECTARÁ A LA PRECISIÓN DE LA SOLUCIÓN. (B) EL TAMAÑO DEL PUERTO SE HA AUMENTADO TANTO LATERALMENTE COMO POR ENCIMA DE LA MICROSTRIP Y LOS CAMPOS SON PRÁCTICAMENTE CERO (COLOR VERDE) EN LA FRONTERA DEL PUERTO. [64] .....	96
FIGURA 2.75 - MALLADO HEXAÉDRICO Y TETRAÉDRICO PARA UN TROZO DE CABLE. (A) EL MALLADO EN ESCALERA PROPORCIONA UNA DESCRIPCIÓN POBRE DE LAS CURVAS, A MENOS QUE SE USE UN MALLADO MUY FINO. (B) LA APROXIMACIÓN CONFORMADA A LOS BORDES ASEGURA LA PRECISIÓN GEOMÉTRICA REQUERIDA, CON UN MÍNIMO NÚMERO DE CELDAS. (C) LOS GENERADORES DE MALLADO TETRAÉDRICOS, A MENUDO, REQUIEREN UNA SEGMENTACIÓN DE LAS ESTRUCTURAS REDONDAS, CONDUCIENDO A UNA POBRE APROXIMACIÓN GEOMÉTRICA. [64] .....	97
FIGURA 2.76 - REGLAS BÁSICAS DE MALLADO DE ESTRUCTURAS PLANAS CON CELDAS HEXAÉDRICAS (GRIS-METAL, ROSA OSCURO-SUBSTRATO). (A) DISCRETIZACIÓN DE UNA MICROSTRIP. (B) DISCRETIZACIÓN DE GAPS DENTRO DE UNA LÁMINA DE METAL. [64] .....	98
FIGURA 2.77 - EJEMPLOS DE SEÑALES TEMPORALES. (A) LA SEÑAL DE SALIDA AÚN OSCILA CON UNA AMPLITUD RELATIVAMENTE GRANDE EN EL MOMENTO EN QUE LA SIMULACIÓN SE DETUVO. ES MÁS PROBABLE QUE LOS RESULTADOS EN FRECUENCIA (E.G. PARÁMETROS $S$ ) SEAN IMPRECISOS. (B) UNA SEÑAL TEMPORAL QUE HA DECAÍDO LO SUFICIENTE CUANDO SE DETUVO LA SIMULACIÓN PROPORCIONARÁ RESULTADOS EN FRECUENCIA MÁS PRECISOS. [64] .....	99
FIGURA 2.78 - MALLADO FINAL DESPUÉS DEL PROCESO DE ADAPTACIÓN PARA UN TROZO DE CABLE COAXIAL. (A) ADAPTACIÓN DE MALLADO SIN AJUSTARSE A LA GEOMETRÍA REAL. (B) EL AJUSTE A LA GEOMETRÍA DURANTE EL PROCESO DE ADAPTACIÓN CONDUCE A RESULTADOS MÁS PRECISOS. [64] .....	100
FIGURA 2.79 - ADAPTACIÓN DE MALLADO Y CONVERGENCIA. LOS CILINDROS DEL MODELO DE CONECTOR SE SEGMENTAN ANTES DEL MALLADO. LAS PEQUEÑAS IMÁGENES DEL CONECTOR MUESTRAN (A) LA VERSIÓN CON 6 SEGMENTOS Y (B) LA VERSIÓN CON 12 SEGMENTOS. EN TODOS LOS CASOS, SE REALIZÓ LA ADAPTACIÓN DEL MALLADO Y LOS PARÁMETROS $S$ CONVERGIERON. [64] .....	101
FIGURA 2.80 - ESQUEMA COMPLETO DE UN CHIP IBM© EMPLEADO PARA EL ANÁLISIS DE INTEGRIDAD DE SEÑAL, EN ONDA COMPLETA. CONSTA DE 8 CAPAS DE METALIZACIONES Y 40.000 ENTIDADES GEOMÉTRICAS. EL ENCAPSULADO COMPLETO MOSTRADO AQUÍ, EN VISTA TOTAL Y AMPLIADA, FUE IMPORTADO A CST MWS PARA UN ANÁLISIS DE ONDA COMPLETA. LA ZONA AMPLIADA SE RESOLVIÓ UTILIZANDO EL ENFOQUE TRANSITORIO Y EN FRECUENCIA (27 MILLONES DE NODOS DE MALLADO Y 5.3 MILLONES DE TETRAEDROS, RESPECTIVAMENTE). EL MODELO DEL CHIP COMPLETO EN EL MÉTODO TRANSITORIO TENÍA 640 MILLONES DE CELDAS Y 3700 MILLONES DE INCÓGNITAS [80]. ESTE NIVEL DE DETALLE HIZO QUE EL USO DEL MÉTODO EN FRECUENCIA PARA SIMULAR EL CHIP COMPLETO FUESE INVIABLE. [64] .....	103

FIGURA 2.81 - ESQUEMA DE COMPUTACIÓN DISTRIBUIDA. ....	106
FIGURA 2.82 - ESQUEMA DE COMPUTACIÓN MPI ( <i>MESSAGE PASSING INTERFACE</i> ). ....	107
FIGURA 2.83 - PANEL DE CONTROL DE NIMBIX™, PROVEEDOR DE CST STUDIO PARA <i>CLOUD COMPUTING</i> . ....	107
FIGURA 2.84 - ESCALABILIDAD RESPECTO AL NÚMERO DE NÚCLEOS UTILIZADOS DEL PROCESADOR. LOS SANDY BRIDGE EP (INTEL XEON E5) MUESTRAN UNA EXCELENTE ESCALABILIDAD HASTA 12 CORES, DONDE SE ESTANCAN. ....	107
FIGURA 2.85 - LÍMITE DE RENDIMIENTO CON <i>MULTITHREADING</i> . EL CUELLO DE BOTELLA QUE LIMITA EL RENDIMIENTO DEL <i>TRANSIENT SOLVER</i> ES EL ANCHO DE BANDA DE MEMORIA DEL SISTEMA ( <i>I.E. CÓMO DE RÁPIDO SE PUEDE LEER/ESCRIBIR A LA RAM</i> ). UNA FORMA DE ENSANCHAR ESTE CUELLO DE BOTELLA ES CON <i>GPU COMPUTING</i> . ....	108
FIGURA 3.1 - MODELO DE DISPERSIÓN ELÉCTRICA DEL RO4003C™ EMPLEADO. ....	112
FIGURA 3.2 - ESTUDIO PARAMÉTRICO DE LA <i>STOPBAND</i> EN FUNCIÓN DE LA ALTURA DEL <i>GAP</i> , FIJADOS LONGITUD Y PERIODO DE LOS PINES. ....	114
FIGURA 3.3 - DIAGRAMAS DE DISPERSIÓN PARA DOS DISEÑOS DE AMC, AMBOS CON ALTURA DEL <i>GAP</i> =1MM (PERÍODO=3MM, PIN=1MM), ARRIBA; Y (PERÍODO=5MM, PIN=7MM), DEBAJO. ....	114
FIGURA 3.4 – (A) PARÁMETROS BAJO ESTUDIO EN EL PUERTO NUMÉRICO Y CONDICIONES DE CONTORNO EMPLEADAS. (B) PARÁMETROS S SIMULADOS PARA DIFERENTES GEOMETRÍAS DE PUERTO CON LA LÍNEA MICROSTRIP-GAP (DE 50 Ω) DIRECTAMENTE SOBRE UNA FILA DE PINES (DEBAJO DCHA.). ....	115
FIGURA 3.5 – (A) COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN $S_{21}$ SIMULADO DE LÍNEA MICROSTRIP NORMAL, DOBLEMENTE ACODADA A 90° CON CONDUCTOR (CON/SIN PÉRDIDAS) Y DIELECTRICO (CON/SIN PÉRDIDAS). (B) COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN $S_{21}$ SIMULADO DE MICROSTRIP NORMAL, <i>INVERTED MICROSTRIP</i> Y MICROSTRIP-GAP CON COBRE COMO CONDUCTOR Y RO4003C COMO DIELECTRICO. ....	116
FIGURA 3.6 – CONFINAMIENTO DE LA ENERGÍA EM EN TRES TECNOLOGÍAS DIFERENTES DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE 50 Ω CON DOS CODOS DE 90°. RAMPA DE COLOR SEGÚN EL VALOR ABSOLUTO DEL CAMPO ELÉCTRICO EN DB, NORMALIZADO POR EL MÁXIMO EN CADA CASO, HASTA -90DB, PARA UNA FRECUENCIA DE 10 GHZ Y EL MISMO SUSTRATO DE BAJAS PÉRDIDAS ROGERS RO4003C EN LOS TRES CASOS. ....	117
FIGURA 3.7 – (A) COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN SIMULADO $S_{21}$ DE MICROSTRIP-GAP DOBLEMENTE ACODADA A 90° CON METALIZACIÓN PEC PARA DIFERENTES DIELECTRICOS. (B) COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN SIMULADO $S_{21}$ DE LA MISMA MICROSTRIP-GAP CON CONDUCTOR (CON/SIN PÉRDIDAS) Y DIELECTRICO FR4 (CON/SIN PÉRDIDAS). ....	119
FIGURA 3.8 - DIMENSIONES INTERFAZ SMA (SEGÚN NORMATIVA). ....	120
FIGURA 3.9 - DIMENSIONES Y MATERIALES DEL SMA DE MONTAJE EN PCB DEL FABRICANTE HUBER&SUHNER™. ....	120
FIGURA 3.10 – (A) ESTRUCTURA DEL MODELO DE CONECTOR SMA. (B) TRANSICIÓN A MICROSTRIP NORMAL DE 50 Ω. (C) TRANSICIÓN A MICROSTRIP-GAP DE 50 Ω (TAPA METÁLICA SUPERIOR ELIMINADA PARA FACILITAR LA VISUALIZACIÓN). ....	121
FIGURA 3.11 - (A) DESADAPTACIÓN EN EL FILTRO DE 12 GHZ CON AMC POR LA REFLEXIÓN DE POTENCIA EN EL PANEL DE MONTAJE DEL SMA CUANDO LA DISTANCIA DE ESTE A LA PRIMERA FILA DE CLAVOS ES INFERIOR A MEDIO PERIODO. (B) ADAPTACIÓN ÓPTIMA. VALORES DE CAMPO ELÉCTRICO EN VALOR ABSOLUTO (DBMAX HASTA -60DB). ....	122
FIGURA 3.12 – BALANCE DE POTENCIA. TERMINOLOGÍA EMPLEADA POR CST. ....	122
FIGURA 3.13 – BALANCE DE POTENCIA EN LÍNEA DOBLEMENTE ACODADA CON SUSTRATO ROGERS RO4003C™ EN TECNOLOGÍAS: (A) MICROSTRIP NORMAL (B) MICROSTRIP INVERTED (C) MICROSTRIP-GAP. DEBAJO, DETALLE DE PÉRDIDAS POR MATERIALES, ONDAS DE SUPERFICIE Y RADIACIÓN A 10 GHZ, VALORES DE $E$ (ABS, DBMAX) INFERIORES A -60DB OCULTOS EN BLANCO. ....	123
FIGURA 3.14 - PÉRDIDAS DE INSERCIÓN DEL FILTRO PASOBANDA EN 12 GHZ EN FUNCIÓN DE LA SEPARACIÓN ENTRE PINES. ..	124
FIGURA 3.15 - EQUIVALENTE STRIPLINE DE LA TECNOLOGÍA GAP-WAVEGUIDE IDEAL MEDIANTE TEORÍA DE IMÁGENES. ....	124
FIGURA 3.16 – CURVAS DE IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA Y PERMITIVIDAD RELATIVA DE LA ESTIMACIÓN EMPLEADA. ....	125
FIGURA 4.1 – ESTRUCTURA DE UN FILTRO DE LÍNEAS ACOPLADAS DE 3 ETAPAS. [23] ....	127
FIGURA 4.2 – ESPECIFICACIONES DE LOS FILTROS SOLICITADAS. ....	128
FIGURA 4.3 - ESQUEMÁTICO EN AWR DEL FILTRO A 10 GHZ EN TECNOLOGÍA INVERTED SUSPENDED MICROSTRIP (DIMENSIONES EN MM). ....	130
FIGURA 4.4 - COMPARACIÓN ENTRE LOS PARÁMETROS S SIMULADOS CON AWR CON Y SIN LA RESTRICCIÓN EN EL ESPACIADO MÍNIMO DE FABRICACIÓN PARA EL FILTRO PASOBANDA DEL 10% A 10 GHZ. ....	131
FIGURA 4.5 – PARÁMETROS S SIMULADOS DE LOS FILTROS PASOBANDA EN (A) 10 GHZ Y (B) 12 GHZ EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP-GAP USANDO ROGERS RO4003C™ COMO SUSTRATO, GAP DE AIRE 1 MM, CONECTORES SMA Y LA ESTRUCTURA REAL CON LA CAMA DE CLAVOS DE ACERO: TORNILLOS MÉTRICA 2, LONGITUD 7 MM, PERIODO 5 MM. TOLERANCIA DE FABRICACIÓN: 0.1 MM ENTRE LÍNEAS. ....	133
FIGURA 4.6 - PARÁMETROS S SIMULADOS DEL FILTRO PASO BANDA EN 12 GHZ PARA DISTINTAS REALIZACIONES DEL AMC SEGÚN LA SEPARACIÓN ENTRE TORNILLOS. PARA PMC Y PERIODO DE AMC DE 4 A 10 MM. ....	134

FIGURA 4.7 - PARÁMETROS S SIMULADOS DEL FILTRO A 10 GHz EN (A) TECNOLOGÍA <i>MICROSTRIP-GAP</i> Y (B) TECNOLOGÍA <i>MICROSTRIP NORMAL</i> INCLUYENDO EN AMBOS LAS MISMAS PÉRDIDAS POR EL MODELO DE CONECTOR SMA [0.05fGHz ≈ 0.16 dB MÁX. A 10 GHz].....	134
FIGURA 4.8 – ARQUITECTURA DE DIPLEXOR EMPLEADA CON DOS FILTROS PASO BANDA JUNTO A SUS REDES DE ADAPTACIÓN. ....	135
FIGURA 4.9 – DIMENSIONES DEL DIVISOR DE POTENCIA TRAS LA OPTIMIZACIÓN. ....	135
FIGURA 4.10 - MODELO DE IMPEDANCIA DE SUPERFICIE EQUIVALENTE.....	136
FIGURA 4.11 - TARJETA ACCELERADORA PARA GPGPU NVIDIA® TESLA™ K40C.....	138
FIGURA 4.12 - CONFIGURACIÓN DE LA TESLA K40 Y MONITORIZACIÓN DE RENDIMIENTO Y TEMPERATURA.....	139
FIGURA 4.13 - RESPUESTA AL COMANDO “NVIDIA-SMI -Q” MUESTRA TODA LA INFORMACIÓN DE LA TARJETA GPU. ....	140
FIGURA 4.14 - RESPUESTA AL COMANDO “NVIDIA-SMI -Q” MUESTRA TODA LA INFORMACIÓN DE LA TARJETA GPU. (CONT.) .....	141
FIGURA 4.15 –SELECCIÓN DEL LÍMITE DE TOLERANCIA DE SEPARACIÓN ENTRE LÍNEAS IMPRESAS A 0.2 MM EN EL OPTIMIZADOR DE CST MICROWAVE STUDIO®. ....	142
FIGURA 4.16 - PARÁMETROS S SIMULADOS DEL DIPLEXOR EN TECNOLOGÍA <i>MICROSTRIP-GAP</i> Y SU MODELO ASOCIADO. —TAPA METÁLICA CON TRANSPARENCIA SOLO PARA SU MEJOR VISUALIZACIÓN—.....	143
FIGURA 4.17 - EFECTO DE LA RETIRADA DEL AMC PARA EL DIPLEXOR DISEÑADO EN TECNOLOGÍA <i>MICROSTRIP-GAP</i> . ....	143
FIGURA 5.1 - ESPECIFICACIONES DE DISEÑO DE LA ANTENA DE BANDA ANCHA. EN AZUL, LAS BANDAS DE PASO DE LOS FILTROS. EN ROJO, ZONAS DESEADAS DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN S11 . EN VERDE, LA ZONA DE TRANSICIÓN. ....	146
FIGURA 5.2 – PARÁMETROS OPTIMIZADOS DE LA ANTENA CON <i>TRUST REGION ALGORITHM</i> . EL PARÁMETRO FF —POSICIÓN DEL ALIMENTADOR EN FORMA DE T RESPECTO DE LA RANURA— ES UNO DE LOS MÁS CRÍTICOS. ....	146
FIGURA 5.3 – (A) PARÁMETROS S SIMULADOS DEL ELEMENTO RADIANTE CON BORDES REDONDEADOS. (B) PARÁMETROS S SIMULADOS DEL ELEMENTO RADIANTE CON PLANO DE MASA Y AMC EXTENDIDO A LAS DIMENSIONES DEL DIPLEXOR DISEÑADO EN TECNOLOGÍA <i>MICROSTRIP-GAP</i> .....	147
FIGURA 5.4 - DIAGRAMAS DE RADIACIÓN TRIDIMENSIONAL DEL <i>SLOT</i> DE BANDA ANCHA A 11 GHz. (A) PLANO DE MASA REDUCIDO (1.1λ × 1.1λ) (B) PLANO DE MASA Y AMC EXTENDIDOS (4λ × 2.53λ).....	148
FIGURA 5.5 - DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN XY ESQUEMÁTICO DE UNA RANURA DE LONGITUD L A LO LARGO DEL EJE Z. EN TRAZO DISCONTINUO SE MUESTRA PARA UNA LÁMINA INFINITA, EN (A) RANURA ABIERTA A AMBOS LADOS DE LA LÁMINA Y EN (B) CERRADA POR LA IZQUIERDA. (C) DIAGRAMAS EN PLANO H DE ANTENAS DE RANURA λ/2 EN LÁMINAS FINITAS DE TRES LONGITUDES: L = 0.5, 2.75 y 5.3λ. EL ANCHO DE LAS RANURAS ES DE 0.1λ. [98].....	149
FIGURA 5.6 –DIAGRAMAS DE RADIACIÓN SIMULADO DEL CAMPO EN VALOR ABSOLUTO A 11GHz PARA EL ELEMENTO RADIANTE: (A) DIMENSIONES (1.1λ × 1.1λ). (B) DIMENSIONES EXTENDIDAS AL TAMAÑO DEL DIPLEXOR (4λ × 2.53λ). ..	149
FIGURA 5.7 - DIAGRAMAS DE RADIACIÓN EN PLANO H A 11 GHz DE LAS COMPONENTES COPOLAR Y DE LA POLARIZACIÓN CRUZADA PARA EL ELEMENTO RADIANTE: (A) DIMENSIONES (1.1λ × 1.1λ). (B) DIMENSIONES EXTENDIDAS AL TAMAÑO DEL DIPLEXOR (4λ × 2.53λ).....	149
FIGURA 5.8 - DIRECTIVIDAD Y GANANCIA SIMULADAS PARA EL ELEMENTO RADIANTE (A) DIMENSIONES (1.1λ × 1.1λ) (B) DIMENSIONES EXTENDIDAS AL TAMAÑO DEL DIPLEXOR (4λ × 2.53λ).....	150
FIGURA 5.9 – (A) EFICIENCIA DE RADIACIÓN DEL ELEMENTO RADIANTE. (B) DIAGRAMA DE RADIACIÓN SIMULADO EN PLANO E (φ=90°) DEL ELEMENTO RADIANTE PEQUEÑO CON PLANO DE MASA DE 1 MM PARA TRES FRECUENCIAS 9.5, 10.5 Y 12.5 GHz. ....	150
FIGURA 5.10 – (A) DIRECTIVIDAD PARA LOS DOS MODELOS DE ELEMENTO RADIANTE JUNTO CON LA VERSIÓN CON SMA MODIFICADO. (B) CAMPO E EN VALOR ABSOLUTO A 12 GHz EN PLANO E PARA LA VERSIÓN REDUCIDA CON/SIN SMA MODIFICADO, NORMALIZADO AL VALOR MÁXIMO Y CON RAMPA DE COLOR HASTA –60 dB.....	152
FIGURA 6.1 - DIAGRAMAS DE RADIACIÓN TRIDIMENSIONAL DE ANTENA AUTODIPLEXADA CON PEC COMO CONDUCTOR, SUSTRATO RO4003C™ COMO DIELECTRICO Y PUERTOS ‘CST WAVEGUIDE PORTS’ IDEALES PARA EL CANAL (A) 10 GHz Y (B) 12 GHz.....	155
FIGURA 6.2 - ANTENA AUTODIPLEXADA EN TECNOLOGÍA <i>MICROSTRIP-GAP WAVEGUIDE</i> CON PEC COMO CONDUCTORES, SUSTRATO RO4003C™ COMO DIELECTRICO Y PUERTOS ‘CST WAVEGUIDE PORTS’ IDEALES. (A) PARÁMETROS S SIMULADOS. (B) (C) (D) DIMENSIONES DEL MODELO CON LA ESTRUCTURA COMPLETA —TAPA CON TRANSPARENCIA SOLO PARA SU MEJOR VISUALIZACIÓN—. (E) CAMPO E EN VALOR ABSOLUTO PARA UNA EXCITACIÓN DE 10 GHz DESDE EL PUERTO 1. (F) CAMPO E EN VALOR ABSOLUTO PARA UNA EXCITACIÓN DE 12 GHz DESDE EL PUERTO 2, AMBOS EN ESCALA DBMAX (–60dB). ....	156
FIGURA 6.3 –DIAGRAMA DE RADIACIÓN SIMULADO DE LA ANTENA AUTODIPLEXADA CON PEC COMO CONDUCTOR, SUSTRATO RO4003C™ COMO DIELECTRICO Y PUERTOS ‘CST WAVEGUIDE PORTS’ IDEALES. VALOR DEL CAMPO EN VALOR ABSOLUTO Y EN COMPONENTES COPOLAR Y CRUZADA: (A) CANAL A 10 GHz. (B) CANAL A 12 GHz. ....	157
FIGURA 6.4 – DIAGRAMAS DE RADIACIÓN SIMULADOS DE LA ANTENA AUTODIPLEXADA CON MATERIALES REALES: SUSTRATO RO4003C™, TORNILLOS DE ACERO, PLACAS Y METALIZACIONES DE COBRE, SMA (PANEL DE MONTAJE, ORO COMO	

CONDUCTOR Y TEFLÓN COMO AISLANTE). VALOR DEL CAMPO EN VALOR ABSOLUTO Y EN COMPONENTES COPOLAR Y CRUZADA PARA: (A) CANAL A 10 GHZ. (B) CANAL A 12 GHZ.....	158
FIGURA 6.5 – DIAGRAMAS DE RADIACIÓN SIMULADOS A 10 GHZ DE LA ANTENA AUTODIPLÉXADA REALIZADA CON MATERIALES REALES PARA (A) AMC, (B) AMC CON DOS CORRUGACIONES EN PLANO E, (C) AMC CON DOS CORRUGACIONES EN PLANO E Y DOS EN PLANO H, Y (D) PMC INFINITO. ....	159
FIGURA 6.6 - (A) EFICIENCIA DE RADIACIÓN Y DIRECTIVIDAD SIMULADAS DE LA ANTENA AUTODIPLÉXADA CON MATERIALES REALES: SUSTRATO RO4003C™, TORNILLOS DE ACERO, PLACAS Y METALIZACIONES DE COBRE, SMA (PANEL DE MONTAJE, ORO COMO CONDUCTOR Y TEFLÓN COMO AISLANTE). (B) DIRECTIVIDAD Y GANANCIA (IEEE) DE LA MISMA ANTENA CON CONECTORES Y MATERIALES REALES. ....	160
FIGURA 6.7 – ESTUDIO DE PÉRDIDAS DE LA ANTENA AUTODIPLÉXADA CON MATERIALES REALES: SUSTRATO RO4003C™, TORNILLOS DE ACERO, PLACAS Y METALIZACIONES DE COBRE, SMA (PANEL DE MONTAJE, ORO COMO CONDUCTOR Y TEFLÓN COMO AISLANTE). ....	160
FIGURA 7.1 - CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LA MUESTRA SOLICITADA DE SUSTRATO ROGERS RO4003C™.....	162
FIGURA 7.2 – REALIZACIÓN DE SUPERFICIE AMC (ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR) CON (A) PERIODO ENTRE TORNILLOS 10 MM SUJETOS CON TUERCAS AL PLANO DE MASA Y (B) MODELO PROPUESTO CON PERIODO ENTRE TORNILLOS DE 5 MM SUJETOS CON UNA MATRIZ DE AGUJEROS PASANTES CONVERTIDA EN EL NUEVO PLANO DE MASA. ....	162
FIGURA 7.3 – EN EL TALLER DE CIRCUITOS IMPRESOS SE PUEDEN FABRICAR PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO DE DOBLE CARA EN SUSTRATOS FR4, DE ALTA FRECUENCIA Y OTROS ESPECIALES, ADEMÁS DE PODER HACER TALADROS METALIZADOS HASTA CLASE 5. (A) MICROFRESADORA T-TECH™ PARA FABRICACIÓN DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO. (B) SISTEMA DE METALIZACIÓN DE AGUJEROS LPKF™ CONTAC RS .....	164
FIGURA 7.4 – MEDIOS DEL DPTO. Tª SEÑAL UC3M: (A) MICROFRESADORA LPKF® MODELO PROTOMAT S100 (RESOLUCIÓN 0.25 MM EN LOS EJES X E Y Y 0.5 MM EN Z) (B) MICROFRESADORA LASER LPKF® MODELO PROTOLASER S (RESOLUCIÓN DE LÍNEAS DE 50 MM Y GAPS DE 25 MM). (C) AGILENT PNA-X N5247A (0-67 GHz) DE 4 PUERTOS CON LOS EXTENSORES DE FRECUENCIA DE OML™ HASTA 140 GHz. (D) ESPECTROSCOPIA CW THz. (E) CÁMARA ANECOICA 6M X 4M X 3M. ....	166
FIGURA 7.5 - ESQUEMAS DE MONTAJE DE LOS PROTOTIPOS: (A) DEL DIPLEXOR EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP-GAP Y (B) DE LA ANTENA AUTODIPLÉXADA EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP-GAP. ....	167
FIGURA 7.6 - ANALIZADOR DE REDES AGILENT™ E8364B. ANTES DE MEDIR EL CIRCUITO DIPLEXOR .....	168
FIGURA 7.7 - CÁMARA ANECOICA DEL DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y LAS COMUNICACIONES DE LA UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID. ....	168
FIGURA 7.8 – PARÁMETROS S SIMULADOS Y MEDIDOS DE LOS PROTOTIPOS. (A) DIPLEXOR EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP-GAP. (B) ANTENA AUTODIPLÉXADA EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP-GAP. ....	169
FIGURA 8.1 – ESQUEMA DEL FRONT-END DE UN TRANSCÉPTOR EN MICROONDAS CON FILTRO DIPLEXOR INTEGRADO EN TECNOLOGÍA GAP-WAVEGUIDE. [99].....	173
FIGURA 0.1 – ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), 2014 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON. CONFERENCE POSTER. ....	189
FIGURA 0.2 – ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), 2014 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON. ....	191
FIGURA 0.3 –ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), 2014 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON. ....	192
FIGURA 0.4 – ANTENNAS AND PROPAGATION (APS), 2015 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON. ....	193
FIGURA 0.5 – ANTENNAS AND PROPAGATION (APS), 2015 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON. (CONT.) .....	194
FIGURA 0.7 - RESTRICCIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA. [100] .....	223
FIGURA 0.8 - RESTRICCIÓN DE CAMPO MAGNÉTICO EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA. [100] .....	223
FIGURA 0.6 - REJILLA HEXAÉDRICA EMPLEADA EN FIT. ....	226



# Índice de Tablas

---

TABLA 1.1 - BANDAS DE FRECUENCIAS (ITU STANDARD). ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.....	3
TABLA 1.2 - BANDAS DE FRECUENCIAS EN EL RANGO DE LAS MICROONDAS (IEEE STANDARD).....	3
TABLA 2.1 – VALOR DE LOS ELEMENTOS NORMALIZADOS DEL PROTOTIPO PASO BAJO PARA $g_0 = 1, \omega c = 1, N = 1.. 10$ . ENMARCADOS LOS VALORES NECESARIOS [20] .....	38
TABLA 2.2 - VALORES FINALES DEL DISEÑO DEL FILTRO DE LÍNEAS ACOPLADAS CON SUSTRATO “AIRE” Y ROGERS RO4003C™ .	38
TABLA 2.3 - ATENUACIÓN DE VARIOS MODOS DE UNA GUÍA RECTANGULAR CON $a = 2$ CM. [23].....	43
TABLA 2.4 – VALORES DE $pnm'$ PARA LOS MODOS TE DE UNA GUÍA CIRCULAR.[23].....	45
TABLA 2.5 - VALORES DE $pnm$ PARA LOS MODOS TM DE UNA GUÍA CIRCULAR [21].....	46
TABLA 2.6 – TÉCNICAS DE ACELERACIÓN: SOFTWARE VS HARDWARE.....	106
TABLA 2.7 - TÉCNICAS DE ACELERACIÓN HARDWARE. ....	106
TABLA 3.1 - MATERIALES EMPLEADOS PARA LA COMPARACIÓN DE PÉRDIDAS. ....	118
TABLA 3.2 – VALORES DESTACADOS DE IMPEDANCIAS CARACTERÍSTICAS EMPLEADAS EN EL DISEÑO DE LOS CIRCUITOS Y COMPARACIÓN EN DIFERENTES TECNOLOGÍAS PLANAS CON MISMO SUSTRATO RO4003C™ ( $H_1=0.813$ MM) Y GAP DE AIRE $H_2=1$ MM. ....	125
TABLA 4.1 – VALORES DEL DISEÑO DEL FILTRO DE LÍNEAS ACOPLADAS EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP NORMAL DE ORDEN 5 CON SUSTRATO “AIRE” Y ROGERS RO4003C™.....	128
TABLA 4.2 – LONGITUDES DE LOS RESONADORES DE LOS FILTROS DE LÍNEAS ACOPLADAS.....	129
TABLA 4.3 - PARÁMETROS DE DISEÑO EN FILTROS CHEBYSHEV DE LÍNEAS ACOPLADAS IDEALES (MODELOS DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN RGLC).....	129
TABLA 4.4 - ELEMENTOS DISPONIBLES CON EL MODELO DE SUSTRATO MPSUB DE AWR. ....	131
TABLA 4.5 - X-MODELS DE AWR EMPLEADOS EN EL DISEÑO DE LOS FILTROS. ....	131
TABLA 4.6 - ALGORITMOS DE BÚSQUEDA/OPTIMIZACIÓN DE CST STUDIO SUITE 2015.....	137
TABLA 4.7 - COMPARACIÓN DEL ANCHO DE BANDA DE MEMORIA ENTRE LOS DOS BUQUES INSIGNIA DE NVIDIA PARA GPU COMPUTING, Y EL ALCANZADO EN MI EQUIPO CON MEMORIA RAM CONVENCIONAL DDR3-2400 CON CPU MULTITHREADING. ....	138



# Trabajos publicados

---

- A. **C. Sanchez-Cabello** and E. Rajo-Iglesias. “Low cost self-diplexed antenna in inverted microstrip gap waveguide technology”. Presented at Antennas and Propagation (ISAP), 2014 International Symposium on. 2014. DOI: 10.1109/ISANP.2014.7026584
  
- B. **C. Sanchez-Cabello** and E. Rajo-Iglesias. “Optimized Self-Diplexed Antenna in GAP Waveguide Technology”. Presented at Antennas and Propagation (APS), 2015 IEEE International Symposium on. 2015.



# Capítulo 1

## INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

---

### 1.1 Introducción a la ingeniería de alta frecuencia

El término microondas hace referencia a las señales cuya frecuencia está comprendida entre 300 MHz y 300 GHz, es decir, a las señales cuya longitud de onda está en el rango de 1 m a 1 mm. Debido a las altas frecuencias y, en consecuencia, bajas longitudes de onda, la teoría clásica de circuitos no puede utilizarse para resolver problemas de redes de microondas. Así, será necesario utilizar las ecuaciones de Maxwell para caracterizar el comportamiento de los dispositivos que operan en estas frecuencias. La naturaleza de estas ecuaciones hace que la complejidad matemática sea mayor pues involucran operaciones diferenciales e integrales con vectores de campo que dependen de coordenadas espaciales.

A pesar de que las microondas hacen más difícil el análisis y diseño de componentes, aportan también una serie de ventajas:

- La ganancia de una antena es proporcional a su tamaño eléctrico. Por ello, a frecuencias altas se puede conseguir una mayor ganancia para un tamaño dado.
- Mayor ancho de banda a altas frecuencias. Esto es muy importante pues el espectro electromagnético es limitado.
- Las señales de microondas viajan por línea de visión directa y no se curvan al pasar por la ionosfera como ocurre con las señales de frecuencias más bajas.
- Son más apropiadas para comunicaciones por radar debido a que detectan mejor los objetivos.

- Diferentes resonancias moleculares, atómicas y nucleares ocurren a frecuencias de microondas por lo que se aplican en diagnóstico y tratamiento médico.

Por todo ello, las microondas están muy presentes en la actualidad: localización de objetivos, control de misiles, control de tráfico, detectores de movimiento, medida de distancias, predicción meteorológica, comunicaciones móviles, comunicaciones por satélite, redes inalámbricas, etc.

En Tabla 1.1 y Tabla 1.2 se pueden ver las distintas bandas de frecuencia del espectro electromagnético con algunas de sus aplicaciones. En Figura 1.1 [1], se muestra la atenuación que sufren las ondas electromagnéticas por resonancia con las moléculas de gases atmosféricos de 0 a 1 THz; de ahí el motivo del uso de ciertas bandas de frecuencias y no otras.

Dentro de los circuitos de microondas, las estructuras en guía de onda son estructuras utilizadas habitualmente para construir filtros/diplexores, multiplexores, polarizadores que adaptan la señal y la preparan para su posterior utilización en sistemas de telecomunicación (telefonía, televisión por satélite...).

Los filtros juegan también un papel muy importante en las aplicaciones de microondas. El espectro electromagnético es limitado y tienen que ser dividido para ser usado por diferentes sistemas. Los filtros se encargan de ubicar las señales dentro de la zona del espectro asignada, así como de eliminar las señales que se encuentran fuera.

En especial, los sistemas en la banda de milimétricas (30 – 300 GHz) se están volviendo cada vez más importantes en muchas aplicaciones científicas y militares. En un futuro cercano, las telecomunicaciones y aplicaciones de radiofrecuencia se irán desplazando cada vez más hacia un espectro de frecuencias más alto debido al mayor ancho de banda disponible, tamaño de componentes más pequeño, menores interferencias, bajas pérdidas, etc.

Entre las potenciales aplicaciones comerciales de microondas de alta frecuencia que ya se están desarrollando de manera activa, se incluyen servicios punto a multipunto, enlaces de alta velocidad entre chips, comunicaciones por satélite, radares móviles, radioastronomía y sistemas de obtención de imágenes con fines médicos o de seguridad. Como resultado, existe una gran actividad de investigación en torno al rango de frecuencias milimétricas y submilimétricas (o de THz).

Por otro lado, aparecen numerosos retos tecnológicos y mecánicos en el diseño de sistemas de microondas de alta frecuencia. Entre estos factores están el coste, requisitos de tamaño reducido, incremento de la densidad y complejidad del sistema, encapsulado, supresión de interferencias, menores pérdidas por potencia disipada, etc.

Nombre	Banda de frecuencias	Aplicaciones
VLF	3 – 30 KHz	Navegación, sonar
LF	30 – 300 KHz	Radiobalizas, navegación
MF	300 – 3000 KHz	Radiodifusión AM, radio marítima
HF	3 – 30 MHz	Teléfono, telégrafo, barco-costa y barco-avión, radio amateur
VHF	30 – 300 MHz	TV, AM, policía, taxis
UHF	300 – 3000 MHz	TV, comunicaciones por satélite, ayuda para la navegación, radar
SHF	3 – 30 GHz	Enlaces de microondas, comunicaciones móviles, por satélite, radar
EHF	30 – 300 GHz	Radar
<b>INFRARROJO</b>	300 GHz–400 THz (1mm–750 nm)	Comunic. ópticas, visión nocturna, calentamiento.
<b>ROJO</b>	400–484 THz (750–620 nm)	Visible al ojo humano.
<b>NARANJA</b>	484–508 THz (620–590 nm)	
<b>AMARILLO</b>	508–526 THz (590–570 nm)	
<b>VERDE</b>	526–606 THz (570–495 nm)	
<b>AZUL</b>	606–668 THz (495–450 nm)	
<b>VIOLETA</b>	668–789 THz (450–380 nm)	
<b>UV</b>	789 THz–30 PHz (380–10 nm)	Esterilización, fototerapia.
<b>RAYOS X</b>	30 PHz – 30 EHz (10–0.01nm)	Imagen médica, Inspección de objetos.
<b>RAYOS GAMMA</b>	> 30 EHz (< 1 pm)	Esterilización, imagen médica.

Tabla 1.1 - Bandas de frecuencias (ITU Standard). Espectro electromagnético.

Banda	Frecuencia	Descripción histórica
<b>L</b>	1 – 2 GHz	<i>Long Wave</i>
<b>S</b>	2 – 4 GHz	<i>Short Wave</i>
<b>C</b>	4 – 8 GHz	<i>Compromise between S and X</i>
<b>X</b>	8 – 12.4 GHz	<i>Used in World War II for fire control, X for cross.</i>
<b>Ku</b>	12.4 – 18 GHz	<i>Kurz-under</i>
<b>K</b>	18 – 26.5 GHz	<i>German “Kurz” (short) – strong absorption in H<sub>2</sub>O–</i>
<b>Ka</b>	26.5 – 40 GHz	<i>Kurz-above</i>
<b>V</b>	40 – 75 GHz	<i>– strong absorption in O<sub>2</sub>–</i>
<b>W</b>	75 – 110 GHz	<i>W follows V in the alphabet</i>
<b>mm</b>	110 – 300 GHz	<i>Millimeter</i>

Tabla 1.2 - Bandas de frecuencias en el rango de las microondas (IEEE Standard).

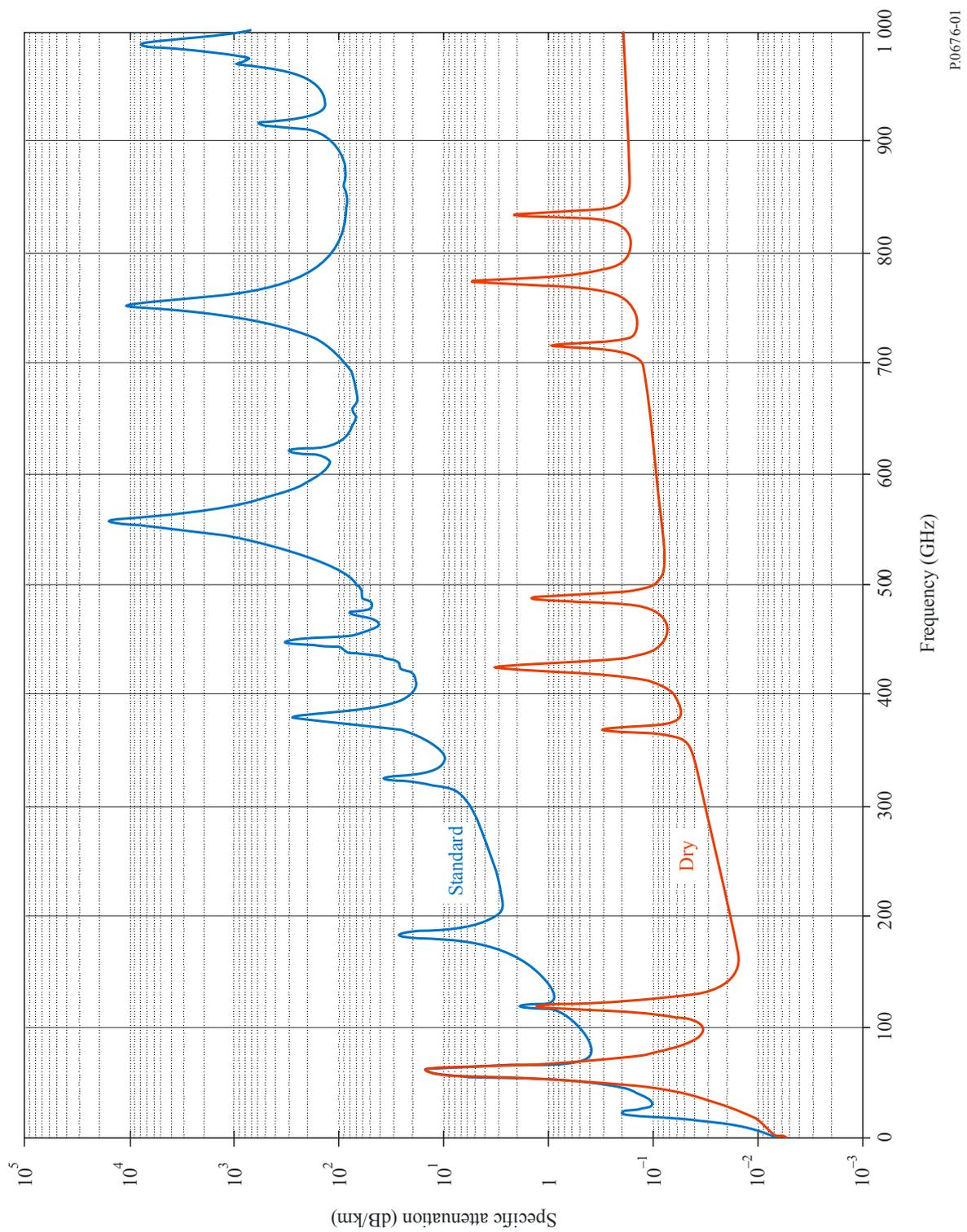


Figura 1.1 - Atenuación atmosférica debida a gases de 0 a 1 THz (Standard = H<sub>2</sub>O + O<sub>2</sub>) [1].

Normalmente, los *front-ends*<sup>1</sup> de RF se componen de circuitos integrados y elementos pasivos como antenas y filtros/diplexores que no están integrados en el sustrato del semiconductor. Si bien, la tecnología *MMIC* (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) ha impulsado el desarrollo de componentes activos en sistemas de RF permitiendo su miniaturización, los componentes pasivos del *front-end* (e.g. antenas y filtros/diplexores) no han avanzado de la misma manera. Y es que, surgen problemas debidos a tolerancias en la fabricación relacionados con el escalado geométrico por la frecuencia de funcionamiento. Hay, por tanto, una necesidad de revisar las tecnologías de diseño de estos componentes, en términos de flexibilidad de fabricación y de mejorar sus prestaciones sin incrementar su coste.

### *Tecnologías de Alta Frecuencia*

---

Los circuitos electrónicos se utilizan hoy en día en casi todos los productos, y en particular, en los relacionados con la transferencia de información. Esta transferencia de información, se puede realizar mediante hilos y cables a bajas frecuencias (e.g. telefonía fija) o de forma inalámbrica, a través del aire a altas frecuencias mediante ondas de radio; tanto para recepción de emisiones de radio y TV, como para las comunicaciones bidireccionales de la telefonía móvil. En estos últimos casos de alta frecuencia, se necesitan circuitos y líneas de transmisión tanto de alta como de baja frecuencia para realizar el hardware necesario. Los componentes de alta frecuencia se utilizan para transmitir y recibir las ondas de radio, mientras que los circuitos de baja frecuencia, se utilizan para modular el sonido o la información de vídeo en las ondas de radio, y para la demodulación correspondiente. Por lo tanto, se necesitan circuitos tanto de baja como de alta frecuencia. La tecnología *GWG* (*Gap Waveguide*), que se utilizará en este proyecto, se refiere a una técnica para la realización de componentes de alta frecuencia tales como los circuitos del transmisor, circuitos del receptor, filtros, redes de adaptación, divisores y combinadores de potencia, acopladores, antenas, etc.

Las primeras transmisiones de radio se llevaron a cabo a frecuencias más bien bajas por debajo de los 100 MHz; mientras que, hoy en día, el espectro de radio (también llamado espectro electromagnético) se utiliza comercialmente hasta 40 GHz, y ya se han previsto algunos sistemas para su uso en frecuencias más altas. La razón por el interés de explorar frecuencias más altas son los mayores anchos de banda disponibles. En la medida en que las comunicaciones inalámbricas se extienden a cada vez más usuarios y se ponen a disposición más y más servicios, se deben asignar nuevas bandas de frecuencias para dar lugar a todo el

---

<sup>1</sup> En un receptor, circuitería desde la antena hasta la primera etapa *IF* (*Intermediate Frequency*)

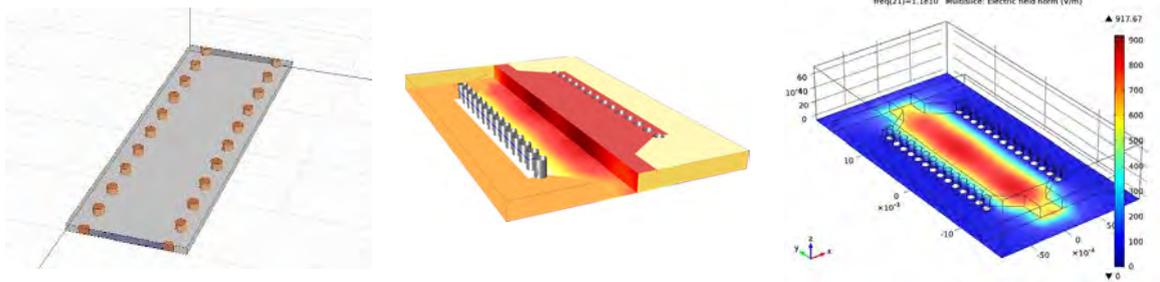
tráfico. El principal requisito es para la transmisión de datos, *i.e.* la transferencia de grandes cantidades de datos en el menor tiempo posible.

Ya existen líneas de transmisión para ondas de luz en forma de fibras ópticas que pueden ser soterradas, y representan una alternativa a las ondas de radio cuando se necesita un gran ancho de banda. Sin embargo, estas fibras ópticas también requieren circuitos electrónicos conectados en cada extremo. Incluso pueden ser necesarios circuitos electrónicos para anchos de banda por encima de 40 GHz para permitir el uso de los enormes anchos de banda disponibles de las líneas de transmisión ópticas. La presente tecnología *GWG (Gap Waveguide)* se puede utilizar para realizar circuitos electrónicos por encima de los 40 GHz donde, hoy en día, no existen buenas soluciones alternativas para la producción en masa con bajas pérdidas.

Los circuitos electrónicos por debajo de 300 MHz (*i.e.*, longitudes de onda de más de 1 metro) se realizan fácilmente en placas de circuito impreso (PCB) y en circuitos integrados que utilizan diseños basados en elementos circuitales concentrados tales como resistencias, inductores, condensadores y amplificadores con transistores. Esta tecnología también puede trabajar a una frecuencia más alta, pero el rendimiento se degrada notablemente cuando el tamaño del PCB y el encapsulado del circuito integrado son comparables a la longitud de onda. Cuando esto ocurre, es mejor realizar los circuitos conectando varias piezas de líneas de transmisión o guías de ondas. Esto se conoce normalmente como tecnología de microondas y se usa comúnmente entre los 300 MHz y 30 GHz, *i.e.* la región de microondas. Las líneas de transmisión más comunes son los cables coaxiales, las líneas *microstrip* y las guías de onda. A frecuencias superiores a 30 GHz estas tecnologías presentan problemas debido al aumento de pérdidas de las primeras y problemas de tolerancias de fabricación en guías (dimensiones más pequeñas y requisitos de tolerancias más estrictos). Los requisitos de tolerancia podrían ser del orden de 1/1000 de la longitud de onda, que llega a ser muy pequeña cuando la longitud de onda es de 10 mm a 30 GHz. También, las líneas coaxiales y guías de onda necesitan ser más delgadas de 0.5 longitudes de onda para trabajar con un solo modo. Tales líneas y guías huecas son muy difíciles de fabricar, lo que hace necesario para alta frecuencia, utilizar en su lugar, líneas *microstrip* y otras basadas en sustratos dieléctricos. Sin embargo, las líneas de transmisión tienen mayores pérdidas, que aumentan a medida que aumenta la frecuencia, por lo que el rendimiento se degrada. La potencia de salida de los transistores es menor a altas frecuencias y, cuando se montan en líneas de transmisión con pérdidas, la generación de energía es un problema aún mayor. La presente tecnología *GWG (Gap Waveguide)* se refiere a circuitos electrónicos que se fabrican mediante el uso de una nueva línea de transmisión que a altas frecuencias es ventajosa con respecto a las pérdidas y la fabricación.

Ya existen algunas guías de onda destinadas a ser utilizadas en frecuencias altas porque tienen menores pérdidas y son más baratas de fabricar que las convencionales guías de onda cilíndricas huecas y porque tienen menores pérdidas que las líneas *microstrip*. Esta guía de onda es la llamada guía de onda con sustrato integrado o *SIW (Substrate Integrated)*

*Waveguide*), como se describe en [2]. Aquí, la guía de ondas se hace en el sustrato de un circuito impreso (PCB) mediante el uso de vías metalizadas como paredes. Estas guías de onda sufren aún de pérdidas debidas al sustrato, y las metalizaciones a través de los orificios representan una complicación que es cara de fabricar. La presente tecnología *GWG* (*Gap Waveguide*) no hace uso necesariamente de vías metalizadas y un sustrato, pero puede hacer uso de ellas si es necesario por otras razones.



**Figura 1.2 – Modelo de una guía SIW (Substrate Integrated Waveguide). Una guía rectangular se realiza dentro de un sustrato (normalmente una superficie *soft*) añadiendo una cubierta de metal sobre el plano de masa y enjaulando la estructura con filas de vías metalizadas a cada lado. [Fuente: COMSOL<sup>®</sup> Software]**

## 1.2 Motivación y Objetivo del proyecto

### *Problema a resolver*

---

Existe un abismo entre el rendimiento de líneas de transmisión planares tales como la microstrip o la coplanar, y las guías de onda metálicas no planares en términos de pérdidas, flexibilidad de fabricación y coste de producción. Uno de los principales retos en la investigación de microondas de alta frecuencia es estrechar este margen de rendimiento. Se busca una solución que sea de bajo coste y flexible como la microstrip y también de bajas pérdidas como las guías de onda metálicas. También son de gran interés el diseño de antenas de alta ganancia de una sola capa y filtros de canales de banda estrecha con más grados de flexibilidad de fabricación. Se añade una ventaja adicional si estos dos componentes pasivos críticos se pueden poner juntos y producir como una sola unidad para reducir el tiempo de producción y su coste. Los otros desafíos en la investigación están relacionados con problemas de integración y encapsulado, como la supresión de modos de cavidad y radiación no deseada en sistemas o módulos de microondas de alta frecuencia.

### *La tecnología Gap Waveguide es de muy bajas pérdidas*

---

La idea que prevalece a lo largo de este trabajo es explotar una nueva tecnología de línea de transmisión de bajas pérdidas conocida como “gap waveguide (GWG)” para diseñar los componentes pasivos críticos. La tecnología GWG tiene pérdidas mucho menores que la microstrip o coplanar, e incluso menores que las guías SIW (*Substrate Integrated Waveguide*). Las pérdidas en GWG son comparables a las de las guías de onda de metal huecas convencionales, pero son más rentables en la producción. Además, las estructuras GWG son más flexibles y fáciles de montar que las de las guías de onda de metal tradicionales. Por lo tanto, la solución propuesta, da un muy buen equilibrio entre dos factores opuestos, tales como bajas pérdidas y flexibilidad de fabricación.

### *GWG elimina problemas de resonancia*

---

Otro aspecto de la tecnología GWG es que ofrece nuevos métodos de encapsulado para los módulos de microondas de alta frecuencia haciendo uso de su capacidad para suprimir el modo de placas paralelas, por lo que se pueden utilizar para eliminar problemas de resonancias de cavidades.

### *Además, la tecnología Gap Waveguide facilita el uso de frecuencias de THz*

---

La tecnología GWG es una nueva tecnología de circuitos de microondas que tiene importantes ventajas en la banda de frecuencias de 30 GHz hasta frecuencias de THz. A estas nuevas tecnologías que pueden reemplazar a las soluciones estándar de microondas a

frecuencias tan altas, se las denomina a menudo como tecnologías del THz, incluso cuando se utiliza a frecuencias tan bajas como 30 GHz.

En la Figura 1.3, se pueden ver de forma gráfica algunas de las aplicaciones donde este tipo de tecnología presenta un futuro prometedor. En medicina (detección de tumores de piel, inspecciones dentales); medioambiente (detección de la polución); seguridad (detección de sustancias nocivas, explosivas, armas biológicas, armas de fuego, control de costas y de inmigración); viticultura: (detección del contenido de agua en hojas, detección de grietas en corchos); industria agroalimentaria (control del secado de productos, detección de sustancias no deseadas —patógenos, metales o plásticos— en las cadenas de producción y proceso de control en la industria alimentaria —detección de humedad—); industria farmacéutica (identificación de compuestos y acabado de tabletas); e Industria de semiconductores (control de calidad por inspección de productos sin destrucción). Merece la pena destacar que estaremos en bandas de frecuencias cuya radiación es no ionizante (ver regulación sobre la materia en ANEXO F).

Esta nueva tecnología proporciona una fácil integración de componentes activos, y también puede sustituir a los encapsulados convencionales de circuitos *MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits)* que son un tipo de circuitos integrados de estado sólido, que operan en frecuencias de microondas, es decir, entre 300 MHz y 300 GHz, tan habituales actualmente en dispositivos de alta frecuencia, como pueden ser los teléfonos móviles.

Se prevé que los chips semiconductores se puedan montar directamente en la superficie metálica con textura, y que incluso los materiales semiconductores se puedan hacer crecer directamente sobre la misma durante el proceso de fabricación, abriendo un nuevo camino para la transferencia de la señal entre la guía GWG y el MMIC, por lo que las técnicas convencionales como la unión de cables podrían llegar a ser innecesaria.

La tecnología GWG tiene ventajas únicas en comparación con las de líneas de transmisión y guías de ondas existentes en ondas milimétricas y de microondas; y pueden permitir por primera vez construir sistemas rentables que operan típicamente entre los 30 GHz y el THz.

Las superiores prestaciones de la tecnología GWG, tanto como línea de transmisión para la fabricación de circuitos de microondas, como tecnología de encapsulado, se han verificado y descrito en varios artículos de revistas científicas, y en congresos.



### ¿Qué características tienen las ondas de THz?



### Algunas aplicaciones que se pueden beneficiar de los THz



Figura 1.3 – Situación de la región de THz. Características de las ondas de THz, Ventajas de las tecnologías de THz. [Fuente: Luz-Wavelabs, S.L. (Spinoff UC3M)]

### Objetivo

El objetivo del presente proyecto es desarrollar y validar dos filtros en banda X que sirvan de base para la realización de un duplexor de Tx/Rx con frecuencias centrales de trabajo 10 y 12 GHz, respectivamente, en tecnología GWG; así como el diseño y validación de una antena compatible con dicha tecnología. En la Figura 1.4, se puede ver el esquema del duplexor en banda X. La exclusiva disponibilidad de conectores SMA (límite 18 GHz) y la novedad que plantea el trabajo en frecuencias pertenecientes a la banda de milimétricas para el Grupo de Electromagnetismo Aplicado (GEA), ha hecho que este proyecto se desarrolle en bandas inferiores a 100 GHz.

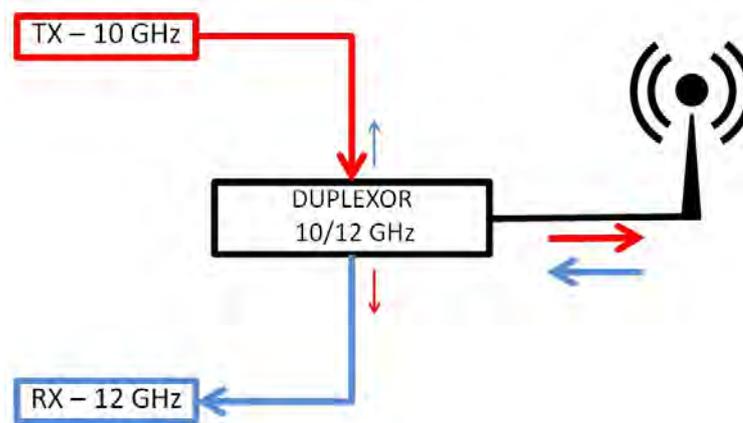
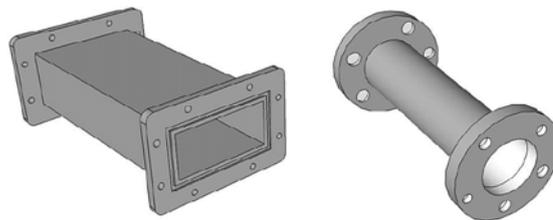


Figura 1.4 - Flujo de señal simultáneo a través de un duplexor en la banda de 10-12 GHz.

A continuación, se explican con más detalle los problemas actuales mencionados, que se pretenden resolver con esta tecnología.

### 1.2.1 Problemas de las guías de onda metálicas

Las guías de onda metálicas huecas mostradas en la Figura 1.5, se han utilizado durante mucho tiempo en sus formas rectangular y circular. Se pueden diseñar muchos componentes pasivos basados en ellas con especificaciones de bajas pérdidas, incluso a frecuencias milimétricas. Sin embargo, las técnicas tradicionales de mecanizado para fabricar guías de onda metálicas operando en milimétricas son complejas y caras. A frecuencias por encima de 30GHz, las pequeñas dimensiones de la oquedad presentan problemas de fabricación. Además, la estructura hueca se suele fabricar en dos partes que se unen después, provocando algunos problemas para asegurar un buen contacto eléctrico entre las uniones. [3-6]. Esta tecnología no es muy adecuada para su producción en masa a bajo coste, ya que las modificaciones post mecanizado y su ensamblaje mecánico, presentan un problema de cuello de botella para fabricantes y empresas comerciales. Además, cuando se fabrican componentes en varios bloques, es difícil tener bajas pérdidas y altos valores de Q a frecuencias tan altas. La razón, normalmente, son las fugas de campo a través de los diminutos huecos entre bloques (originados por defectos de fabricación o deformaciones metálicas causadas por expansión térmica). También, un mal contacto eléctrico entre conductores es una de las fuentes más comunes de intermodulación pasiva (PIM), que se considera una amenaza oculta en muchas aplicaciones de microondas [7].



**Figura 1.5 - Guías de onda rectangular y circular [8].**

Aparte de los problemas de fabricación a alta frecuencia, la integración de los circuitos activos de microondas con guías metálicas no resulta sencilla. Los circuitos integrados MMIC de tecnología plana son incompatibles con guías de onda metálicas no planas y requieren el uso de transiciones que añaden más complejidad al conjunto del sistema. A menudo, estas transiciones en altas frecuencias degradan las prestaciones, y se deteriora el rendimiento de todo el módulo de microondas en su conjunto. Así, a pesar de las numerosas ventajas indiscutibles de las guías de onda de metal tales como bajas pérdidas y alta capacidad de manejo de potencia, todavía hay algunas cuestiones relacionadas principalmente con el problema de los costos de fabricación e integración que se debe considerar al diseñar los sistemas y módulos para ondas milimétricas.

### 1.2.2 Problemas de las líneas de transmisión impresas

La línea microstrip y la coplanar son las líneas de transmisión más representativas en tecnología plana impresa. Se muestra un ejemplo en la Figura 1.6. Son soluciones robustas, de bajo coste y muy adecuadas para integrar componentes activos de microondas en PCB's. Especialmente, la coplanar se utiliza ampliamente en circuitos integrados monolíticos de microondas o MMIC, porque permite una alta resolución en el diseño metálico. Pero las propiedades de transmisión de ambas microstrip y coplanar dependen en gran medida de los parámetros del sustrato. Ambas líneas sufren altas pérdidas de inserción a frecuencias milimétricas debidas a la presencia del material dieléctrico con pérdidas. Los estudios publicados en [9-11] muestran que existen significativas fugas de energía en varias líneas de transmisión de circuito impreso, a menudo relacionadas con ondas de superficie en el sustrato dieléctrico causando graves problemas de diafonía e interferencia. Especialmente en el caso de la microstrip cubierta con un conductor, esta fuga comienza a una frecuencia mucho menor de lo esperado y se convierte en un grave problema de pérdida de energía y diafonía [10]. De la misma manera, los encapsulados convencionales de líneas coplanares (CPW), modifican estas en coplanares sobre una metalización o "*conductor-backed coplanar waveguide (CBCPW)*", y esto, genera fugas de energía en forma de acoplos por modos parásitos de placas paralelas. Esta radiación no deseada puede causar problemas inesperados de diafonía, de aislamiento y por el encapsulado [12]. Incluso para aplicaciones de antena, esta radiación no deseada o espuria de las líneas de alimentación puede producir una degradación dramática de la eficiencia y los diagramas de radiación [13, 14].

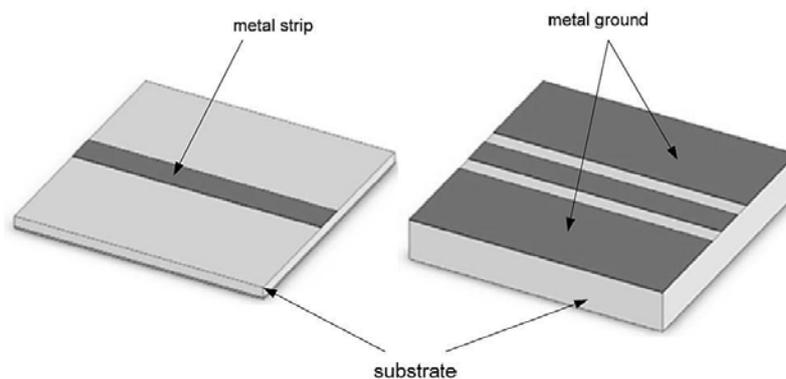


Figura 1.6 - Líneas microstrip y coplanar [8].

### 1.2.3 Antenas planas de alta ganancia en alta frecuencia

Normalmente, las antenas planas de tipo array de ranuras (o *slot array*) mostradas en la Figura 1.7 son candidatas muy atractivas para construir antenas de alta ganancia en alta frecuencia, ya que las bajas pérdidas en la línea de alimentación están directamente relacionadas con la eficiencia de la antena. Uno de los principales problemas aquí es el alto coste de fabricación de redes de alimentación con guías de onda tridimensionales. Las redes de alimentación de esta clase se pueden clasificar en dos grandes categorías: alimentación serie y alimentación colectiva (o *corporate feed*). La disposición serie es una estructura sencilla, pero tiene poco ancho de banda (4-5%) debido al efecto de la longitud de la línea y el estrabismo del haz<sup>2</sup> [15, 16]. Con una red de alimentación colectiva se pueden alcanzar mayores anchos de banda (8-10%), pero la distancia entre elementos adyacentes es difícil de mantener inferior a una longitud de onda en la de una capa, por lo que aparecen problemas de lóbulos de difracción (o *grating lobes*). Se han publicado estudios que sugieren la posibilidad de usar complejas estructuras multicapa para resolver el problema [17]. Pero en todos los casos, los costes de fabricación son elevados para altas frecuencias debidos a los requisitos de contactos eléctricamente herméticos entre la placa ranurada y la estructura de alimentación.

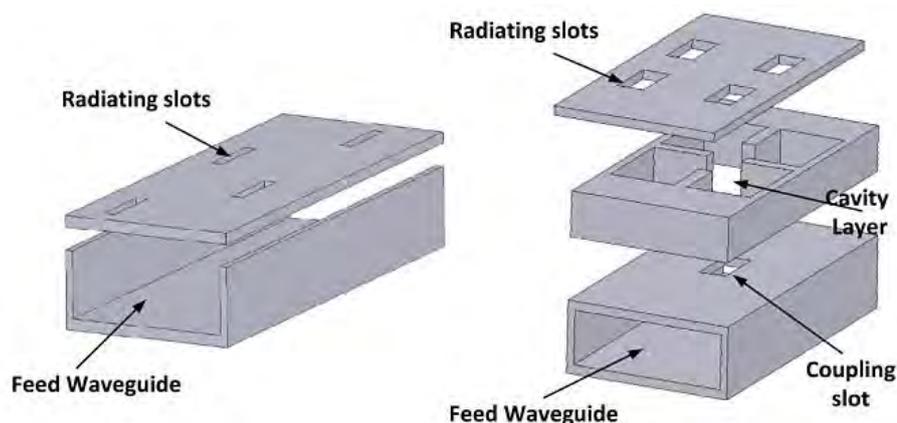


Figura 1.7 - Antena array de ranuras con guías de onda de una capa y multicapa [8]

<sup>2</sup> Estrabismo del haz o *beam squint* ( $\Delta\theta$ ): Cambio en la dirección del haz en función de la frecuencia de operación.

### 1.2.4 Filtros de banda estrecha en alta frecuencia

La exitosa comercialización de enlaces inalámbricos de banda ancha a frecuencias milimétricas, depende en gran medida de la disponibilidad de componentes de bajo coste. Entre ellos, los filtros y diplexores son de particular interés, ya que son en muchos casos el componente más caro en un sistema de ondas milimétricas. El número de contribuciones de investigación dedicados al diseño y análisis de filtros de microondas y diplexores es enorme. Uno de los problemas fundamentales en la realización de filtros es superar las pérdidas por disipación, ya que la sensibilidad del receptor inalámbrico está determinada por el ruido y las no linealidades del *front-end* de RF. Las pérdidas de inserción en la banda de paso son inversamente proporcionales al ancho de banda del filtro, y el factor de resonancia  $Q$  es proporcional al número de resonadores empleados. Así, para aplicaciones que necesiten la selección de canales de banda muy estrecha, son necesarios factores de resonancia  $Q$  muy elevados con el fin de conseguir unas bajas pérdidas en la banda de paso [18-20]. Los filtros de iris en plano H y los filtros con inserciones de metal en plano E mostrados en la Figura 1.8, se usan ampliamente. Pero el valor de  $Q$  disminuye en los filtros de iris en plano H debido a fugas de energía a través de los diminutos huecos entre la placa de metal superior y el cuerpo del filtro que resultan de la expansión térmica y la deformación metálica. Además, se requiere un acabado superficial de alta calidad sobre toda el área de contacto de metal para un buen montaje mecánico. En los filtros plano E, las tolerancias asociadas con el grosor de las inserciones metálicas se vuelven críticas a medida que las dimensiones de los circuitos de ondas milimétricas alcanzan un límite. Estos estrictos requisitos mecánicos involucran técnicas de mecanizado de muy alta precisión que aumentan su coste e introducen muchos retrasos en la cadena de producción.

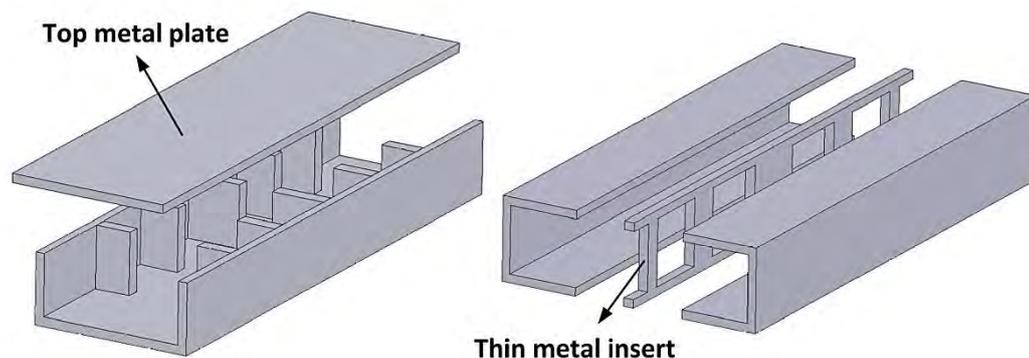


Figura 1.8 - Filtro de iris en plano H y filtro con inserción de metal en plano E [8]

### 1.2.5 Problemas encapsulando el módulo de alta frecuencia

Los circuitos electrónicos deben estar eléctricamente apantallados y físicamente protegidos. Además, el trabajar con sistemas de microondas milimétricas, permite tener mayor densidad de componentes en un área muy pequeña. Para este tipo de módulos de microondas de alta densidad, el encapsulado es cada vez más importante en términos de aislamiento y supresión de interferencias. Este tipo de encapsulados se enfrenta a algunos retos debido a varios problemas.

En altas frecuencias, las características circuitales y los componentes pueden tener dimensiones que son una fracción apreciable de la longitud de onda. Hay algunos problemas complejos a los que enfrentarse, como el acoplo y la realimentación debido a modos de superficie y radiación de pequeñas curvas y discontinuidades. La forma convencional de hacer el encapsulado del circuito es usar cavidades de metal para aislar cada componente crítico del circuito. El tamaño de la cavidad se debe mantener inferior a media longitud de onda guiada  $\lambda_g/2$  para evitar modos dentro del módulo. También se pueden usar absorbentes con pérdidas para amortiguar los modos de la cavidad con una alta Q, ya que, de otro modo, incluso un acoplo débil entre la señal deseada y los modos de la cavidad pueden destruir el rendimiento en RF. Los materiales absorbentes con paredes de metal se muestran en la Figura 1.9. Sin embargo, reducir el tamaño de la cavidad se vuelve poco práctico a frecuencias de ondas milimétricas. Media longitud de onda guiada  $\lambda_g/2$  para un sustrato de GaAs a 80GHz es 0.52 mm. Además, los materiales absorbentes con altos valores de permitividad y permeabilidad no funcionan suficientemente bien en milimétricas. Así que, quedan aún algunos asuntos por resolver en cuanto al encapsulado de circuitos de RF en milimétricas.

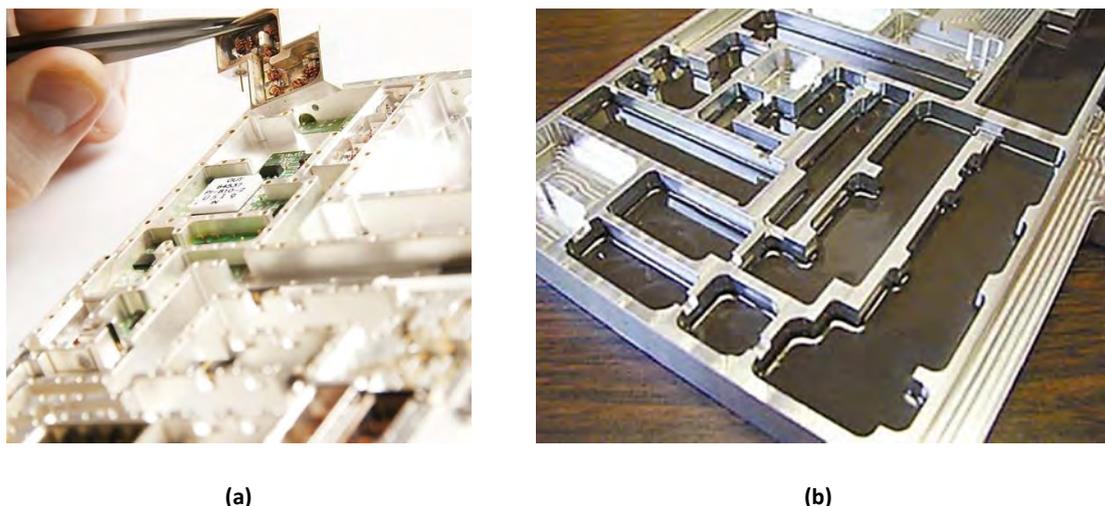


Figura 1.9 – Encapsulado metálico clásico de circuitos de RF (izquierda). Absorbente de microondas y paredes de metal empleados en la parte superior de dicho encapsulado (derecha) [21].

La técnica de encapsulado propuesta por Zaman *et al.* [22] que se muestra en la Figura 1.12, es una extensión de la recientemente desarrollada tecnología *Gap Waveguide* (ver con más detalle en el *Capítulo 2 sobre Fundamentos Teóricos*) y consiste en el empleo de una

superficie denominada *AMC* (o *Artificial Magnetic Conductor*) para eliminar los fenómenos de acoplos indeseados.

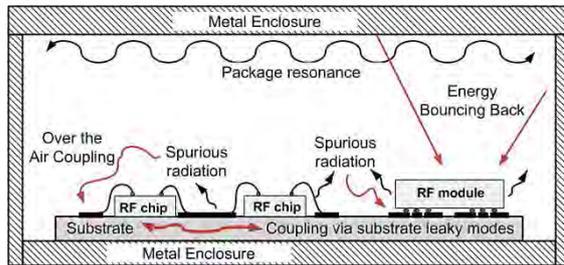


Figura 1.10 - Módulo de microondas encapsulado con varios fenómenos de acoplamiento indeseado. [22]

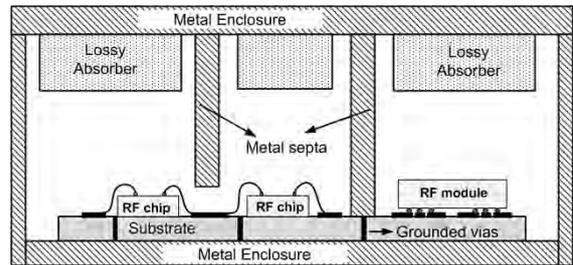


Figura 1.11 - Módulo de microondas tradicional con varios compartimentos. [22]

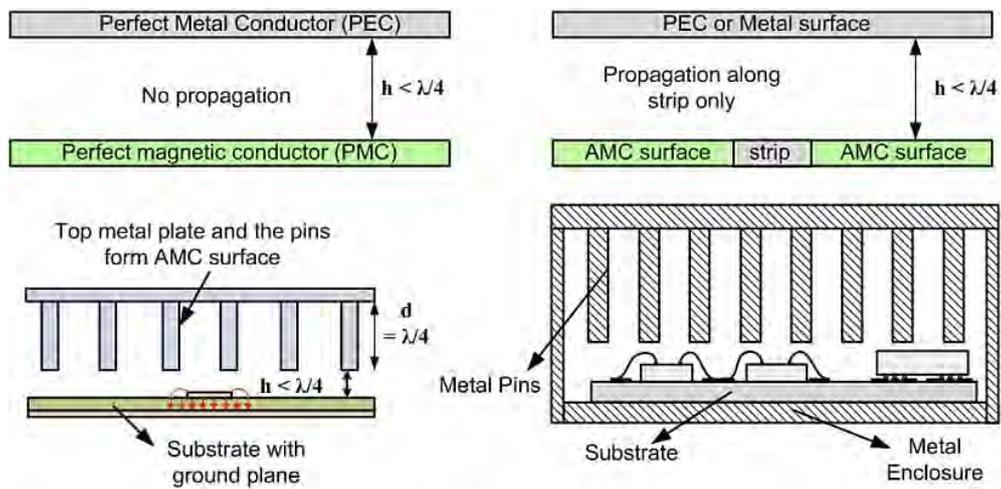


Figura 1.12 - Nuevo concepto de encapsulado *PMC gap waveguide*<sup>3</sup>. [22]

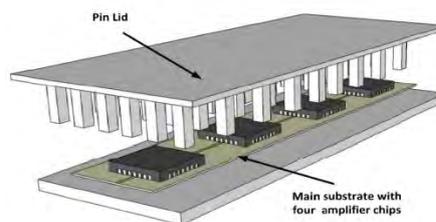


Figura 1.13 - Aislamiento de una cascada de chips amplificadores con encapsulado *PMC gap waveguide*. [22]

<sup>3</sup> La condición ideal *PMC* (*Perfect Magnetic Conductor*) debe ser emulada por un *AMC* (*Artificial Magnetic Conductor*) en forma de estructuras periódicas como pines o tornillos.

### 1.3 Estructura de la memoria

La presente memoria comienza con una breve introducción a los objetivos y motivación del trabajo. Los capítulos posteriores se organizan como sigue:

- En el Capítulo 2 se presentan los fundamentos teóricos de las distintas partes de que consta el dispositivo objeto del proyecto: Filtros de microondas, divisores de potencia y antenas de apertura. Así mismo, se hace una panorámica de los metamateriales EBG como paso previo a la descripción de la tecnología *Gap Waveguide*. Después, se hace una introducción al electromagnetismo numérico, donde se describen el uso de simuladores electromagnéticos de onda completa, y en concreto del empleado: *CST Studio Suite 2015*<sup>®</sup>.
- En el Capítulo 3 se resumen los resultados del estudio de la tecnología *Microstrip-Gap* en función de la superficie AMC, las pérdidas e impedancia característica.
- En los Capítulos 4 y 5 se explica con detalle el proceso de diseño del diplexor y la antena, respectivamente. Dentro del Capítulo 4 se explica el diseño de los filtros y del divisor de potencia.
- El Capítulo 6 detalla la integración del elemento radiante diseñado en el Capítulo 5 en el circuito diplexor.
- En el Capítulo 7 se explica el método de fabricación y se muestran las medidas del prototipo final.
- En el Capítulo 8 se analizan las conclusiones generales que se pueden extraer del trabajo realizado, así como las futuras líneas de investigación.

Al finalizar la memoria, se hace un listado de las referencias bibliográficas utilizadas, además de incluir un anexo con los artículos que se han publicado en el período de realización de este proyecto.

### 1.4 Fases de realización

Para alcanzar los objetivos propuestos, el trabajo se ha realizado en tres fases. En primer lugar, se realiza un estudio teórico acerca de los metamateriales y de la tecnología *gap waveguide*, de los principios básicos del funcionamiento de los circuitos a diseñar, del software a utilizar junto con la instrumentación y técnicas de trabajo en laboratorio.

En segundo lugar, se desarrolla el diseño de cada uno de los circuitos de acuerdo a unas especificaciones básicas, las cuáles se detallan en el Capítulo 3. Mediante simulaciones verificamos que el comportamiento es el adecuado, optimizando y ajustando los parámetros en caso de que fuera necesario. Y, una vez que se ha completado el diseño y verificado el correcto comportamiento del circuito, se pasa a fabricar el prototipo en el laboratorio con tecnología impresa y se obtienen los resultados experimentales.

# Capítulo 2

## FUNDAMENTOS TEÓRICOS

---

### 2.1 Introducción

En este capítulo se mostrarán los principios teóricos fundamentales de los dispositivos a diseñar (filtros, divisores de potencia, antenas), así como de las tecnologías de implementación y fabricación mencionadas a lo largo del trabajo (guías de onda, líneas impresas, tecnología *Gap Waveguide*). Además, se estudian los simuladores de onda completa existentes en el mercado, en general; y del empleado en este proyecto, en particular.

### 2.2 Teoría de la multiplexación

En una red multipuerto, los multiplexores (MUXs) son los dispositivos encargados de dividir o combinar un determinado número de canales de radiofrecuencia. En el primer caso dividen una señal de gran ancho de banda en diversos canales de radiofrecuencia de banda estrecha, como en la sección *IMUX (Input Multiplex)* de la Figura 2.1. Esta canalización favorece el flujo de tráfico en entornos multiusuario. La amplificación de los canales de forma individual facilita también que los amplificadores de alta potencia (HPAs) puedan trabajar con una relativa alta eficiencia con un grado aceptable de no linealidades. El segundo caso es la operación contraria, es decir, se combinan una serie de canales de RF de banda estrecha en una señal de gran ancho de banda para luego mandarla por una antena

común, como se puede ver en la sección *OMUX* (*Output Multiplex*) de la Figura 2.1. Debido a la reciprocidad de las redes de filtrado, un multiplexor puede también emplearse para separar las bandas de frecuencia de transmisión y recepción en un único dispositivo conocido como Diplexor. Los MUXs se emplean en numerosas aplicaciones como: comunicaciones por satélite, sistemas inalámbricos y sistemas para guerra electrónica.

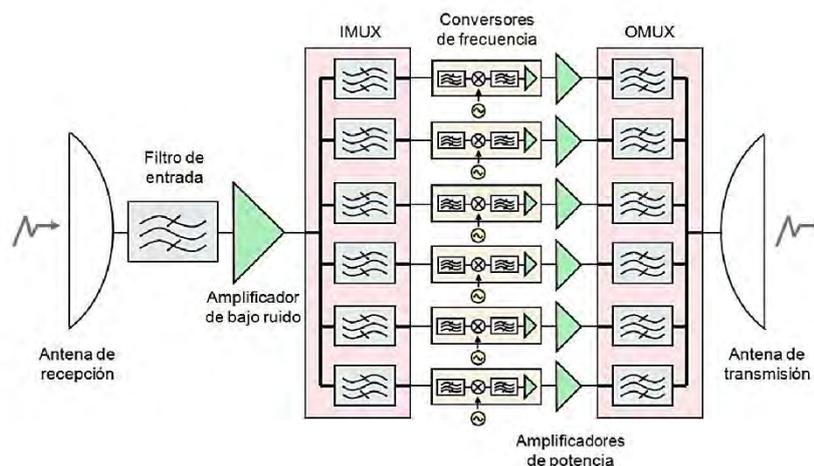


Figura 2.1 - Esquema carga útil con transpondedores en paralelo.

### 2.2.1 Configuraciones de multiplexación

Las redes de multiplexación se dividen en tres categorías en función de los requerimientos del sistema de comunicación y la función que desempeñe. Distinguimos entre canalizadores de RF, combinadores de RF y diplexores de transmisión-recepción. Por otro lado son cuatro las configuraciones más usadas en el diseño de multiplexores.

**Acoplado de forma híbrida (Hybrid-coupled):** En Figura 2.2 se muestra el esquema de un multiplexor acoplado de forma híbrida. En él, cada canal consiste en dos filtros y dos híbridos de 90° idénticos. La principal ventaja de esta configuración es la propiedad de direccionalidad que minimiza la interacción entre los filtros y permite una estructura modular y ampliable a posteriori.

Otra de sus ventajas radica en que solo la mitad de la potencia de entrada pasa a través de cada filtro, por lo que el diseño del filtro puede relajarse en aplicaciones de alta potencia. Por el contrario, su principal desventaja es su gran tamaño. Otra consideración importante en el diseño, es la desviación de fase entre las dos ramas que atraviesa la señal antes de unirse constructivamente a la salida del canal, esto obliga a fabricar la estructura con tolerancias estrechas para minimizar esta desviación, especialmente en circuitos planares donde es muy difícil ajustar los elementos para balancear las dos ramas.

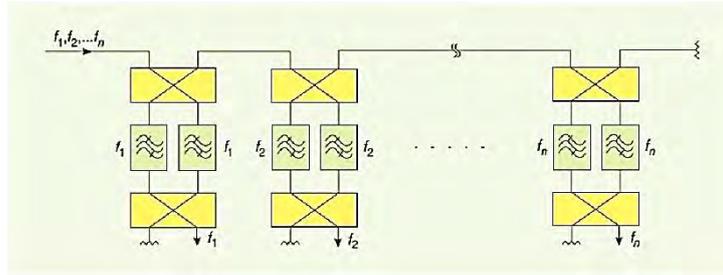


Figura 2.2 - Diagrama de bloques MUX acoplado de forma híbrida.

**Acoplado mediante circuladores:** En esta configuración, cada canal consiste en un filtro en *dropping* a través de un circulador como se puede ver en Figura 2.3. La propiedad de unidireccionalidad de los circuladores proporciona las mismas ventajas de modularidad y ampliación que en la configuración anterior. Otra ventaja es que son fáciles de ajustar, porque no hay interacción entre los filtros de los canales. Su principal desventaja se debe a las pérdidas que sufre la señal en su camino a través de los circuladores, ya que estas se suman a las pérdidas de inserción de los filtros.

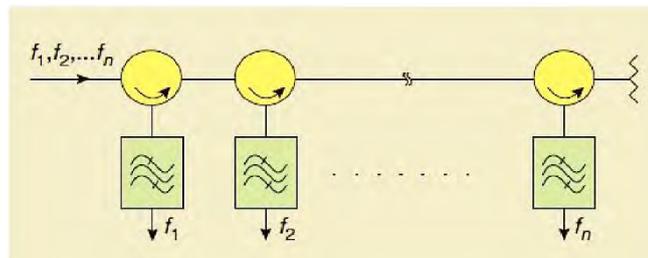


Figura 2.3 - Diagrama de bloques MUX acoplado con circuladores.

**Con filtros direccionales:** En Figura 2.4 se muestra un multiplexor diseñado mediante la conexión de filtros direccionales en serie. Los filtros direccionales son dispositivos de cuatro puertos en los que uno de ellos está adaptado con una carga, mientras que los otros tres puertos actúan como un circulador conectado a un filtro paso banda; en ellos, la potencia que incide en el puerto de entrada, pasa hacia el puerto de salida con una respuesta paso banda, mientras que la potencia reflejada del filtro se envía al siguiente filtro por un tercer puerto. Estos filtros no necesitan el uso de circuladores de ferrita. Esta configuración de multiplexación presenta las mismas ventajas que las dos anteriores; sin embargo, está limitada a aplicaciones de banda estrecha.

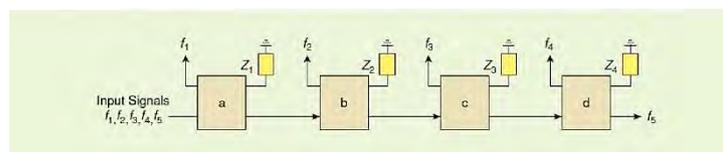


Figura 2.4 - Diagrama de bloques MUX con filtros direccionales.

**Acoplado mediante un manifold —colector— :** Esa configuración es la mejor opción en cuanto a la miniaturización y pérdidas de inserción absolutas se refiere. Sin embargo, obliga a que el diseño se haga con todos los filtros de canal desde el principio, para

compensar las interacciones entre ellos, por lo que no es modular ni ampliable. Además, conforme aumenta el número de canales, esta configuración se vuelve más difícil de implementar. Figura 2.5 muestra el esquema de esta configuración.

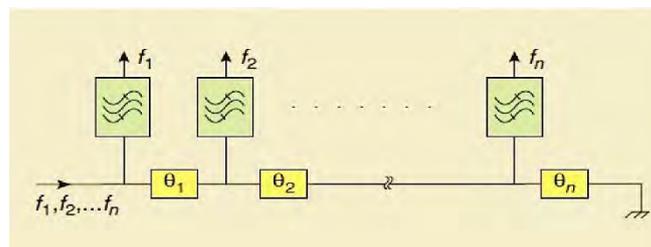


Figura 2.5 - Diagrama de bloques MUX acoplado con un *manifold*.

### 2.2.2 Diplexores de transmisión-recepción (o duplexores)

Como se ha visto, los multiplexores se encargan de mezclar en una única salida todas las señales que tengan a sus entradas. Por otro lado, tenemos los demultiplexores, que son los encargados de obtener las distintas señales a partir de una única señal de entrada en la que se encuentran. Un diplexor no es más que un multiplexor de dos entradas y una única salida. Realmente nosotros no vamos a diseñar un diplexor sino un duplexor. Aunque el término no está correctamente utilizado, generalmente se le denomina diplexor por comodidad del lenguaje.

#### *Diplexor vs Duplexor*

Un duplexor es un dispositivo electrónico que permite la comunicación bidireccional (*dúplex*) sobre un canal común. Un duplexor es una red de tres puertos que permite que el transmisor y el receptor de un sistema de radar o de comunicaciones compartan la misma antena. Puede ser tan simple como un circulador en aplicaciones de baja potencia, o un tubo de descarga de gas radioactivo para sistemas radar de megavatios. Los duplexores pueden realizar la discriminación de canales por la frecuencia (con filtros), con la polarización (con transductor ortomodo) o por sincronización temporal (como en radar).

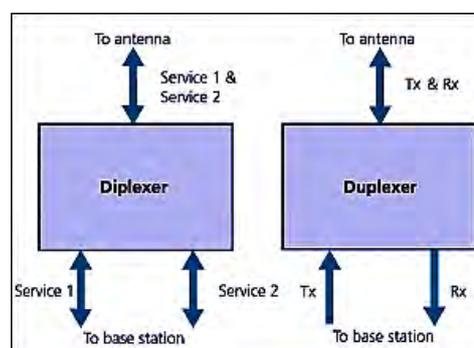


Figura 2.6 - Diplexor vs Duplexor.

Así, los duplexores son dispositivos multiplexores que combinan las funciones de recepción y transmisión. En Figura 2.6 se representa la diferencia entre ambos dispositivos, mientras que en Figura 2.7 vemos el esquema básico de un diplexor construido con híbridos de 90°. Este consiste en dos filtros y dos híbridos de 90° idénticos. Los filtros están diseñados para trabajar en la banda de recepción con el suficiente aislamiento para rechazar la banda de transmisión. El duplexor permite el uso de una antena para recibir y transmitir. Gracias a los híbridos, se cumple que la señal recibida en el puerto de la antena se dirige al puerto de recepción; mientras que la señal proveniente del puerto de transmisión se refleja en los filtros y se direcciona hacia el puerto de la antena. Este diseño es simple pero muy voluminoso.

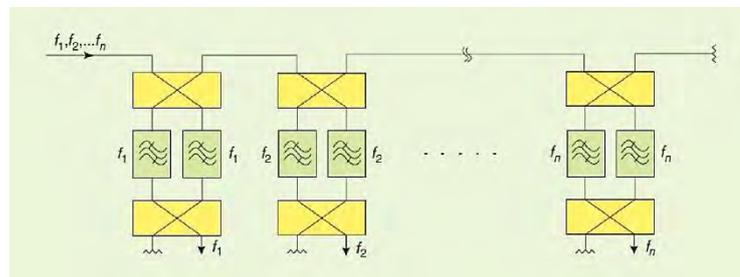


Figura 2.7 - Diagrama diplexor con híbridos de 90°.

Otra forma de realizar un duplexor, consiste en usar dos filtros, uno de recepción y otro de transmisión y combinarlos mediante una unión en T (ver Figura 2.8). Este esquema está formado por un divisor de potencia y dos filtros sintonizados a frecuencias distintas. En este diseño, la interacción entre los dos filtros es muy grande y hay que ajustar bien los brazos de la unión para que las señales se combinen adecuadamente en fase.

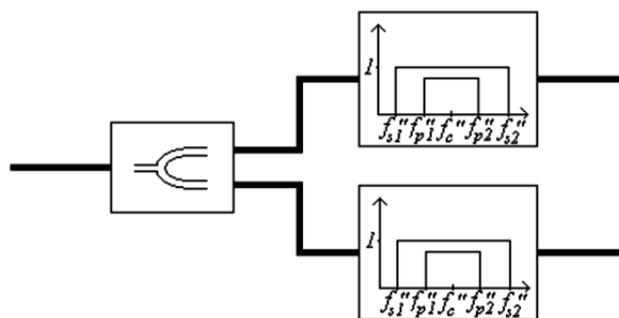


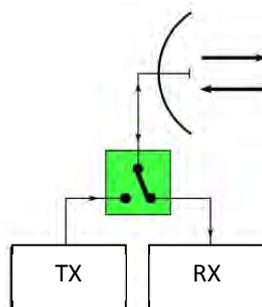
Figura 2.8 - Esquema de un duplexor destacando la unión en T y los filtros de RX y TX.

En las aplicaciones con duplexores, las pérdidas de inserción del filtro receptor son un factor muy importante debido a que contribuyen de forma directa a la figura de ruido total del receptor situado detrás. Las pérdidas del filtro transmisor son también muy importantes, ya que afectan a la potencia que se transmite y a la eficiencia del sistema de transmisión. Por tanto, en el diseño de duplexores hay que llegar a un compromiso entre el tamaño, las pérdidas y el rechazo de los filtros. Empleando filtros de respuesta asimétrica se puede

obtener un amplio rechazo con un mínimo efecto sobre las pérdidas de inserción, y el tamaño, ya que permiten situar varios polos de atenuación en la banda deseada.

En general, las pérdidas de inserción de un híbrido de 90° son mayores que las de una unión en T; sin embargo, la configuración con híbridos, permite trabajar con más potencia, ya que la potencia máxima de trabajo de la unión viene determinada solo por un filtro, mientras que en el híbrido, por la reflexión de dos filtros idénticos.

Los diplexores de recepción-transmisión se emplean en sistemas en los que la antena se usa para recibir y transmitir señales simultáneamente. En los sistemas radar, estas señales, raramente se presentan a la vez como en los sistemas de comunicaciones, por lo que se suele sustituir la unión por un *switch* electrónico (Figura 2.9) que permite a la antena conectarse o al circuito de transmisión o al de recepción; y así, también aísla el receptor de bajo ruido del transmisor de alta potencia. En los transpondedores de comunicaciones de los satélites, se suelen emplear diplexores de recepción-transmisión de banda ancha para tapar los anchos de banda de los canales de transmisión en uno de los filtros y los de recepción en el otro, para crear los enlaces de subida o bajada en una antena. No obstante, los mayores requisitos en este tipo de dispositivos, se dan en las estaciones de telefonía móvil, en las que los canales de transmisión y recepción están muy próximos entre sí.



**Figura 2.9 – Conmutación T/R dúplex en sistemas radar.**

En los sistemas de recepción-transmisión, es de vital importancia mantener un elevado aislamiento entre los caminos del receptor y el transmisor, por encima de 120 dBs, para evitar que la potencia del transmisor, sus armónicos o productos de intermodulación (IM) alcancen los amplificadores de bajo ruido (LNA).

La configuración elegida para el diplexor, se compone de dos filtros sintonizados a frecuencias distintas para permitir el paso de la señal deseada por cada una de las ramas y de un repartidor de potencia que se encargará de suministrar potencia a ambos filtros.

Como veremos más adelante, la implementación de este repartidor de potencia que, en principio, puede parecer sencilla, no resulta ser tan trivial; ya que, como hemos comentado anteriormente, disponemos de dos filtros sintonizados a frecuencias distintas por lo que, un filtro rechazará las frecuencias que el otro debe filtrar y viceversa y esto puede crear infinidad de reflexiones entre ambos filtros si no están correctamente aislados y

perjudicar seriamente la respuesta en frecuencia de ambos. Antes de introducirnos de lleno en la realización del proyecto parece necesario hablar de cada uno de los componentes que compondrán nuestro sistema.

Como cada una de las partes está bien diferenciada, trabajaremos con todas ellas como si se trataran de partes independientes; por lo que haremos los estudios de forma separada y al final, formaremos el conjunto.

### 2.3 Divisores de potencia

Vamos a estudiar los divisores de tres puertos ya que son los más extendidos y usuales, aunque todos los resultados que obtengamos pueden extenderse perfectamente para otro tipo de divisores con más puertos.

Un divisor de potencia es un dispositivo pasivo cuya señal a la entrada es repartida entre  $n$  puertos de salida. Generalmente la potencia entre los distintos puertos se divide de manera equitativa.

Un divisor de tres puertos queda caracterizado por su matriz de dispersión  $S$ , la cual constará de nueve elementos:

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Si el dispositivo es pasivo y no contiene materiales anisótropos, entonces será recíproco, y por tanto la matriz  $S$  será simétrica,  $s_{ij} = s_{ji}$ .

Si además se quiere que los tres puertos estén adaptados, se cumplirá que  $s_{ii} = 0$ .

Para que el dispositivo no tenga pérdidas, se tiene que cumplir que  $S \cdot S^T = I$ .

El cumplimiento de todas estas condiciones no es posible, por lo que no se puede diseñar un divisor de tres puertos sin pérdidas, recíproco y con todos sus puertos adaptados. Así, será necesario relajar alguna de las condiciones para poder diseñar un dispositivo realizable.

Si no se impone la condición de reciprocidad se tiene un circulador. En cambio, si lo que no se tiene en cuenta es la adaptación en todos los puertos sino que queda uno desadaptado, se tiene un divisor de potencia.

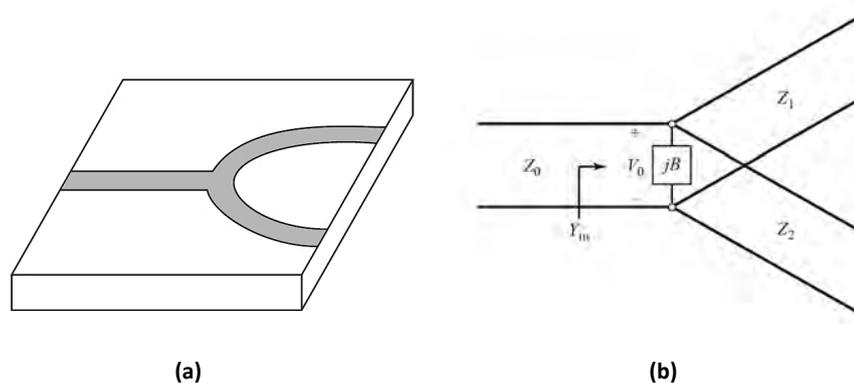
Como resultado de esto obtendremos matrices de la forma:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & s_{12} & s_{13} \\ s_{12} & 0 & s_{23} \\ s_{13} & s_{23} & s_{33} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

### 2.3.1 Uniones T

Es un divisor de potencia sin pérdidas y recíproco, por lo que uno de sus puertos está desadaptado [23]. Como principal ventaja cabe destacar que permite su implementación en diversas tecnologías de fabricación como son: coaxial, guía de ondas y microstrip.

Las uniones T pueden representarse en la forma de la Figura 2.10,



**Figura 2.10 – Divisor de potencia Unión T. (a) Divisor de potencia Unión T en tecnología microstrip. (b) Modelo de líneas de transmisión de la unión T sin pérdidas. [23]**

donde se modela la discontinuidad mediante una susceptancia B. Para que el divisor esté adaptado a la impedancia característica de la línea de entrada  $Z_0$ , debemos tener:

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (2.3)$$

Y, si las líneas de transmisión se asumen sin pérdidas (o de bajas pérdidas), entonces, las impedancias características son reales. Además, el valor de B suele ser despreciable, por lo que la ecuación anterior se reduce a:

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (2.4)$$

Como buscamos que el reparto de potencial se haga por igual entre las dos ramas (1 y 2) debemos imponer que  $Z_1 = Z_2$ , de esta forma, conseguimos un divisor de 3dB.

### 2.3.2 Divisor resistivo

Si a la unión T anterior le colocamos resistencias en todos los puertos de tal forma que obtengamos algo parecido a la Figura 2.11, podemos conseguir un divisor recíproco con todos sus puertos adaptados a costa de introducir pérdidas en la red.

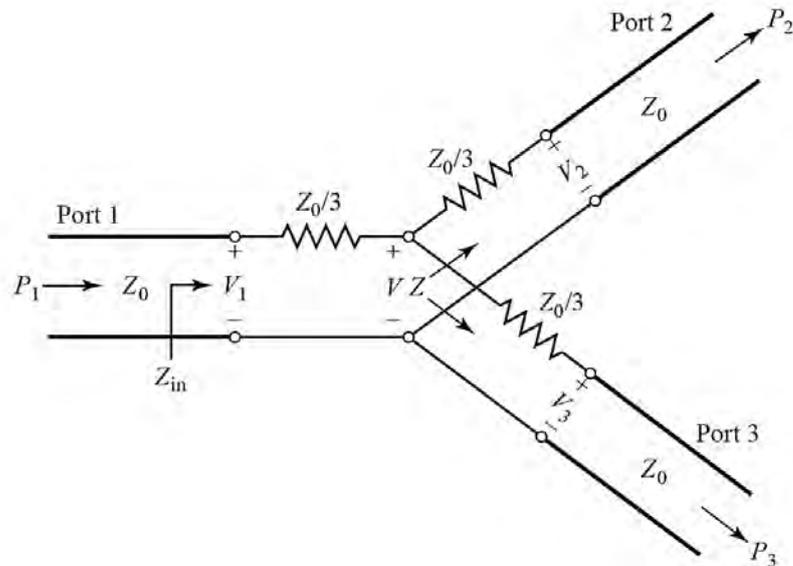


Figura 2.11 - Circuito equivalente de un divisor de potencia resistivo. [23]

Si analizamos la red anterior imponiendo que el valor de la carga en los puertos 2 y 3 sea  $Z_0$  tendremos una impedancia de entrada vista desde el puerto 1 igual a:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{3} + \left( \frac{4Z_0}{3} \parallel \frac{4Z_0}{3} \right) = \frac{Z_0}{3} + \frac{2Z_0}{3} = Z_0 \quad (2.5)$$

Debido a la simetría de la red podemos decir que la impedancia de entrada vista desde cualquiera de los otros dos puertos será igual a  $Z_{in}$ . Por tanto, tendremos que  $s_{11} = s_{22} = s_{33} = 0$ . Calculemos ahora cual es la potencia recibida en los puertos 2 y 3 cuando inyectamos potencia por el puerto 1. Si calculamos el valor de la tensión en el punto central de la red tendremos:

$$V = V_1 \frac{\frac{2Z_0}{3}}{\frac{Z_0}{3} + \frac{2Z_0}{3}} = \frac{2}{3} V_1 \quad (2.6)$$

Y por tanto la tensión recibida en los puertos 2 y 3 será:

$$V_2 = V_3 = V \frac{Z_0}{Z_0 + \frac{Z_0}{3}} = \frac{3}{4} V = \frac{V_1}{2} \quad (2.7)$$

Es decir la matriz de parámetros S será de la forma:

$$[S] = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Para cuantificar la potencia recibida en cada uno de los puertos, debemos calcular la potencia en el puerto 1, que será:

$$\langle P_{in} \rangle = \frac{|V_1|^2}{2Z_0} \quad (2.9)$$

Mientras que la recibida a la salida será:

$$\langle P_2 \rangle = \langle P_3 \rangle = \frac{1}{2Z_0} \left| \frac{V_1}{2} \right|^2 = \frac{1}{4} \langle P_{in} \rangle \quad (2.10)$$

Como puede apreciarse, cada puerto recibe la mitad de la potencia que se obtenía en la unión T. El resto de la potencia es disipada dentro del divisor resistivo, de tal forma que absorbe la mitad de la potencia entregada al puerto 1:

$$\langle P_{dis} \rangle = \langle P_{in} \rangle - \langle P_2 \rangle - \langle P_3 \rangle = \frac{1}{2} \langle P_{in} \rangle \quad (2.11)$$

### 2.3.3 Divisor Wilkinson

Se trata de un circuito híbrido entre la unión T y el divisor resistivo, adoptando las ventajas de ambos. Dispone de elementos resistivos colocados de tal manera que, cuando los puertos están adaptados, no presenta pérdidas, ya que solo la potencia reflejada se disipa. El circuito que representa dicha red es el descrito a continuación:

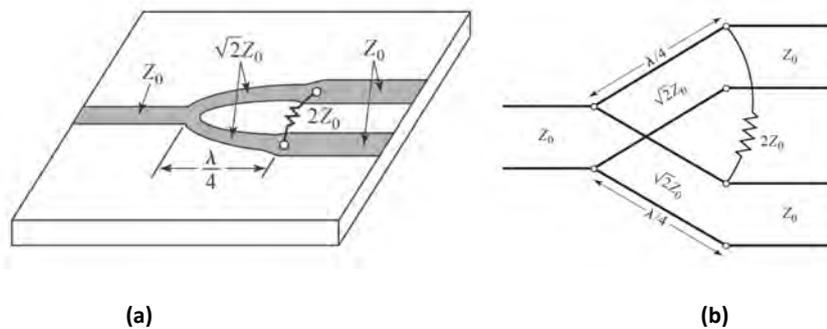


Figura 2.12 – El divisor de potencia Wilkinson. (a) Wilkinson en tecnología microstrip. (b) Modelo circuital con líneas de transmisión. [23]

Debido a las simetrías que presenta, su estudio puede realizarse en dos etapas, con análisis en modo par e impar. Para ello, redibujando el circuito anterior como en la Figura 2.13, obtenemos la matriz de parámetros S [23]:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Aquí podemos ver que los puertos 2 y 3 están aislados y que solo la potencia reflejada por estos puertos es disipada en las resistencias intermedias.

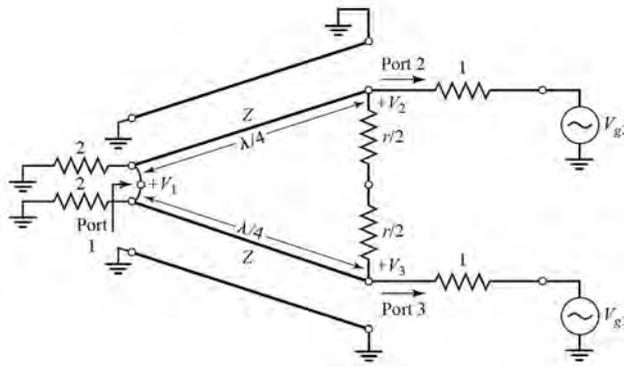


Figura 2.13 - Modelo circuital del divisor de potencia Wilkinson utilizando el plano de simetría.

### 2.3.4 Unión en Y

La unión en Y presenta varias similitudes con la unión en T, pero con ciertas diferencias que las hacen muy distintas. La forma que tiene este tipo de estructuras se muestra a continuación:

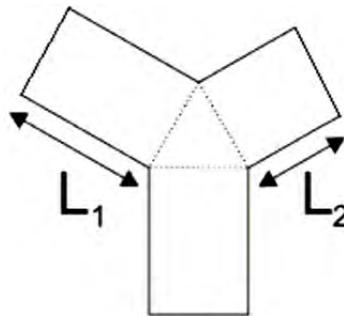


Figura 2.14- Topología de una unión Y

En una unión recíproca y sin pérdidas de tres puertos, el coeficiente de reflexión del cuadripolo resultante de cerrar uno de ellos con una carga reactiva es mínimo, si dicha carga se sitúa a una distancia  $L(f)$ :

$$L(f) = \frac{\varphi - \theta}{2\beta} + \frac{\pi}{\beta}n \quad (2.13)$$

donde  $e^{j\phi}$  es el coeficiente de reflexión de la carga y

$$\theta = 2 \tan^{-1} \frac{-b + \sqrt{a^2 + b^2 - c^2}}{c - a} \quad (2.14)$$

$$a = \frac{S_{33}}{S_{11}}(1 + s_{22}^2) \sin(\phi_s - \phi_{11} - \phi_{33}) - s_{22} \left( 1 + \left( \frac{S_{33}}{S_{11}} \right)^2 \right) \sin \phi_{22} \quad (2.15)$$

$$b = \frac{S_{33}}{S_{11}}(1 + s_{22}^2) \cos(\phi_s - \phi_{11} - \phi_{33}) - s_{22} \left( 1 + \left( \frac{S_{33}}{S_{11}} \right)^2 \right) \cos \phi_{22} \quad (2.16)$$

$$c = 2 \frac{S_{33}}{S_{11}} s_{22} \sin(\phi_{11} + \phi_{22} + \phi_{33} - \phi_s) \quad (2.17)$$

con  $SU_{ii}^Y = a_{ii} e^{j\phi_{ii}}$ , y  $|S^{union Y}| = e^{j\phi_s}$  a la frecuencia  $f$ . El coeficiente de reflexión correspondiente es:

$$\rho_{min} = S_{11} \left| \frac{1 - \frac{S_{33}}{S_{11}} e^{j(\phi_s + \phi_{11} - \phi_{33})}}{1 - s_{22} e^{j\phi_{22}}} \right| \quad (2.18)$$

Para determinar la longitud en cada canal  $L_1$  y  $L_2$ , la carga reactiva será precisamente el filtro del canal opuesto, a la frecuencia correspondiente:

$$e^{j\phi} \Big|_{L_1} = S_{11}^{Filtro2}(f_1) \quad (2.19)$$

$$e^{j\phi} \Big|_{L_2} = S_{11}^{Filtro1}(f_2) \quad (2.20)$$

Con las propiedades de simetría de la unión en  $Y$ , las condiciones anteriores garantizan que las respuestas de los canales del diplexor son idénticas a las de los filtros aislados, para  $f_1$  y  $f_2$ . La aproximación será válida dentro de una banda en torno a cada frecuencia de diseño, acotada según la expresión:

$$2\Delta\beta \leq \frac{1 - |S_{33}^U|}{|S_{33}^U|^2} \frac{\varepsilon}{\frac{d\varphi(\beta)}{d\beta} + 2L} \quad (2.21)$$

donde  $\beta$  es la constante de propagación de la línea de transmisión situada entre la unión y la carga reactiva, de longitud  $L$ , y  $e^{j\phi}$  es el coeficiente de reflexión de dicha carga.

La expresión (2.21) es válida si  $|S_{11}^U| = |S_{22}^U| = |S_{33}^U|$  y  $dS_{ii}^U/df \approx 0$ , condiciones que cumple la unión en  $Y$ . La condición (2.21) acota el máximo ancho de banda de los filtros. Además, indica que tanto  $d\varphi(\beta)/d\beta$  como  $L_1$  y  $L_2$  han de limitarse. Lo primero, supone que las bandas estén suficientemente separadas — $\varphi(\beta)$  varía fuertemente cerca de la banda de paso—. Por su parte, si  $L_1$  y  $L_2$  son demasiado pequeños, puede que los modos superiores de la unión y los filtros interactúen entre sí, en cuyo caso habría que recurrir al análisis modal completo en los dos tramos de guía.

## 2.4 Filtros de microondas (o de elementos distribuidos)

Como ya hemos indicado anteriormente, este proyecto se basa en la realización de dos filtros paso banda sintonizados a dos frecuencias distintas (frecuencias de transmisión y recepción). Por lo tanto, se hace imprescindible realizar una pequeña introducción sobre filtros de microondas o de elementos distribuidos.

### 2.4.1 Introducción

Los filtros son redes de dos puertos usadas para controlar la respuesta en frecuencia de un sistema. Existen varios tipos básicos: paso bajo, paso alto, paso banda y banda eliminada (ver Figura 2.15) y diferentes aproximaciones realizables: Butterworth, Chebyshev, etc. (ver Figura 2.16).

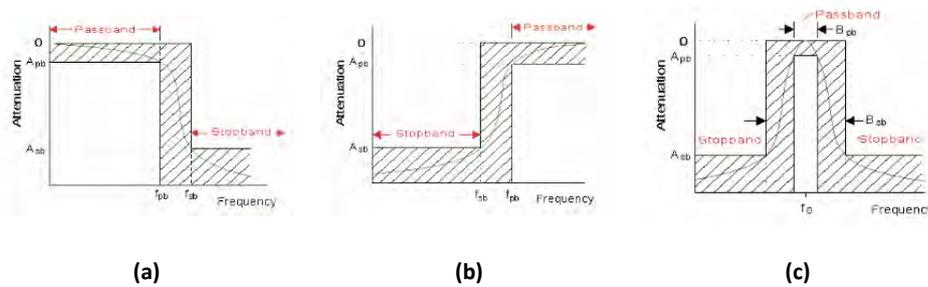


Figura 2.15 – Filtros según bandas de paso. (a) Filtro Paso Bajo. (b) Filtro Paso Alto. (c) Filtro Paso Banda.

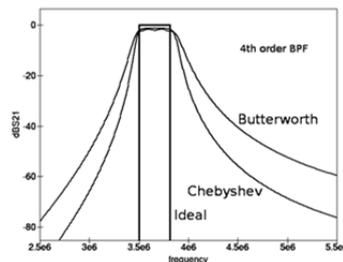


Figura 2.16 - Comparación entre un filtro ideal y las aproximaciones realizables de Butterworth y Chebyshev de 4º orden.

Un filtro ideal será aquel que proporcione pérdidas de inserción nulas y respuesta en fase lineal en la banda de paso, y una atenuación infinita en las bandas rechazadas. Estas características no pueden ser obtenidas en la práctica, por lo que el objetivo a la hora de diseñar un filtro será aproximarse a los requisitos ideales con una cierta tolerancia.

A bajas frecuencias, los elementos usados para construir los filtros son inductores y capacitores ideales, los cuales, tienen unas características en frecuencia muy simples. Además, el proceso de diseño de filtros se basa en la utilización de estos elementos por lo que es posible diseñar filtros directamente para una gran variedad de configuraciones. El problema aparece cuando las frecuencias usadas son las de microondas, pues los elementos

usados tienen un comportamiento complejo. Existen dos métodos principales para el diseño de filtros: Método de los parámetros imagen y método de las pérdidas de inserción.

El diseño de filtros usando el método de los parámetros imagen consiste en una cascada de secciones de filtros más simples, para proporcionar la frecuencia de corte deseada y las características de atenuación, pero no permiten la especificación de una respuesta de frecuencia particular, sobre un rango de operación completo. Por lo tanto, aunque el procedimiento es relativamente simple, el diseño de filtros por el método de los parámetros imagen, a menudo debe ser iterado muchas veces para lograr los resultados deseados.

Un procedimiento más moderno, llamado el método de las pérdidas de inserción, utiliza técnicas de síntesis de circuitos para diseñar filtros con una respuesta de frecuencia completamente específica. El diseño se simplifica comenzando con prototipos de filtro paso bajo que se normalizaron en función de la impedancia y la frecuencia. Después, se aplican transformaciones para convertir los diseños prototipos a la banda de frecuencia y nivel de impedancia deseadas.

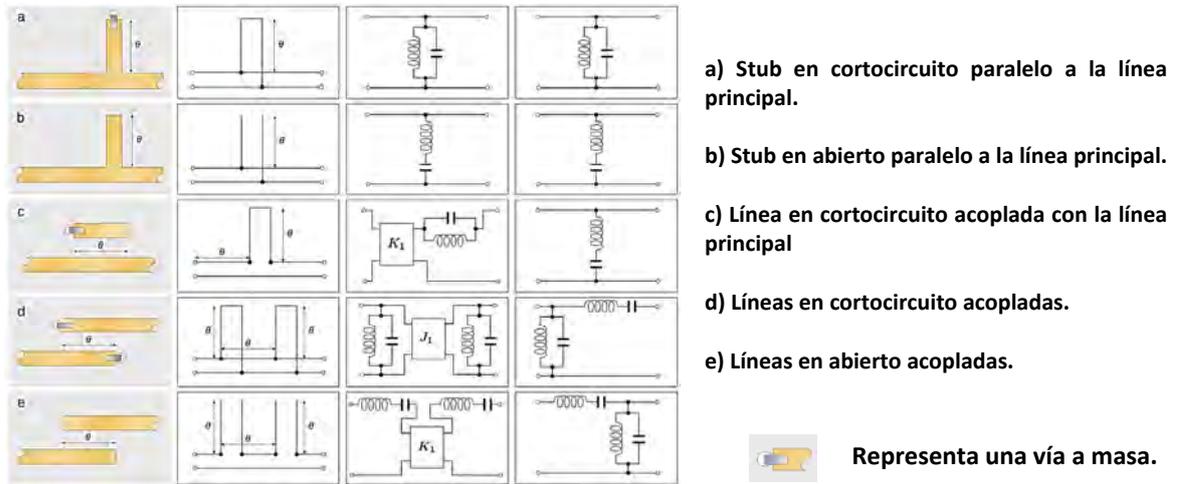
Tanto el método de los parámetros imagen como el método de las pérdidas de inserción conducen a circuitos que utilizan elementos concentrados (condensadores y bobinas). Para aplicaciones de microondas, tales diseños, generalmente, deben ser modificados para emplear elementos distribuidos que constan de secciones de línea de transmisión. En esta etapa, la transformación de Richard y las identidades de Kuroda realizan cambios en la estructura y topología del circuito para ser realizables en tecnologías impresas.

También se pueden diseñar, filtros paso banda usando saltos de impedancia y líneas acopladas sin acudir al prototipo paso bajo de elementos concentrados. En [24], se parte de un prototipo con elementos distribuidos basado en el “transformador de impedancia  $\lambda/4$ ”.

Hay muchas formas de construir filtros con elementos distribuidos, pero todos tienen en común la capacidad de producir una discontinuidad en la línea de transmisión. Estas discontinuidades presentan una impedancia reactiva ante el frente de onda que viaja, y estas reactancias<sup>4</sup> se pueden diseñar para actuar como bobinas o condensadores concentrados [25]. En la Figura 2.17 y Figura 2.18 podemos ver ejemplos de las estructuras básicas para construir filtros en tecnología impresa.

---

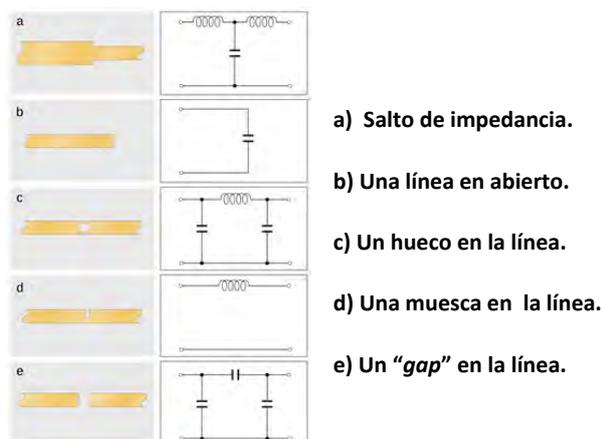
<sup>4</sup> La reactancia es la oposición de un elemento de un circuito al cambio de corriente o voltaje debido a la inductancia o capacitancia del elemento.  $Z = R + jX$  ( $Z$  es la impedancia,  $R$  es la resistencia y  $X$  es la reactancia, todas medidas en ohmios,  $j = \sqrt{-1}$ ).  $X = X_L + X_C$  ( $X_C$  es la reactancia capacitiva,  $X_L$  es la reactancia inductiva).



**Figura 2.17 - En la primera columna se muestran algunas estructuras simples de filtro en tecnología impresa. La segunda columna muestra el circuito equivalente para estas estructuras. La tercera columna es una aproximación de elementos semi-concentrados donde los marcados con K y J son transformadores de impedancia y admitancia respectivamente. La cuarta columna muestra una aproximación con elementos concentrados asumiendo que los transformadores de impedancia son transformadores  $\lambda/4$ . [26]**

Una de las estructuras más simples que se pueden implementar para producir dicha discontinuidad es un cambio en la impedancia característica de la línea; que en tecnologías impresas se realiza cambiando el ancho de la línea de transmisión. [Figura 2.18 (a)]

Otro componente muy común de los filtros de elementos distribuidos es el “*stub*”. En un rango estrecho de frecuencias, un *stub* se puede usar como un condensador o un inductor (su impedancia la determina su longitud); pero sobre una banda más ancha, se comporta como un resonador.



**Figura 2.18 – Más elementos impresos y su equivalente en elementos concentrados. [26]**

Un *stub*  $\lambda/4$  en cortocircuito [Figura 2.17 (a)] se comporta como un resonador LC paralelo; mientras que uno en abierto [Figura 2.17 (b)] se comportan como un resonador LC serie. Aunque los *stubs* en circuito abierto son más fáciles de fabricar en tecnologías planares, tienen el inconveniente de que la terminación se desvía significativamente de un circuito abierto ideal (ver Figura 2.18 (b)); y, a menudo se prefieren los *stubs* en cortocircuito añadiendo o restando  $\lambda/4$  a su longitud. [26]

Las líneas acopladas [Figura 2.17 (c,d,e)] también se pueden utilizar como elementos para filtros; ya que, como los *stubs*, pueden actuar como resonadores. La implementación de un verdadero circuito abierto en tecnología impresa no es factible debido al efecto dieléctrico del sustrato, que siempre se asegurará de que el circuito equivalente contiene una capacitancia en paralelo. A pesar de esto, se utilizan más los abiertos en tecnología impresa porque son más fáciles de implementar. [20]

La diferencia más notable en el comportamiento entre un filtro de elementos distribuidos y su aproximación de elementos concentrados, es que, el primero tendrá múltiples réplicas de la banda de paso del prototipo paso banda de elementos concentrados, porque las características de transferencia de la línea de transmisión se repiten a intervalos armónicos. Estas bandas de paso espurias no son deseables en la mayoría de los casos. [20]

### 2.4.2 Filtro paso banda de líneas acopladas

Los resonadores son los elementos básicos con los que se diseña cualquier filtro paso banda. Son elementos capaces de almacenar a la vez energía eléctrica y magnética. El resonador más simple y didáctico es el formado por una bobina y un condensador (circuito LC), en el que la inductancia almacena la energía magnética mientras la capacitancia almacena la eléctrica. Se define la frecuencia de resonancia del resonador como la frecuencia a la cual la energía almacenada en el campo eléctrico es igual a la almacenada en el magnético. Existen diversos dispositivos que se comportan como resonadores a frecuencias de microondas como por ejemplo líneas de transmisión o guías de onda con o sin dieléctricos. En teoría cualquier estructura de microondas puede comportarse como un resonador. La energía que almacenan y la frecuencia a la cual resuenan dependen de la geometría y las características físicas de la estructura.

La línea microstrip [23] es un buena candidata para el diseño de filtros debido a sus ventajas de bajo coste y tamaño compacto, peso ligero, estructura plana y fácil integración con otros componentes en un único circuito impreso. En este trabajo se han diseñado filtros paso banda con líneas microstrip acopladas.

La Figura 2.19 muestra la estructura general de un filtro paso banda de líneas acopladas que usan resonadores de longitud  $l_i = \lambda/2$ . Se colocan de modo que los resonadores adyacentes estén paralelos entre sí a lo largo de la mitad de su longitud. Esta

disposición en paralelo da un acoplamiento relativamente grande para una separación dada entre resonadores, y por lo tanto, esta estructura es particularmente conveniente para la construcción de filtros que tienen un ancho de banda más amplio que los acoplados por los extremos (*end-coupled microstrip filters*) [27].

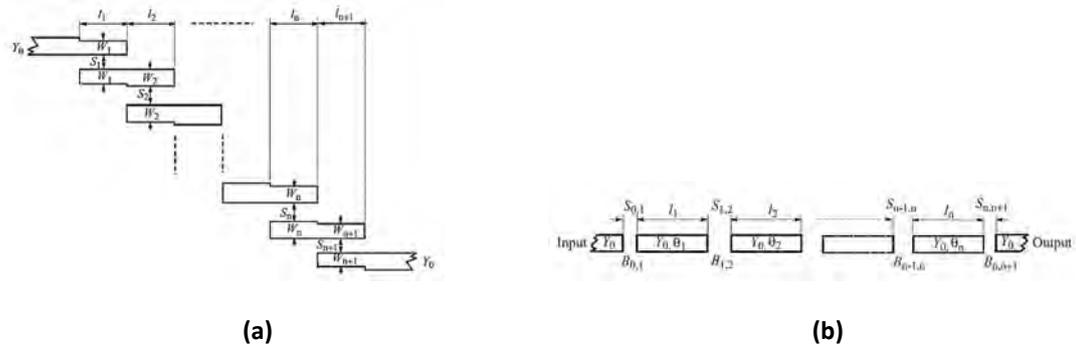


Figura 2.19 – (a) Estructura general de un filtro paso banda de líneas acopladas (*parallel (edge)-coupled microstrip bandpass filter*). [27](b) Estructura general de un filtro paso banda de líneas acopladas (*end-coupled microstrip bandpass filter*).[27]

Estos filtros acoplados, en teoría, no tienen bandas de paso espurias al doble de la frecuencia central como se ve en muchas otras topologías de filtros (por ejemplo, con *stubs*). Sin embargo, la supresión de esta banda de paso espuria requiere una sintonización perfecta de las líneas acoplados que no se realiza en la práctica, por lo que, inevitablemente, hay algo de la banda de paso espuria residual a esta frecuencia. [20]

### 2.4.3 Método de diseño del filtro paso banda de líneas acopladas

El esquema de diseño se muestra en (2.22) y las ecuaciones empleadas para diseñar un filtro de este tipo con N+1 secciones paralelas acopladas, vienen dadas por Ec. 2.23 – 2-29:

#### ESQUEMA DEL MÉTODO DE DISEÑO

$$\begin{aligned}
 &g_n \xrightarrow{\text{Ec. 2.23}} J_n \xrightarrow{\text{Ecs. 2.24}} \begin{cases} Z_{0\text{EVEN}_n} \\ Z_{0\text{ODD}_n} \end{cases} \xrightarrow{\text{Ecs. 2.25}} \\
 &\xrightarrow{\text{Ecs. 2.25}} \begin{cases} (Z_{0\text{SINGLE\_EVEN}})_n \\ (Z_{0\text{SINGLE\_ODD}})_n \end{cases} \xrightarrow{\text{Ecs. 2.26}} \begin{cases} \left(\frac{W}{h_{se}}\right)_n \\ \left(\frac{W}{h_{so}}\right)_n \end{cases} \xrightarrow{\text{Ecs. 2.28-29}} \begin{cases} \left(\frac{W}{h}\right)_n \\ \left(\frac{S}{h}\right)_n \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

$$\begin{cases} J_1 = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \\ J_n = \frac{\pi \Delta}{2 Z_0 \sqrt{g_{n-1} g_n}} ; n = 2, 3, \dots, N \\ J_{N+1} = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}} ; \Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \text{ (BW fraccional del filtro)} \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} Z_{0EVEN_n} = Z_0 [1 + J_n Z_0 + (J_n Z_0)^2] \\ Z_{0ODD_n} = Z_0 [1 - J_n Z_0 + (J_n Z_0)^2] \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} Z_{0SINGLE\ EVEN_n} = \frac{Z_{0EVEN_{n,n+1}}}{2} \\ Z_{0SINGLE\ ODD_n} = \frac{Z_{0ODD_{n,n+1}}}{2} \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} , & \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] , & \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.26)$$

donde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) ; \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.27)$$

$$\frac{W}{h} = \frac{1}{\pi} \left[ \cosh^{-1} \frac{1}{2} \left( \left( \cosh \left[ \frac{\pi}{2} \left( \frac{S}{h} \right)_{se} \right] - 1 \right) + \left( \cosh \left[ \frac{\pi}{2} \left( \frac{S}{h} \right)_{so} \right] + 1 \right) \cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{se} \right) \left( \frac{S}{h} \right)_{so} \right] \right] \quad (2.28)$$

$$\frac{s}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left[ \frac{\cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{se} \right) + \cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{so} \right) - 2}{\cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{so} \right) - \cosh \left( \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{W}{h} \right)_{se} \right)} \right] \quad (2.29)$$

$$\epsilon_{r,eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[ \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5} & , \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (2.31)$$

Para unas especificaciones dadas de los filtros como las solicitadas para este trabajo:

	$f_0$	BW	Rizado banda paso (Chebyshev)	N
FILTRO 1	10 GHz	10 %	0.5 dB	5
FILTRO 2	12 GHz	10%	0.5 dB	5

Los pasos de diseño de filtro se describen como sigue:

1. Se comienza el procedimiento de diseño a partir de los valores del prototipo paso bajo de respuesta Chebyshev:  $g_n$  a partir de la Tabla 2.1.
2. Los valores de los elementos normalizados de los prototipos paso bajo se transforman a los elementos LC para la frecuencia central deseada e impedancia de la fuente empleada, que normalmente es de  $50 \Omega$  para los filtros microstrip.
3. El siguiente paso es encontrar los valores de los inversores de admitancia  $J_n$  para cada etapa con las ecuaciones de diseño Ec. 2.23.
4. Para realizar los inversores J obtenidos en el paso anterior, se calculan las impedancias características en modo par e impar con Ec. 2.24.
5. El siguiente paso del diseño de filtro es encontrar las dimensiones de las líneas acopladas que presentan las impedancias en modos par e impar deseadas. Para ello, en primer lugar, se determinan las relaciones  $W/h$  equivalentes en una microstrip aislada, no acoplada. Después, se puede relacionar la de la línea acoplada con las proporciones de una sola línea con Ec. 2-25.
6. Ahora, usando las ecuaciones de diseño de la microstrip (Ec. 2-26), calculamos las relaciones de aspecto para los modos par e impar:

$$(W/h)_{se} \text{ y } (W/h)_{so}$$

7. Después, calculamos las relaciones de aspecto  $W/h$  y  $s/h$  para cada etapa de las líneas microstrip acopladas mediante la familia de ecuaciones Ecs. 2.28-29 [28] o con las publicadas en [29], que modelan

líneas microstrip acopladas incluyendo efectos dispersivos con una precisión de menos del 1%.

8. La constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{r,eff}$  viene dada por Ec. 2-30 [23].
9. Una vez determinada  $\epsilon_{r,eff}$  se calcula la longitud de onda guiada  $\lambda_g$  del modo cuasi-TEM de la microstrip, dado por la Ec. 2.31. Y así, la longitud necesaria del resonador es:  $l = \frac{\lambda_g}{4}$

0.5 dB Ripple											
N	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	g <sub>3</sub>	g <sub>4</sub>	g <sub>5</sub>	g <sub>6</sub>	g <sub>7</sub>	g <sub>8</sub>	g <sub>9</sub>	g <sub>10</sub>	g <sub>11</sub>
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

**Tabla 2.1 – Valor de los elementos normalizados del prototipo paso bajo para  $g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1..10$ . Enmarcados los valores necesarios [20]**

Se recopila en la Tabla 2.2. a modo de ejemplo, los resultados del diseño de un filtro 5 etapas de líneas acopladas tanto con sustrato Rogers *RO4003C™* como con un sustrato ideal de “aire”; pues, como veremos más adelante, cuando se describa esta tecnología, para hacer los filtros en tecnología *Gap Waveguide*, partiremos del diseño en aire.

N=5	AIRE ( $\epsilon_r = 1, H = 1 \text{ mm}$ )								Rogers RO4003C™ ( $\epsilon_r = 3.55, H = 0.813 \text{ mm}$ )			
	n	g <sub>n</sub>	Z <sub>0</sub> J <sub>n</sub>	Z <sub>0EVENn</sub> (Ω)	Z <sub>0ODDn</sub> (Ω)	W/H	S/H	W (mm)	S (mm)	W/H	S/H	W (mm)
1	1.7058	0.3035	69.78	39.43	3.9018	0.13254	3.9018	0.13254	1.7977	0.24788	1.4615	0.2015
2	1.2296	0.1085	56.01	45.16	4.7845	1.1804	4.7845	1.1804	2.1769	1.1373	1.7698	0.9246
3	2.5408	0.089	54.85	45.95	4.8293	1.5525	4.8293	1.5525	2.1976	1.3835	1.7866	1.1248
4	1.2296	0.089	54.85	45.95	4.8293	1.5525	4.8293	1.5525	2.1976	1.3835	1.7866	1.1248
5	1.7058	0.1085	56.01	45.16	4.7845	1.1804	4.7845	1.1804	2.1769	1.1373	1.7698	0.9246
6	1.0000	0.3035	69.78	39.43	3.9018	0.13254	3.9018	0.13254	1.7977	0.24788	1.4615	0.2015

**Tabla 2.2 - Valores finales del diseño del filtro de líneas acopladas con sustrato “aire” y Rogers RO4003C™**

## 2.5 Tecnologías de guiado en microondas

En los apartados siguientes, se verá un resumen de los distintos tipos de guías de ondas y líneas de transmisión existentes, como preámbulo para la explicación de la tecnología *Gap Waveguide*.

### 2.5.1 Guías de onda metálicas

Las guías de onda son líneas de transmisión formadas por un único conductor cerrado que rodea a un material dieléctrico. Dentro de ellas se produce la propagación de las ondas electromagnéticas. Son muy útiles para aplicaciones de alta frecuencia donde se busque transportar señales de alta potencia con bajas pérdidas.

#### 2.5.1.1 Modos de propagación

La resolución de las ecuaciones de Maxwell [(2.32) a (2.35)], con las condiciones de contorno de la guía, da lugar a distintas soluciones que se pueden clasificar en función de las componentes vectoriales de los campos magnético y eléctrico.

$$\nabla \times \vec{\mathcal{E}} = \frac{-\partial \vec{\mathcal{B}}}{\partial t} - \vec{\mathcal{M}} \quad (2.32)$$

$$\nabla \times \vec{\mathcal{H}} = \frac{\partial \vec{\mathcal{D}}}{\partial t} + \vec{\mathcal{J}} \quad (2.33)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{D}} = \rho \quad (2.34)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{B}} = 0 \quad (2.35)$$

donde:

$\vec{\mathcal{E}}$  es el campo eléctrico, en Voltios por metro (V/m).

$\vec{\mathcal{H}}$  es el campo magnético, en Amperios por metro (A/m).

$\vec{\mathcal{D}}$  es la densidad de flujo eléctrico, en Culombios por metro cuadrado (C/m<sup>2</sup>).

$\vec{\mathcal{B}}$  es la densidad de flujo magnético, en Webers por metro cuadrado (Wb/m<sup>2</sup>).

$\vec{\mathcal{M}}$  es la densidad de corriente magnética (ficticia), en Voltios por metro cuadrado (V/m<sup>2</sup>).

$\vec{\mathcal{J}}$  es la densidad de corriente eléctrica, en Amperios por metro cuadrado (A/m<sup>2</sup>).

$\rho$  es la densidad de carga eléctrica, en Culombios por metro cúbico (C/m<sup>3</sup>).

Así, tenemos:

- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM). Estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal,  $E_z = H_z = 0$ . No se generan en una guía de onda, solo aparecen cuando hay dos conductores.
- Modos Transversales Eléctricos (TE). No contienen componente longitudinal eléctrica,  $E_z = 0$
- Modos Transversales Magnéticos (TM). No contienen componente longitudinal magnética,  $H_z = 0$
- Modos Híbridos. Contienen ambas componentes longitudinales eléctrica y magnética. Como ejemplos de líneas de transmisión que soportan modos híbridos, están la línea *microstrip*, *slotline* y coplanar.

En función de las características geométricas de la guía de onda se propagará un modo u otro, o incluso varios a la vez. Esto dependerá de la frecuencia de trabajo y de la frecuencia de corte de los distintos modos.

Los modos en propagación serán aquellos cuya frecuencia de corte esté por debajo de la frecuencia de trabajo. En cambio, los modos evanescentes o en corte serán aquellos que tengan una frecuencia de corte mayor que la de trabajo, por lo que se atenuarán rápidamente.

En función del número de modos en propagación, que depende de la frecuencia de trabajo, la guía podrá ser:

- Monomodo: Se propaga un único modo.
- Multimodo: Se propagan varios modos.

Se denomina *modo fundamental* o *modo dominante*, al primer modo que se propaga en la guía, i.e., el que tiene la menor frecuencia de corte. Hay una banda de frecuencias entre la frecuencia de corte del modo dominante y la del siguiente modo, en el que la guía de onda puede funcionar sin generar modos espurios.

### **2.5.1.2 Guía de onda rectangular**

Las guías de onda rectangulares fueron uno de los primeros tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales de microondas. Debido a la tendencia a la miniaturización de los circuitos, muchos dispositivos se construyen ahora con tecnologías planares (*microstrip*, *stripline*,...). No obstante, se siguen usando para aplicaciones de alta potencia o precisión.

En una guía rectangular se propagarán modos TE y TM, pero no TEM puesto que solo hay un conductor.

La geometría de una guía rectangular se puede ver en la Figura 2.20. Está rellena de material con permeabilidad  $\mu$  y permitividad  $\epsilon$ . El lado más largo se denomina  $a$  y suele estar a lo largo del eje  $x$ . El más corto  $b$ , se coloca a lo largo del eje  $y$ . Así,  $a > b$ .

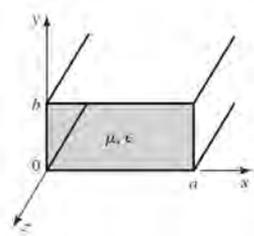
Las frecuencias de corte de la guía para los distintos modos vienen determinadas por la siguiente ecuación:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.36)$$

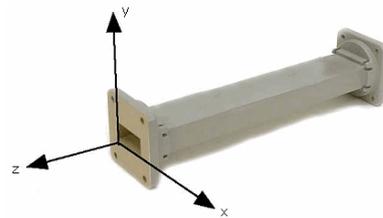
donde:  $m, n \geq 0$  y  $m = n = 0$  para TE<sub>m,n</sub>  
 $m, n \geq 1$  para TM<sub>m,n</sub>

La longitud de onda de la guía para los distintos modos que se propagan viene definida por:

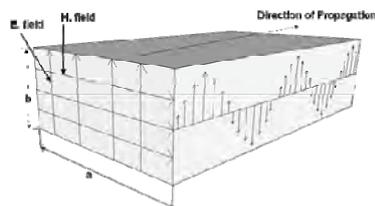
$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f}\right)^2}} \quad (2.37)$$



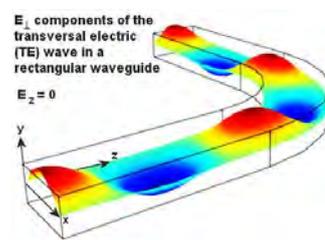
(a)



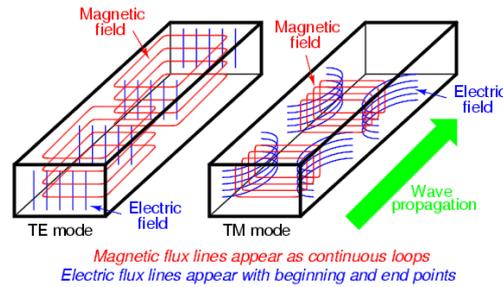
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 2.20 - Guía rectangular. (a) Geometría. (b) Dimensiones en una guía rectangular. (c) Ejemplo de propagación hacia eje z. (d)

### 2.5.1.2.1 Modos TE

En ellos se cumple que  $E_z = 0$  y  $H_z \neq 0$ .  $H_z$  debe cumplir la ecuación siguiente:

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (2.38)$$

donde:

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2, \quad k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.39)$$

Si aplicamos separación de variables primero y las condiciones de contorno después, tal y como aparece en [23], llegamos a las expresiones para las distintas componentes de campo de los modos  $TE_{m,n}$ :

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.40)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.41)$$

$$E_z = 0 \quad (2.42)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.43)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.44)$$

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.45)$$

Los valores de m y n determinarán el modo de la familia TE que se propaga. Así,  $m = 0, 1, 2, \dots$  y  $n = 0, 1, 2, \dots$ , pero la combinación  $m = n = 0$  no es válida.

2.5.1.2.2 Modos TM

Caracterizados porque  $H_z = 0$  y  $E_z \neq 0$ .  $E_z$  debe cumplir la ecuación siguiente:

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0 \quad (2.46)$$

Resolvemos igual que se hizo antes, mediante separación de variables y aplicando condiciones de contorno. Así obtenemos las distintas expresiones de campo de los modos  $TM_{m,n}$ :

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.47)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.48)$$

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.49)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.50)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.51)$$

$$H_z = 0 \quad (2.52)$$

Para los modos TM,  $m \geq 1$  y  $n \geq 1$ .

2.5.1.2.3 Representación de los modos TE y TM

La Tabla 2.3 muestra la atenuación del conductor para diferentes modos de una guía de onda rectangular con  $a = 2 \text{ cm}$ . En función de la frecuencia de corte existirán unos u otros modos propagándose. Sin embargo, el modo fundamental de una guía rectangular siempre será el  $TE_{10}$  puesto que  $a > b$ .

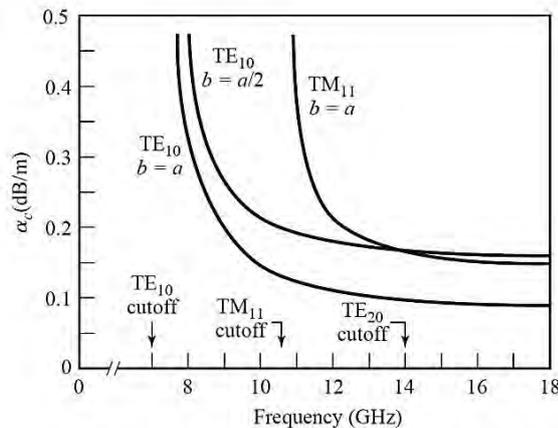


Tabla 2.3 - Atenuación de varios modos de una guía rectangular con  $a = 2 \text{ cm}$ . [23]

### 2.5.1.3 Guía de onda circular

Es un tubo de sección circular de radio  $a$ , relleno de material con permeabilidad  $\mu$  y permitividad  $\epsilon$ , y rodeado por un conductor que soporta modos TE y TM. Al ser una geometría cilíndrica, es apropiada para usar coordenadas cilíndricas  $(\rho, \phi, z)$  a la hora de resolver las ecuaciones de Maxwell.

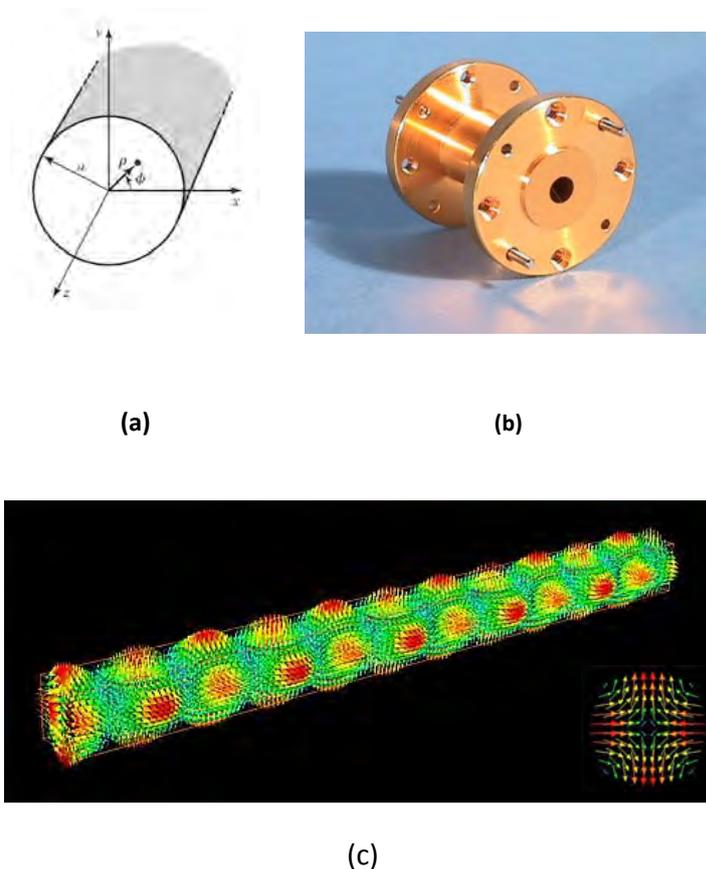


Figura 2.21 - Guía circular. (a) Geometría. (b) Fotografía de guía circular del fabricante QuinStar Technology™ para operar en el modo  $TE_{11}$  de 12 a 220 GHz con diámetros internos desde 1.4986 mm a 16.764 mm. (c) Simulación del modo dominante  $TE_{11}$  (Elaboración propia)

#### 2.5.1.3.1 Modos TE

Para calcular la frecuencia de corte de los modos TE se usa la expresión siguiente:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.53)$$

donde  $p'_{nm}$  es la  $m$ -ésima raíz de  $J'_n$ , la derivada de la función de Bessel de orden  $n$ .

n	$p'_{n1}$	$p'_{n2}$	$p'_{n3}$
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970

Tabla 2.4 – Valores de  $p'_{nm}$  para los modos TE de una guía circular.[23]

Observando los valores de la Tabla 2.4 vemos que el primer modo en aparecer es el  $TE_{11}$ , pues es el que tiene el menor valor de  $p'_{nm}$ .

Y, tal y como aparece en [23], llegamos a las expresiones para las distintas componentes de campo en coordenadas cilíndricas de los modos  $TE_{m,n}$ :

$$E_\rho = \frac{-j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.54)$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c} (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.55)$$

$$E_z = 0 \quad (2.56)$$

$$H_\rho = \frac{-j\beta}{k_c} (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.57)$$

$$H_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.58)$$

$$H_z = (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.59)$$

Podemos ver en la Figura 2.22 el modo circular  $TE_{11}$  como un modo que posee una longitud de onda de campo eléctrico alrededor de la circunferencia de la guía y media longitud de onda de campo eléctrico a lo largo del radio.

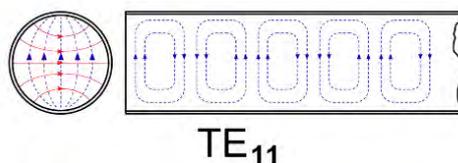


Figura 2.22 – Patrones de campo eléctrico y magnético del modo circular  $TE_{11}$ .

### 2.5.1.3.2 Modos TM

En este caso, la expresión usada para el cálculo de la frecuencia de corte depende de la raíz de las funciones de Bessel, y es la siguiente:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.60)$$

n	$p_{n1}$	$p_{n2}$	$p_{n3}$
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

Tabla 2.5 - Valores de  $p_{nm}$  para los modos TM de una guía circular [21].

El primer modo en generarse es el  $TM_{01}$ . Puesto que  $p_{n1}$  tiene un valor de 2.405 y  $p'_{n1}$  de 1.841, el modo fundamental de la guía circular es el  $TE_{11}$ .

$$E_\rho = \frac{-j\beta}{k_c} (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.61)$$

$$E_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.62)$$

$$E_z = (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.63)$$

$$H_\rho = \frac{j\omega\epsilon n}{k_c^2 \rho} (A \cos n\phi - B \sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.64)$$

$$H_\phi = \frac{-j\omega\epsilon}{k_c} (A \sin n\phi + B \cos n\phi) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.65)$$

$$H_z = 0 \quad (2.66)$$

### 2.5.1.3.3 Representación de los modos TE y TM

En la figura siguiente se puede apreciar la atenuación en dB/m para diferentes modos de una guía circular de radio 2.54 cm. Como se puede apreciar, el modo fundamental de una guía circular es el  $TE_{11}$ .

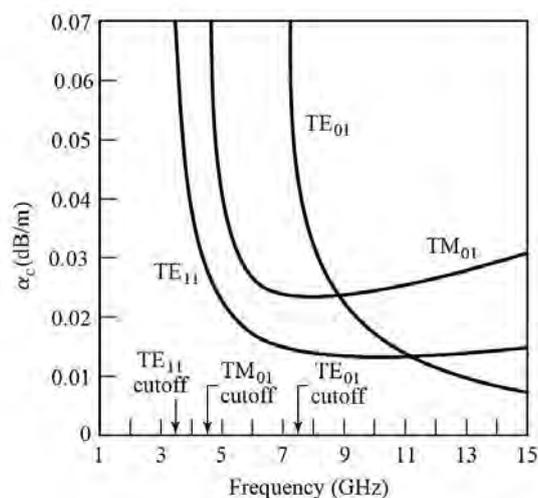


Figura 2.23 - Atenuación de distintos modos en una guía circular de cobre radio 2.54cm.

Podemos observar que la atenuación del modo  $TE_{01}$  es menor que la del fundamental para frecuencias suficientemente altas. Esto no ocurre con la guía de onda rectangular en la que el modo fundamental siempre tiene menor atenuación que los demás modos.

### 2.5.2 Líneas de transmisión impresas

Con mucho, las líneas de transmisión más utilizadas son las líneas impresas, algunas de las cuáles, se muestran en la Figura 2.24. Estas líneas de transmisión con varios conductores están formadas por un sustrato dieléctrico sólido que tiene una o dos capas de metalización, permitiendo conducir los flujos de corriente de señal y de tierra por conductores separados.

La guía de ondas de placas paralelas o *Parallel-Plate Waveguide (PPWG)* en la Figura 2.24(a) puede propagar modos **TEM**, así como la *Stripline* de la Figura 2.24(c).

En la *Microstrip* [Figura 2.24(b)], *Coplanar Waveguide (CPW)* [Figura 2.24(d)] y la *Slot Line* [Figura 2.24(e)] existe campo electromagnético en dos dieléctricos diferentes, el sustrato y el aire. Esto implica que el modo dominante es **cuasi-TEM**. Este modo tiene una frecuencia de corte de 0 Hz, y para la mayoría de los propósitos es muy parecido al modo TEM, pero su impedancia característica y constante de propagación varían lentamente con el aumento de la frecuencia.

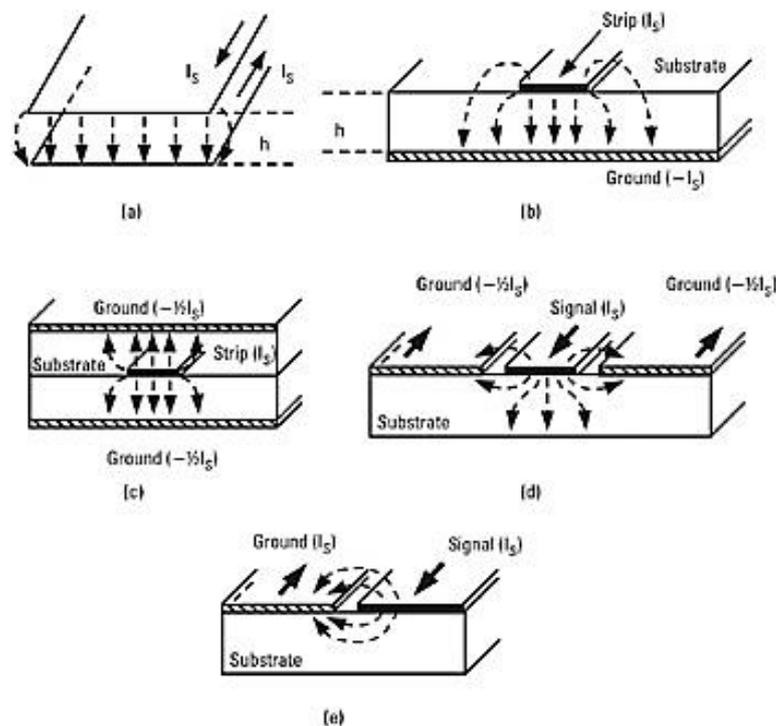


Figura 2.24 –Líneas de transmisión impresas multiconductor y sus distribuciones de campo E de sus modos TEM o cuasi-TEM (a) *Parallel-Plate Waveguide (PPWG)*, (b) *Microstrip*, (c) *Stripline*, (d) *Coplanar Waveguide (CPW)*, y (e) *Slot Line*.

### 2.5.2.1 Microstrip

La línea microstrip, utilizada para transportar señales de microondas, es uno de los tipos de líneas de transmisión planares más utilizados debido a que se puede fabricar mediante un proceso fotolitográfico o con placas de circuito impreso, y por su fácil integración con otros dispositivos pasivos y activos de microondas.

Su geometría (Figura 2.25), está basada en un conductor muy fino de espesor  $t$  y ancho  $W$ , separado de un plano de masa por un sustrato de espesor  $h$  y permitividad  $\epsilon_r$ .

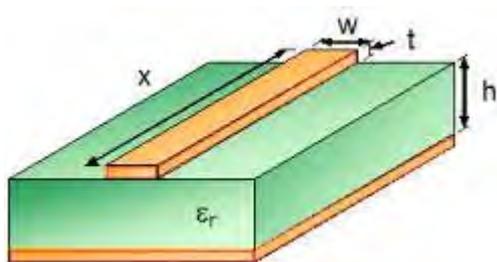


Figura 2.25 - Geometría de una línea microstrip.

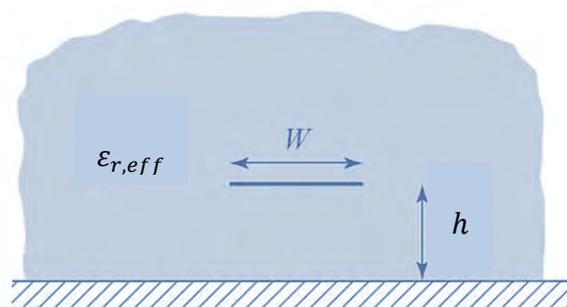


Figura 2.26 - Geometría equivalente donde la permitividad relativa del sustrato dieléctrico, se reemplaza por un medio de permitividad efectiva  $\epsilon_{r,eff}$



Figura 2.27 – Fotografía cortesía de la *Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*

Ejemplo de circuito en tecnología *Microstrip*.

Filtro Paso Banda de Líneas Acopladas (con rizado constante, de 3er orden,  $f_c=1.7\text{GHz}$ ,  $BW=100\text{MHz}$ ).

La presencia de dieléctrico y, especialmente, el hecho de que este no cubra la zona superior a la línea microstrip complican el análisis. La mayoría de las líneas de campo están contenidas dentro del sustrato, pero hay algunas que aparecen en la parte superior, en la región de aire. Esto se puede observar en Figura 2.28.

Por esta razón, no se generan modos TEM puros ya que la velocidad de fase de los campos en el dieléctrico será distinta de la de los que están en el aire. Así, se generan modos híbridos TE-TM, tal y como aparece en [23]. Estos requieren avanzadas técnicas de análisis para su estudio.

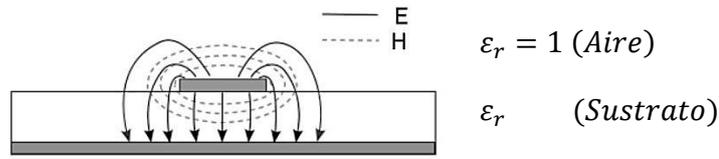


Figura 2.28 - Campos electromagnéticos en líneas microstrip.[23]

Sin embargo, en la mayoría de los casos, el sustrato es muy delgado ( $h \ll \lambda$ ) y se puede considerar que se propagan modos quasi-TEM. Para el diseño de estructuras de transmisión se emplean altas permitividades  $\epsilon_r$  para que el campo esté más confinado. Mientras que para el diseño de estructuras radiantes en *microstrip* (i.e. antenas de parche), se busca un gran desbordamiento del campo, por lo que se usan bajas permitividades  $\epsilon_r$ .

Al existir dos dieléctricos (aire y sustrato) en las líneas microstrip, aparece el término de constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{r,eff}$  que se calcula con la siguiente ecuación [23]:

$$\epsilon_{r,eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[ \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5}, & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.67)$$

Y para una impedancia característica  $Z_0$  dada, y una constante dieléctrica  $\epsilon_r$ , la relación de diseño  $W/h$  se puede calcular como [23]:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right], & \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.68)$$

donde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (2.69)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.70)$$

### 2.5.2.2 Radiación y tipos de propagación en líneas Microstrip

Existe cuatro tipos de ondas en líneas microstrip: Las ondas espaciales son enviadas al espacio libre con ángulos de elevación de entre 0 y  $\pi/2$  y se atenúan conforme se distancian del origen (ver Figura 2.29(a)). Si hablamos de antenas representan las ondas radiadas mientras que si hablamos de líneas de transmisión significan pérdidas.

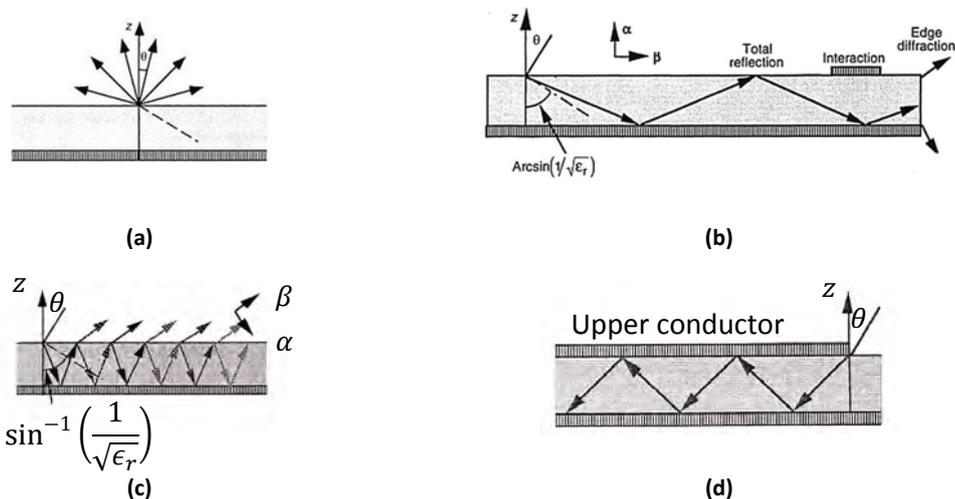


Figura 2.29 – (a) Ondas espaciales en microstrip. (b) Ondas de superficie en microstrip (c) Ondas de fuga en microstrip. (d) Ondas guiadas en microstrip. [30]

El segundo tipo son las ondas de superficie: Toman dirección descendente y cuando se encuentran el plano de tierra se reflejan quedando confinadas dentro del dieléctrico (Figura 2.29(b)). Las ondas de superficie toman parte de la energía de la señal enviada incrementando las pérdidas y reduciendo la eficiencia. Si las ondas confinadas en el dieléctrico alcanzan las fronteras de la estructura microstrip, la onda es difractada por los extremos del microstrip. La onda difractada altera los diagramas de radiación aumentando los lóbulos laterales y el nivel de polarización cruzada. Las ondas superficiales son perjudiciales tanto para circuitos y líneas de transmisión como para el funcionamiento de antenas por lo que siempre intentaremos minimizarlas.

Por ultimo tenemos las ondas de fuga y las ondas guiadas, las primeras son parecidas a las superficiales con la diferencia de que cuando alcanzan la entrecara del sustrato y el espacio libre una parte de las ondas es reflejada nuevamente mientras que otra se fuga al espacio libre, este proceso se repite y como una parte sale al espacio libre la magnitud de las ondas en el sustrato va decreciendo con la distancia hasta desaparecer. [Figura 2.29(c)]

Las ondas guiadas se presentan en circuitos impresos utilizados para líneas de transmisión o guías de ondas y que encontramos cuando la parte superior del sustrato dieléctrico esta metalizado; las ondas guiadas se encuentran entonces viajando en el sustrato rebotando tanto en la parte metálica superior como en la puesta a tierra (esta circunstancia solo se da para ángulos de incidencia determinados). Las ondas guiadas representan el modo de funcionamiento de las líneas de transmisión y circuitos donde los

campos electromagnéticos se concentran debajo de la capa conductora superior [Figura 2.29(d)].

Dependiendo de las aplicaciones requeridas, necesitaremos un espesor de sustrato y permitividad dieléctrica diferentes, con la finalidad de que predominen un tipo de ondas para lograr el comportamiento deseado de la línea microstrip. Las ondas superficiales se pueden emplear para lograr acoplamiento de circuitos; pero, en general, no son deseadas. En el caso de líneas de transmisión, interesa que la mayor parte de la energía se encuentre entre los dos conductores por lo que se intentará que el espesor del sustrato sea pequeño en comparación con la longitud de onda y que la permitividad del sustrato sea alta.

### 2.5.2.3 Discontinuidades en tecnología impresa

Las discontinuidades típicas en *microstrip normal*, también son aplicables a *microstrip-gap*: cruces, curvas, cambios de anchura y transiciones del conector SMA a la línea. Si estas discontinuidades no se compensan, introducen reactancias parásitas que pueden conducir a errores de amplitud y de fase, desadaptaciones a la entrada y a la salida, y acoplos no deseados. El efecto de una discontinuidad aumenta con la frecuencia. Las siguientes discontinuidades típicas y su compensación se discuten en orden decreciente de importancia.

#### 2.5.2.3.1 Cambio de impedancia

El desajuste de impedancia entre dos puntos en una línea de transmisión se puede compensar con un transformador  $\lambda/4$ . El transformador  $\lambda/4$  es una técnica de adaptación muy útil que también ilustra las propiedades de las ondas estacionarias en una línea desadaptada. En Figura 2.30 se muestra un transformador  $\lambda/4$  y su efecto de interferencia destructiva. Se demuestra [23] que para que exista una perfecta transición sin reflexiones la impedancia del transformador debe ser igual a la media geométrica de las impedancias de los extremos:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (2.71)$$

#### 2.5.2.3.2 Unión T

Una unión entre dos secciones de ancho diferente introduce una gran discontinuidad. En Figura 2.31(a) se muestra un divisor de potencia con unión en T estándar.

En este diagrama, la potencia de entrada  $P_1$  se entrega a la intersección de la línea de ancho  $W_1$  e impedancia  $Z_1$ . Entonces la línea se bifurca en dos brazos con potencia, ancho e impedancia dados por  $P_2, W_2, Z_2$  y  $P_3, W_3, Z_3$  respectivamente. Las ecuaciones de diseño de este divisor, como ya vimos son:

$$Z_1 = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad P_2 = \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right) P_1 \quad P_3 = \left(\frac{Z_1}{Z_3}\right) P_1 \quad (2.72)$$

Se puede ver de las ecuaciones anteriores que si  $Z_2 = Z_3 = 2Z_1$  la potencia se repartirá por igual entre los dos brazos. Es interesante notar que la impedancia de los dos brazos actúan como dos resistencias en paralelo. Para adaptar las impedancias de los brazos de la T a la impedancia del puerto común, los brazos deben tener el doble de impedancia que esta.

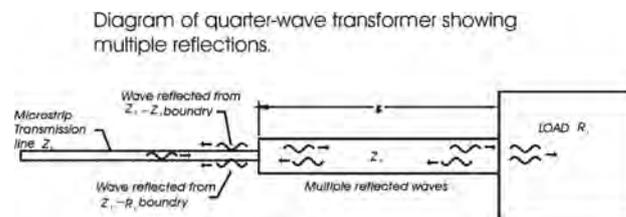


Figura 2.30 - Diagrama de un transformador de impedancia  $\lambda/4$  mostrando múltiples reflexiones.

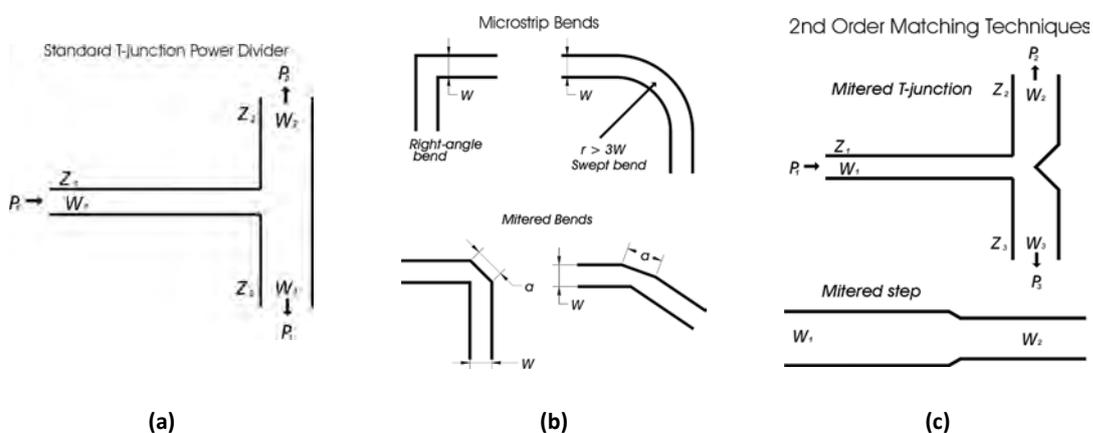


Figura 2.31 - Discontinuidades en tecnología impresa. (a) Divisor de potencia con unión en T. (b) Discontinuidades por curvatura y su compensación. (c) Discontinuidades de segundo orden y su compensación.

### 2.5.2.3.3 Curvas

Otra discontinuidad típica resulta de la simple curvatura de la línea. Figura 2.31(b) muestra algunas discontinuidades por curvaturas y las técnicas de compensación necesarias. El aumento del área del conductor en la región de la curva produce una capacitancia parásita. Este efecto se puede eliminar haciendo una curva suave donde no cambie el área del conductor. El radio tiene que ser  $r \geq 3W$ , lo que ocupa una gran cantidad de espacio, y el espacio siempre es escaso. Un método de compensación más eficiente con el espacio es cortar en inglete una curva en ángulo recto.

### 2.5.2.3.4 Discontinuidades de segundo orden y superiores

Las discontinuidades de segundo orden Figura 2.31(c), se vuelven significativas a frecuencias superiores a 3 GHz, por lo que debemos tenerlas muy en cuenta en este proyecto.

## 2.6 Metamateriales EBG y la tecnología GAP Waveguide

### 2.6.1 Introducción

Se espera que las técnicas de integración de alta densidad, combinadas con procesos de fabricación de bajo coste, sean capaces de ofrecer soluciones generalizadas para el futuro de las microondas de alta frecuencia y para aplicaciones comerciales en milimétricas. Se ha realizado mucha investigación para satisfacer estos requisitos. Así, se han propuesto tecnologías de guía de onda con sustrato integrado, *SIW (Substrate Integrated Waveguide)* [31-33], líneas microstrip de película delgada de bajas pérdidas, *TFMS (Thin-Film Microstrip Lines)* [34, 35], o basadas en *LTCC (Low temperature co-fired ceramic)* [36, 37]. Cada técnica propuesta tiene ventajas y desventajas. Recientemente, se ha propuesto una nueva tecnología de línea de transmisión conocida como *GWG (Gap Waveguide)* [38, 39]. Esta nueva tecnología prescinde de dieléctricos con pérdidas y es más flexible que las guías de onda metálicas en el sentido de montaje modular. Por todo esto, la tecnología GWG es una buena candidata para componentes críticos como antenas de alta ganancia y filtros de banda estrecha. Dicha tecnología se basa en el uso de metamateriales EBG para conseguirlo.[38]

### 2.6.2 Metamateriales

En los últimos 10 años, investigadores de todo el mundo han tratado de sintetizar materiales electromagnéticos que tuvieran características anormales. Tales materiales se conocen, a menudo, como metamateriales, y una de las características anormales más deseables para la electrónica es el equivalente de *conductividad magnética*, que no existe en la naturaleza.

Los metamateriales nos permiten diseñar nuestros propios “átomos” (ver Figura 2.32) y, por lo tanto, la creación de materiales con nuevas propiedades y funciones. Los metamateriales consisten en estructuras celulares periódicas, diseñadas de un tamaño mucho menor que la longitud de onda del estímulo externo que se pretende manipular (ver Figura 2.33 derecha), para exhibir propiedades que no se encuentran en la naturaleza; propiedades, como un índice de refracción negativo o conductividad magnética. Los estímulos con los que pueden interactuar abarcan desde radio frecuencia y microondas hasta frecuencias ópticas. La investigación en metamateriales es interdisciplinar y abarca campos como la ingeniería eléctrica, electromagnetismo, física de estado sólido, ingeniería de antenas y dispositivos de microondas, optoelectrónica, óptica clásica, ciencia de los materiales, ingeniería de semiconductores y nanotecnología. Los metamateriales se han convertido en una nueva subdisciplina dentro de la física y el electromagnetismo (especialmente óptica y fotónica).

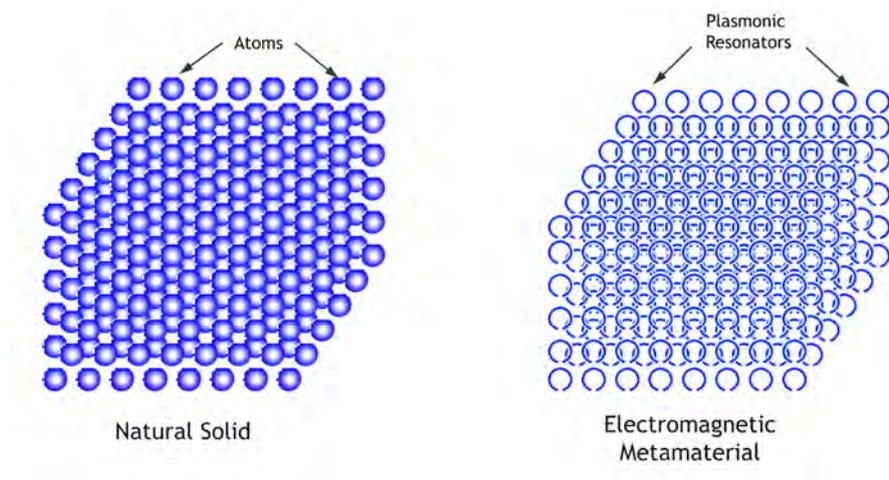


Figura 2.32 - Metamateriales: Imitando a la naturaleza.

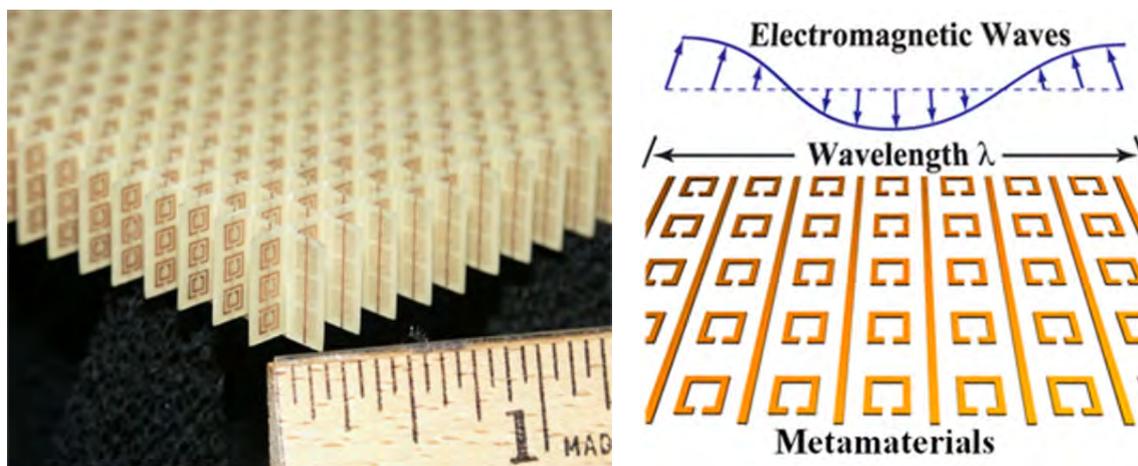


Figura 2.33 - Parte de un LHM<sup>5</sup>, construido con SRRs<sup>6</sup> e hilos de cobre, montados sobre placas entrelazadas de fibra de vidrio. El array total consiste en 3x20x20 celdas unitarias y unas dimensiones de 10x100x100 mm. [Fuente: NASA Glenn Research]

Los metamateriales electromagnéticos se suelen clasificar por sus propiedades no naturales como:

- a) De índice de refracción negativo o “zurdos” (en los que tanto la permitividad relativa como la permeabilidad relativa son negativos  $n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ ); los negativos simples (aquellos que tienen, o bien permitividad relativa negativa, o bien permeabilidad relativa negativa); los doble positivos, bi-isotrópos, bianisótopos, quirales, cuyas

<sup>5</sup> *Left-Handed Material* – Material “a izquierdas”.

<sup>6</sup> Split-Ring Resonators – Resonadores de anillo partido.

propiedades dependen de cuatro parámetros  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$ ,  $\kappa$ ,  $\chi$  o permitividad, permeabilidad, fuerza de quiralidad, y el parámetro de *Tellegen*, respectivamente;

- b) los basados en superficies selectivas en frecuencia conocidos como *FSS* (*Frequency selective surface*), que bloquean las señales en una banda de frecuencias y las dejan pasar en otra. Son una alternativa a los metamateriales donde la geometría y espaciado estáticos de sus celdas unidad, determinan la respuesta en frecuencia de dicho metamaterial;
- c) los metamateriales *EBG* (*electromagnetic bandgap*), que permiten controlar la propagación electromagnética. El tamaño del período de los EBG's es una cantidad apreciable de longitudes de onda, creando interferencias constructivas y destructivas. Los EBG's ideales evitan la propagación en una banda concreta de frecuencias, para *todos* los ángulos de incidencia y para *todos* los estados de polarización de ondas electromagnéticas; aunque, en la práctica, es muy difícil obtener tales estructuras completas y se consiguen estructuras EBG parciales. Se han fabricado EBG's para rangos de frecuencias desde pocos GHz hasta algunos THz, con aplicaciones como líneas de transmisión. Se emplea la terminología cristales *PBG* (*Photonic band-gap*) para referirse a estructuras EBG en regímenes ópticos [40];

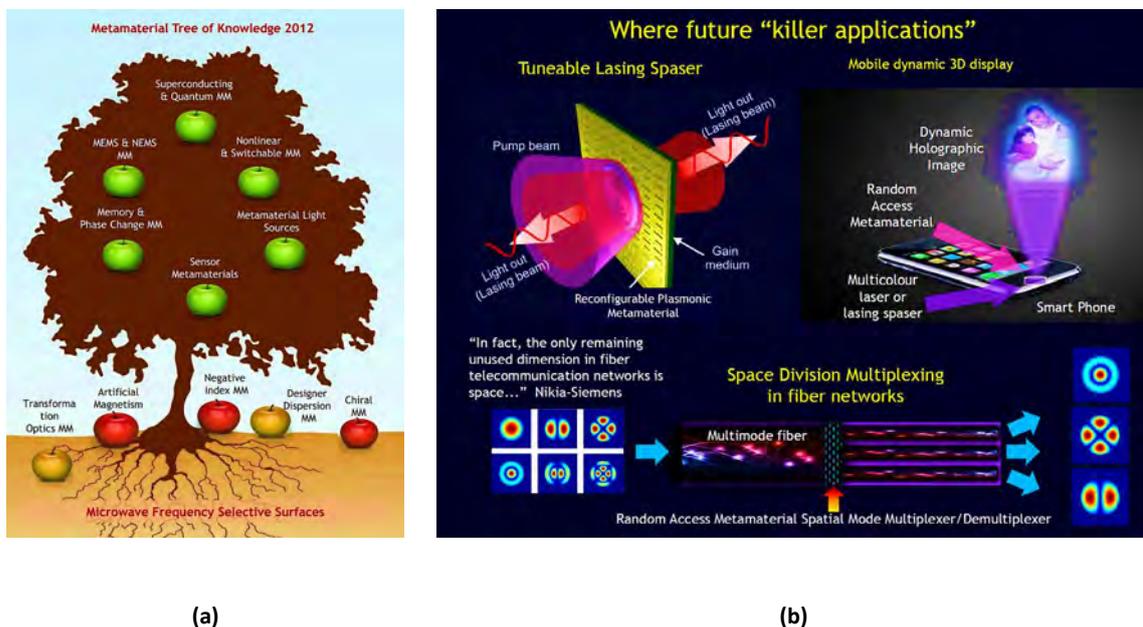


Figura 2.34 - (a) El árbol del conocimiento de los metamateriales muestra la progresión y futuro de la investigación en metamateriales. La "fruta prohibida" de los metamateriales de índice de refracción negativo ya está madura y su concepto está ampliamente extendido; ahora, la investigación se mueve en el dominio de sus aplicaciones. Los metamateriales quirales y los que presentan magnetismo artificial también están bien estudiados. Los estudios sobre el control de la respuesta electromagnética y su distribución espacial y dispersión se encuentran actualmente en auge. Las investigaciones emergentes son hacia los metamateriales no-lineales, los de ganancia asistida, los sensores y los cuánticos. (b) Aplicaciones que darán que hablar en el campo de los metamateriales fotónicos. [41]

### 2.6.3 Antecedentes de la tecnología GWG (*Gap Waveguide*)

La tecnología GWG es una extensión de la investigación en superficies *soft* y *hard* aplicadas al electromagnetismo realizada por P.S. Kildal en [42] y ya patentada [43].

#### Estructura de periodicidad unidimensional ideal – Rejilla PEC/PMC

El primer intento conceptual de realizar metamateriales con “conductividad magnética” descrita en la literatura científica fueron las así llamadas por Per-Simon Kildal, superficies *soft* y *hard*, en [42]. Las superficies *soft* y *hard*, hoy en día, Kildal las describe más convenientemente como rejillas de tiras PEC/PMC, *i.e.* rejillas de tiras paralelas, donde cada tira es un conductor eléctrico perfecto o PEC (*Perfect Electric Conductor*) seguida de una tira de conductor magnético perfecto o PMC (*Perfect Magnetic Conductor*), alternativamente, como se puede ver en la Figura 2.35 [44]. Las tiras PMC se realizan mediante surcos de metal de una profundidad de un cuarto de la longitud de onda efectiva, o por medios equivalentes tales como tiras de metal sobre un sustrato conectado a masa con vías metalizadas entre las tiras y el plano de masa (ver Figura 2.36 (b)). Las características de la rejilla de tiras PEC/PMC son, que las condiciones de contorno anisótropas, permiten que ondas de polarización arbitraria se propaguen a lo largo de las tiras (caso de superficie *hard*), mientras que bloquean la propagación en las otras direcciones sobre la superficie y en particular, ortogonalmente a las tiras (caso de superficie *soft*). Tal rejilla de tiras PEC/PMC se puede utilizar para realizar nuevos tipos de antenas [45]. La presente tecnología GWG (*Gap Waveguide*) tiene su origen en el empleo de superficies *hard*, *soft* y rejillas PEC/PMC para realizar una guía de ondas de alta frecuencia.

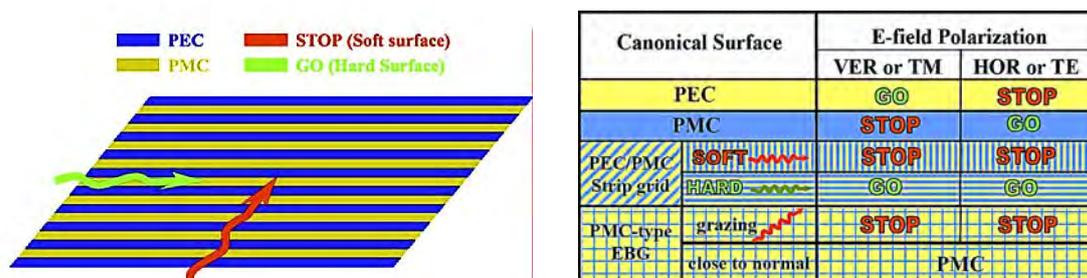


Figura 2.35 - Una superficie formada por tiras de PEC/PMC representan superficies *hard* y *soft* ideales, dependiendo del plano de incidencia. Las flechas verde y roja con forma de onda representan la dirección de propagación de las ondas que hacen la superficie de tiras PEC/PMC *soft* o *hard* [46]. A la derecha, tabla con las características de los diferentes tipos de superficies con respecto a la propagación de ondas para diferentes polarizaciones. Nótese que aquí se usa el término “ondas de superficie” en sentido amplio, de manera que incluso se contemplan ondas rasantes (o *grazing waves*) a lo largo de una superficie de PEC (comportándose como ondas superficiales guiadas al corte).

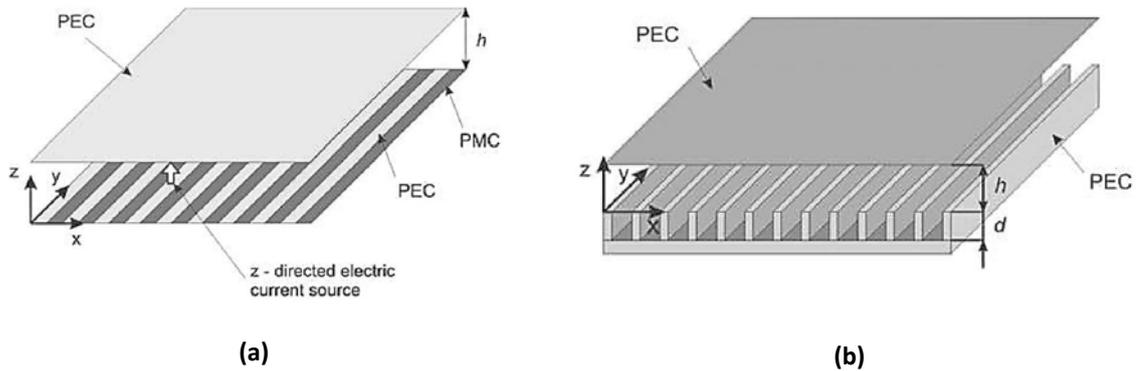


Figura 2.36 – (a) Fuente de corriente entre placas paralelas en el que la parte inferior es una rejilla de tiras PEC/PMC, *i.e.* una superficie *soft* y *hard* ideal. (b) Realización práctica de una superficie de tipo rejilla de tiras PEC/PMC con una superficie corrugada. [47]

### Estructura de periodicidad bidimensional ideal - PMC

Las llamadas superficies *EBG* (*Electromagnetic Bandgap*) bloquean la propagación de ondas de forma similar a las superficies *soft*, pero para todas las direcciones de propagación (ver Figura 2.37 (a)). Esto apareció por primera vez en la literatura científica de la mano de Dan Sievenpiper en [48]. Tanto la “superficie *soft*” de Kildal como la “superficie *EBG*” de Sievenpiper bloquean la propagación de ondas a lo largo de las superficies, y contienen el PMC como un componente de superficie importante.

Las características de propagación a lo largo de superficies *soft* y *hard* se conocen bastante bien, tanto cuando se utilizan en guías de ondas, como en superficies abiertas [47, 49]; sin embargo, los estudios se han limitado a las guías de onda cilíndricas y superficies abiertas, respectivamente. La presente tecnología *GWG* (*Gap Waveguide*) permite crear líneas de transmisión locales, guías de onda y componentes circuitales entre conductores paralelos y hace uso de técnicas especiales para evitar la propagación de las ondas entre los conductores y para suprimir los modos de orden superior no deseados.

Ha habido otros intentos de hacer guías de ondas con metamateriales para alta frecuencia, como en [50]. Sin embargo, esta y otras soluciones relacionadas hacen uso de la propagación dentro del metamaterial, o en su superficie, que en ambos casos causan pérdidas y gran dispersión. La dispersión produce que el ancho de banda se estreche. La presente tecnología *GWG* (*Gap Waveguide*) controla la propagación de ondas entre placas conductoras paralelas, y tiene las pérdidas más bajas y, potencialmente, un ancho de banda mucho mayor que la patente citada en [50].

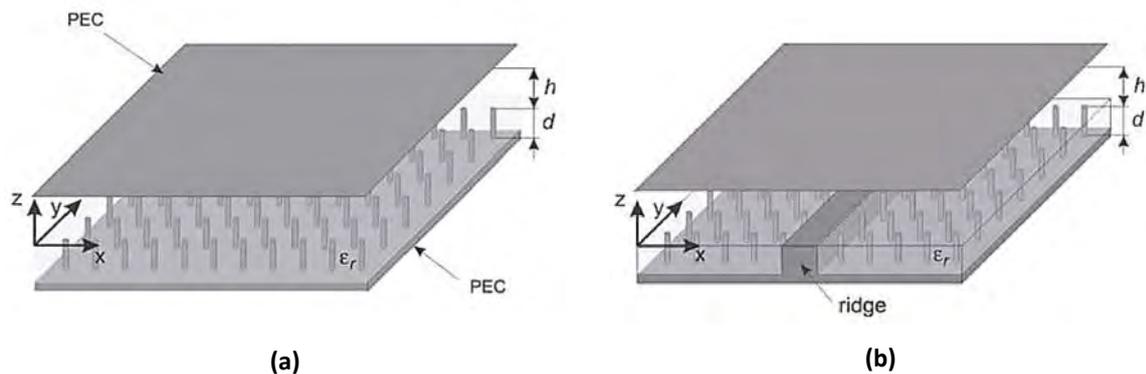


Figura 2.37 - (a) Realización de una superficie PMC ideal con una estructura de pines periódica. (b) Línea de transmisión formada por una cresta (o ridge) (la estructura periódica es la superficie de pines) [47]

#### 2.6.4 Tecnología GWG (Gap Waveguide)

El propósito de la tecnología *GWG (Gap Waveguide)* es eliminar o, al menos, reducir en gran medida los problemas relacionados con pérdidas óhmicas y de fabricación en el diseño de dispositivos de microondas, tales como, aunque no limitados a, líneas de transmisión, guías de onda y circuitos a frecuencias superiores a 30 GHz, pero también puede ser ventajosa para su uso en frecuencias más bajas.

En el contexto del presente trabajo, el término “dispositivo de microondas” se utiliza para denominar cualquier tipo de dispositivo y estructura capaz de transmitir, transferir, guiar y controlar la propagación de ondas electromagnéticas, particularmente en altas frecuencias donde las dimensiones del dispositivo o sus detalles técnicos son del mismo orden de magnitud que la longitud de onda.

Esta tecnología proporciona una nueva forma de realizar líneas de transmisión electromagnética, guías de onda y circuitos basados en ellas, que es ventajosa cuando la frecuencia es tan alta que las líneas y las guías de ondas de transmisión existentes tienen pérdidas demasiado grandes, o no se pueden fabricar de manera rentable con las tolerancias requeridas. De este modo, esta nueva tecnología está destinada a sustituir las líneas coaxiales, guías de onda cilíndricas huecas y líneas microstrip y otras líneas de transmisión basadas en sustratos a altas frecuencias. Las nuevas líneas de transmisión y guías de onda y sus circuitos, se realizan en un espacio estrecho entre dos superficies paralelas de material conductor, mediante el uso de una textura o una estructura de múltiples capas en una de las superficies. Los campos están presentes principalmente en el interior del hueco, y no en la textura o la capa de la estructura en sí, por lo que las pérdidas son pequeñas. La **guía de ondas** se define por una de las superficies y, o bien una cresta de metal (*Ridge Waveguide*) o un surco (*Groove Waveguide*) en la otra superficie, y la **línea de transmisión** se define por una de las superficies y una tira de metal situada dentro del surco entre las dos superficies (*Microstrip gap line*). Las ondas se propagan a lo largo de la cresta, del surco y la tira de metal, respectivamente. No se necesitan conexiones entre las dos

superficies de metal. Al menos una de la superficies está provista de medios para prohibir la propagación de ondas en otras direcciones que no sean las de la cresta, surco o tira de metal, *e.g.* usando una textura o estructura periódica en la superficie de metal en sí, o una capa de metal periódica en una estructura multicapa (ver Figura 2.37 (b)). La textura o estructura serán, a menudo, periódicas o cuasi-periódicas y diseñadas para interactuar con las ondas, de manera que, funcionen macroscópicamente como conductores magnéticos artificiales *AMC (Artificial Magnetic Conductor)*, como superficies *EBG (electromagnetic bandgap)* o como superficies *soft*. Puede haber una pared de metal sólida a lo largo del borde de al menos una de las dos superficies de metal. Esta pared se puede utilizar para mantener las superficies en una posición estable respecto a la otra, con una separación bien definida y pequeña entre ellas. Esta pared se puede situar muy cerca de los circuitos sin afectar el rendimiento, e incluso proporcionarán una buena solución de encapsulado para la integración de circuitos integrados activos. A muy alta frecuencia, las guías de ondas gap y las líneas gap se pueden realizar en el interior del encapsulado de circuito integrado o dentro del propio chip.

La geometría básica de la presente tecnología comprende dos superficies conductoras paralelas. Estas superficies se pueden hacer con piezas de metal, pero también con materiales que tengan una superficie metalizada. También se pueden hacer con otros materiales que tengan buena conductividad eléctrica. Las dos superficies pueden ser planas o curvas, pero, en ambos casos, separadas una distancia muy pequeña, un “*gap*” o hueco. Y los circuitos se realizan en el interior de este hueco entre las dos superficies. El gap está típicamente relleno de aire, pero también puede ser relleno de forma total o parcial con un dieléctrico, y su tamaño es típicamente menor que 0,25 longitudes de onda efectivas. Se hablará de tamaño del gap como la altura de una superficie sobre la otra.

Una (o al menos una) de las superficies está provista de una textura o una estructura multicapa delgada, que se utiliza para realizar *e.g.* una superficie PMC, una superficie EBG o una rejilla de tiras PEC/PMC. Con estructura multicapa se quiere decir que contenga al menos dos capas, tales como un plano de masa y un sustrato dieléctrico. Con esta textura o estructura multicapa se puede controlar la propagación de ondas en el gap entre las dos superficies para que sigan caminos específicos, comportándose así, como líneas de transmisión o guías de ondas en el gap. Conectando guías gap (o líneas de transmisión gap) de diferentes longitudes, direcciones e impedancias características, se pueden realizar componentes en guías (o líneas de transmisión) o circuitos completos entre las dos superficies conductoras, de forma similar a como se realizan circuitos en líneas microstrip y guías cilíndricas convencionales.

De acuerdo a esta tecnología, la línea de transmisión o la guía pueden tener tres formas principalmente (ver Figura 2.38):

- a) La ‘*ridge gap waveguide*’.
- b) La ‘*groove gap waveguide*’.

c) La ‘*microstrip gap line*’.

Una geometría canónica simplificada de la guía gap o de la línea gap es una superficie PEC en paralelo con una superficie PMC a una cierta altura, en la que:

a) para el caso de la *ridge gap* hay trazas o líneas de PEC en la superficie PMC.

b) para el caso de la *groove gap*, hay surcos en la superficie de PEC.

c) para el caso de la *microstrip gap*, hay líneas de PEC dentro del gap entre las dos superficies y un sustrato.

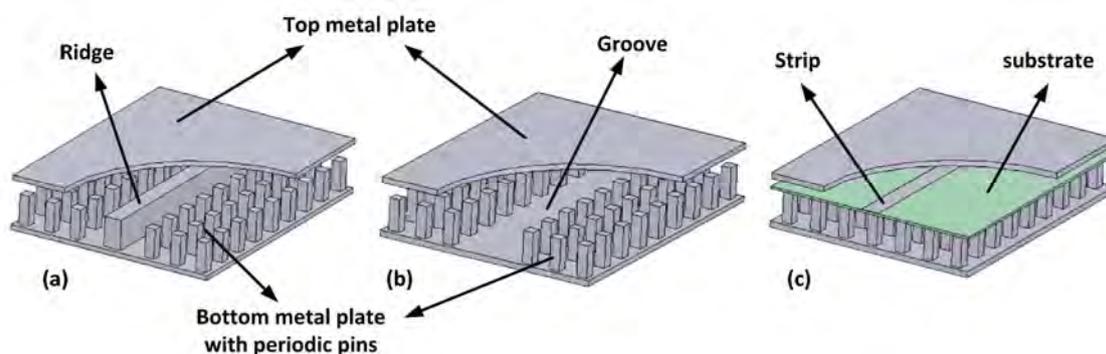


Figura 2.38 - Tres versiones: (a) Ridge gap waveguide (b) Groove gap waveguide y (c) Microstrip gap waveguide. [8]

Las crestas de PEC y líneas en *ridge-gap* y *microstrip-gap* son similares a una línea microstrip normal, donde la región de aire se sustituye por una superficie de PMC (en el caso *microstrip gap*), o al menos, las partes de la región de aire que están en contacto con el sustrato (caso de la *ridge gap*) y donde el sustrato llena el gap, que en la *microstrip gap* normalmente, estaría rellena de aire. Por lo tanto, la superficie PMC desempeña un papel importante en la interfaz con el aire tanto en las guías gap como en las líneas microstrip gap. De este modo, muchas de las ecuaciones de línea de transmisión que se aplican a las líneas microstrip, también se pueden aplicar como una buena aproximación tanto para la guía *ridge gap*, como para la línea *microstrip gap*. Por consiguiente, la impedancia característica de la guía *ridge gap* y la línea *microstrip gap* se puede aproximar por:

$$Z_k = Z_0 \frac{h}{w} \quad (2.73)$$

donde  $Z_0$  es la impedancia de onda en el aire (o en el dieléctrico que rellene el gap),  $w$  es el ancho y  $h$  la altura del gap entre la superficie de PEC y la cresta o líneas de PEC. Esta fórmula es válida como aproximación cuando  $w \gg h$ , de la misma forma que las líneas microstrip normales. La constante de propagación será la misma que en el aire, también. Esta teoría simplificada funciona sobre el ancho de banda en el que la realización de la superficie PMC trabaja como un PMC. Un conductor de metal, es, en la mayoría de los casos, una buena aproximación a un PEC sobre una amplia banda de frecuencias.

La *ridge-gap* y la *microstrip-gap* tienen mucho en común con la llamada línea microstrip invertida o suspendida, en la que las líneas microstrip están suspendidas a una distancia  $h$  del plano de masa sobre un sustrato dieléctrico. El sustrato se fija por medio de espaciadores, de tal manera que hay un hueco de aire entre las tiras de metal y el plano de masa metálico, ver *e.g.* [51]. En la línea microstrip invertida, las ondas se propagan en el espacio de aire entre una tira conductora y un plano de masa, de la misma forma que la línea *microstrip-gap*. La diferencia es que en *microstrip-gap* hay otro plano de masa en el lado opuesto de la tira conductora, y este plano de masa adicional está provisto de una textura o estructura multicapa que prohíbe que se propaguen modos no deseados entre los dos planos de masa, y entre la tira conductora y el plano de masa con la textura. Estas ondas harían imposible realizar el circuito en alta frecuencia debido a los modos indeseados que crearían resonancias y otros problemas.

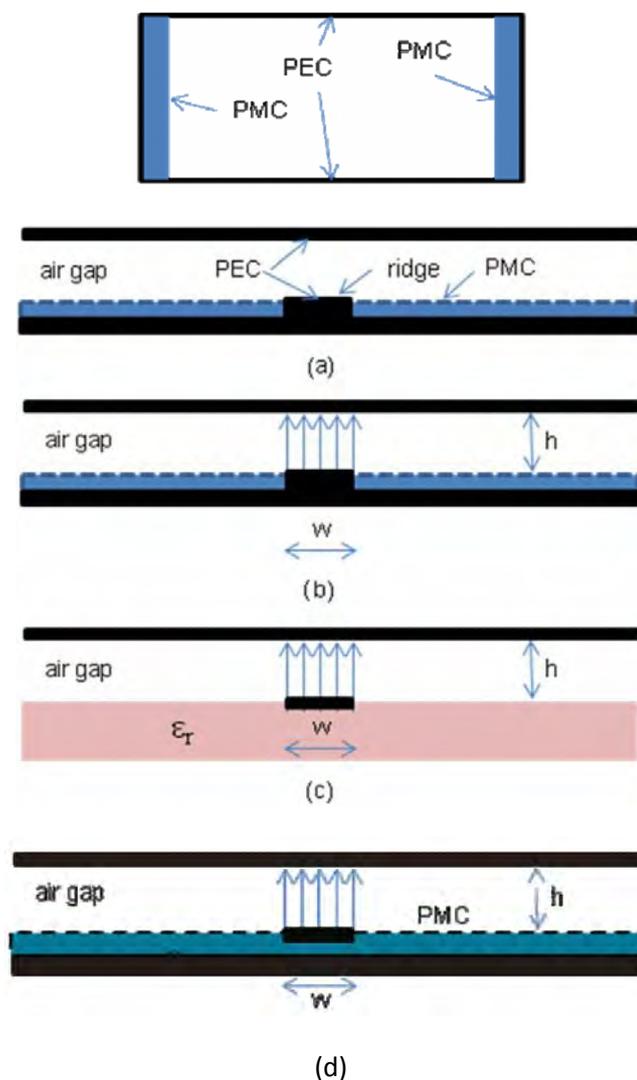


Figura 2.39 - Secciones transversales de la guía *ridge gap* canónica como degeneración de una guía *hard* polarizada linealmente (a), (b), y en (c) la también llamada *inverted microstrip line gap*. Las líneas de campo eléctrico se ilustran de forma aproximada. La geometría de la *inverted microstrip* se muestra al revés, con su plano de masa arriba para asemejarse a la guía *gap*. (d) Línea *Microstrip gap*

La guía *ridge gap* también tiene similitudes con la guía *ridge* normal que se describe en [52]. En la Figura 2.40 se puede ver la geometría de la *guía ridge* más común, la *doble ridge*. La diferencia es que las paredes laterales de metal se pueden eliminar en la *guía ridge gap* y los campos no escapan debido a que el modo básico de propagación entre las superficies de PMC y PEC está al corte; y, por lo tanto, no se propagan cuando la altura del gap entre las dos superficies es menor que  $\lambda/4$ .

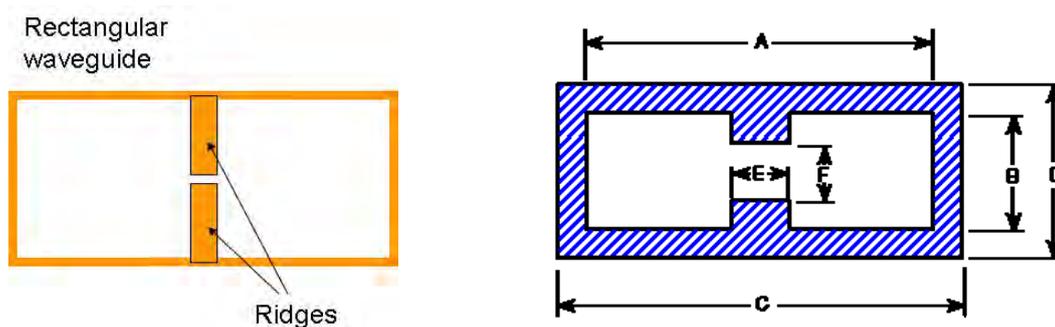


Figura 2.40 – Sección transversal de una guía doble ridge rectangular normal.

La teoría básica de las *guías-gap* es muy simple. Si las superficies fueran conductores lisos, se podrían propagar ondas TEM con el campo E ortogonal a dichas superficies para cualquier tamaño de gap. Estas ondas podrían propagarse en todas direcciones si las superficies fueran anchas, y serían reflejadas desde los bordes de las superficies, que pueden estar abiertas o cerradas con paredes, rebotando de atrás hacia adelante dentro del gap, creando muchas resonancias no controladas. Cuando los bordes estuvieran abiertos, habría una significativa pérdida de energía debido a radiación indeseada. Tales resonancias hacen que, en la práctica, sea imposible usar los conductores paralelos lisos como líneas de transmisión a frecuencias altas. El propósito de esta tecnología es proporcionar al menos una de las superficies con una textura o estructura multicapa, diseñadas de tal manera que las ondas sean guiadas como modos simples dentro del gap, en direcciones controladas y deseadas.

La tecnología se basa en los siguientes hechos teóricos que se pueden derivar de las ecuaciones de Maxwell:

- a) Ninguna onda se puede propagar en ninguna dirección en el gap entre un PEC y un PMC, si la altura del gap es menor de 0.25 longitudes de onda, ya que no existe ninguna solución de dichas ecuaciones con estas condiciones de contorno.
- b) Ninguna onda se puede propagar en ninguna dirección en el gap entre un PEC y una superficie EBG, si la altura del gap es menor de una altura

específica que depende de la geometría de la superficie EBG. Normalmente, esta altura es menor de 0.25 longitudes de onda, también.

- c) Las ondas en el gap entre una rejilla de tiras PEC/PMC y un PEC solo pueden seguir la dirección de las tiras de PEC de la rejilla. Las ondas en otras direcciones se atenúan fuertemente cuando la altura es menor de 0.25 longitudes de onda.

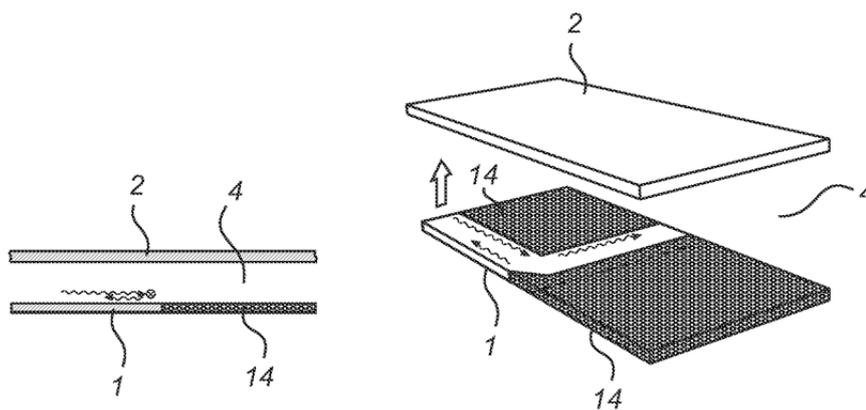
También hay otros tipos de superficies, de acuerdo a la tecnología, que pueden bloquear la propagación entre las superficies conocidas bajo el término general de “superficies de banda prohibida”.

Usando los conceptos teóricos anteriores, podemos diseñar guías/líneas gap, y ponerlas junto a circuitos y componentes, haciendo uso de enfoques y prácticas similares a los que se aplican comúnmente al diseño de circuitos y componentes con guías de onda y líneas microstrip a frecuencias más bajas.

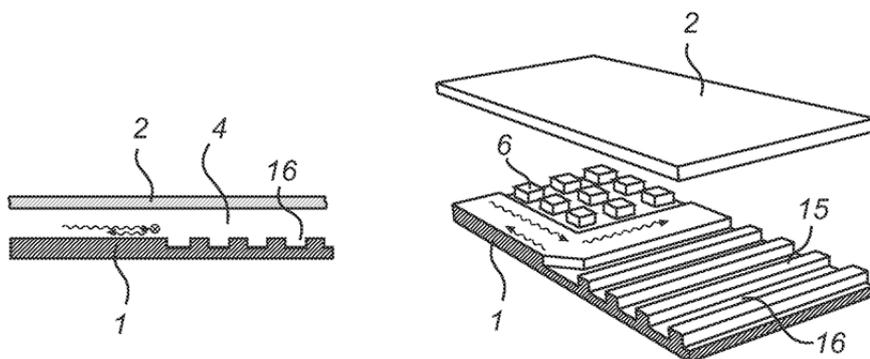
El tercer tipo de guía es la *groove-gap*. Esta se forma entre la textura o estructura multicapa de una de las superficies conductoras y un surco (o *groove*) en la superficie conductora opuesta, tal y como se ve en la Figura 2.38 (b). Se asemeja a una guía de ondas rectangular de metal estándar, excepto que una de las paredes se sustituye por un gap de aire y una textura o estructura multicapa. No hay contacto metálico entre las paredes del surco y la superficie opuesta, y se evitan fugas del campo a través del gap, de la misma manera que en la *ridge-gap* y la *microstrip-gap*. La superficie superior opuesta puede contener una textura en la región donde actúa como una pared de la guía o un PEC. Un hecho importante es que las dos superficies opuestas, de acuerdo a la tecnología, pueden tener contacto metálico entre ellas a alguna distancia del gap de los circuitos sin afectar su rendimiento. Esto es una ventaja mecánica, ya que una de las superficies se puede hacer con paredes de metal sólido a su alrededor, lo que proporciona soporte para la otra superficie, de forma que la altura del gap se mantiene bien definida en todo momento. De este modo, todo el circuito realizado en guía/línea gap se puede encapsular con un metal, proporcionando un fuerte apantallamiento de los circuitos exteriores y del entorno.

La textura o estructura multicapa de al menos una de las superficies, de acuerdo a la tecnología, se usa para mantener “al corte” las ondas que se propagan en direcciones indeseadas entre las dos superficies. Esta textura se puede hacer tan próximo como sea posible a un PMC, una rejilla de tiras PEC/PMC o con superficies electromagnéticas de banda prohibida (o superficies EBG). El PMC puede proporcionar esta condición de “corte” junto a un conductor paralelo si la altura del gap es menor de 0.25 longitudes de onda (ver Figura 2.41); las superficies EBG y las rejillas de tiras PEC/PMC (ver Figura 2.42) pueden crear la condición “al corte” para alturas de hasta 0.5 longitudes de onda en algunos casos, pero la condición depende de la polarización (y de la dirección para el caso de la rejilla PEC/PM). La literatura científica describe muchas formas de realizar superficies de este tipo, bajo los nombres mencionados antes, pero también bajo otros. Ejemplos de tales nombres, son

superficies corrugadas, superficies de alta impedancia (o *HIS* – *High Impedance Surface*), conductores magnéticos artificiales (o *AMC* – *Artificial Magnetic Conductor*), cristales electromagnéticos y superficies de banda fotónica prohibida (o *PBG* – *Photonic Bandgap*). Esta literatura, no describe, sin embargo, el uso de estas superficies para generar guías de onda y líneas gap. Por lo tanto, todas estas formas de realización conocidas anteriormente, son nuevas cuando se utilizan junto a una superficie opuesta para controlar la propagación de ondas entre las dos superficies.



**Figura 2.41 - Funcionamiento de la solución de guiado con superficie "al corte" de tipo PMC. El área con el patrón oscurecido (14) es una realización de un PMC, y el área de sombreado ligero (1) y (2) es un PEC. Las ondas se indican con flechas en forma de onda apuntando en la dirección de propagación. Las longitudes de las flechas indican las amplitudes de las distintas ondas. La onda que se aproxima a la discontinuidad puede, o bien reflejarse (indeseado) o girar a la izquierda (deseado). El giro deseado de la onda se puede conseguir cortando adecuadamente la esquina del codo como se muestra. [43]**



**Figura 2.42 - Funcionamiento de la solución de guiado con superficie de tipo rejilla de tiras PEC/PMC. [43]**

Las realizaciones que se esperan sean más simples y útiles en la región de ondas milimétricas y submilimétricas, son las superficies con pines metálicos y las superficies corrugadas. Los pines metálicos parecen una cama de clavos, y funcionan como un PMC a una frecuencia determinada. Los pines metálicos y las corrugaciones se pueden fabricar fácilmente en una superficie de metal por fresado o por grabado.

Este tipo de textura, reduce fuertemente las posibles resonancias en la cavidad formada entre las dos superficies, que de otro modo, es un problema importante cuando se

encapsulan, *e.g.* circuitos microstrip. La razón de esto, es porque la estructura prohíbe la propagación de ondas no deseadas y, de este modo, los modos de cavidad indeseados. Esto, solo es cierto, dentro de la banda de frecuencias de operación de los circuitos hechos con guías/líneas gap, pero se puede extender a otras bandas de frecuencias mediante el diseño de la textura para detener ondas incluso a otras frecuencias seleccionadas donde las resonancias sean un problema.

De lo anterior, se desprende, que los circuitos hechos en guías/líneas gap se pueden situar dentro de una caja metálica, donde, o bien la parte inferior, la superior o ambas contienen la textura que se usa para realizar los circuitos gap. Esta caja de metal se puede diseñar para incluir también chips con circuitos integrados activos, *e.g.* para generación de energía (*i.e.* amplificadores de potencia) o para recepción de bajo ruido (*i.e.* amplificadores de bajo ruido también llamados LNA's). Hay muchas maneras de conectar los componentes integrados activos y los circuitos hechos con guías/líneas gap. [43]

Revisando la cronología de las investigaciones en esta tecnología, vemos que el concepto de la tecnología *Gap Waveguide* se presentó por primera vez en [38] y [53] en 2009; la guía *ridge-gap* se demostró experimentalmente en 2011 [39]. También se presentó en [54], la existencia de varios modos cuasi-TEM bien definidos en una guía de onda *PP* (*Placas paralelas*). En [55], se han realizado profundos estudios numéricos en torno al diseño de diferentes AMC's para una particular banda de frecuencias. Y en [56] se realiza la primera validación experimental de la *microstrip-gap*.

### ¿Qué clase de AMC se puede utilizar?

Puesto que la superficie o condición de contorno *PMC* no es realizable, debemos buscar una estructura que simule su funcionamiento, *i.e.*, un *AMC* (*Artificial Magnetic Conductor*). Uno de los puntos clave en el diseño de la tecnología de guía de onda gap es la forma de realizar la superficie con textura que da la condición *PMC*, ya que esto determina las pérdidas, el ancho de banda, coste de fabricación, tamaño y potencial integración con otros componentes.

Esta superficie con textura, se puede hacer de pines metálicos o *mushrooms* de tipo *EBG*, entre otras. Lo que no pueden ser en ningún caso, es planas; ya que se requiere una textura que atenúe fuertemente las frecuencias en que esta superficie *EBG* se comporta como una superficie de alta impedancia, región conocida como *stop-band*.

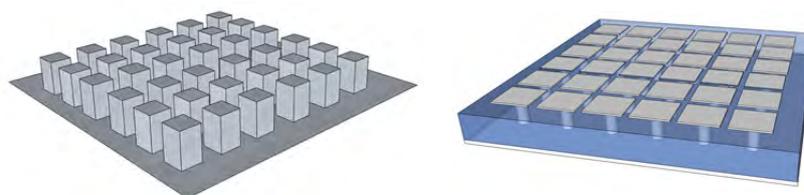


Figura 2.43 - Dos tipos de AMC, con pines (izqda.) y con *mushrooms* (dcha.).

Debido a que los salientes son fraccionalmente más pequeños que la longitud de onda de funcionamiento, la estructura se puede describir mediante sus propiedades macroscópicas, y las propiedades electromagnéticas ser descritas con elementos concentrados (bobinas y condensadores). Estos salientes, se comportan como una red de circuitos resonantes LC en paralelo, que actúan como un filtro eléctrico bidimensional para bloquear el flujo de corrientes a lo largo de la superficie.[57]

La impedancia de superficie se deriva de la relación entre el campo eléctrico en la superficie y el campo magnético, el cual se extiende en el metal mucho más allá del espesor de piel<sup>7</sup>. Cuando se aplica una textura a la superficie de un metal, la impedancia de la superficie se altera, y cambian las propiedades de las ondas de superficie. A bajas frecuencias, es inductiva, y soporta modos TM. A altas frecuencias, es capacitiva y soporta modos TE. Cerca de la frecuencia de resonancia, la impedancia de superficie es muy alta. En esta región, las ondas no están unidas a la superficie. En lugar de ello, se radian en el espacio circundante.

Existen diferentes métodos para poder analizar las características de las estructuras EBG. Algunos de los más utilizados son:

1. *Diagramas de Dispersión*.- permiten estimar la banda prohibida de la estructura periódica, y así, determinar el rango de frecuencias en el que no existirá propagación de ondas electromagnéticas. Se basa en la obtención de las frecuencias propias de la estructura en las direcciones del espacio recíproco que constituyen la frontera de la zona irreducible de Brillouin.
2. *Parámetros S*.- al igual que el anterior, permite estimar la banda prohibida de la estructura. Se basan en el análisis del parámetro de transmisión.

Se pueden utilizar diferentes herramientas de simulación numéricas para poder llevar a cabo los análisis. Por ejemplo, estas herramientas se pueden basar en: métodos de análisis en el dominio de la frecuencia (MoM o FEM) o en el dominio del tiempo (FDTD). La herramienta utilizada a lo largo de todo el estudio es el software CST Studio Suite, que utiliza un algoritmo de integración finita (FIT). Con ella se analizarán los diagramas de dispersión y parámetros S de las estructuras periódicas diseñadas.

---

<sup>7</sup> Espesor de piel – Es una medida de la profundidad a la que la densidad de corriente cae a 1/e de su valor cerca de la superficie. Es inversamente proporcional a la frecuencia.

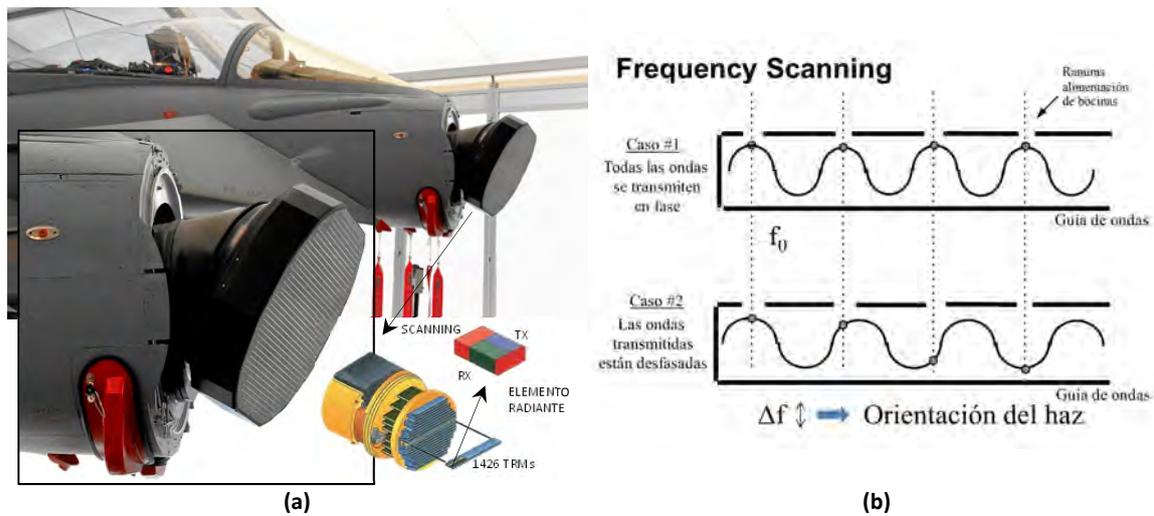


Figura 2.44 – (a) Sistema radar CAPTOR-E de tipo AESA (*Active Electronically Scanned Array*) de barrido electrónico instalado en los nuevos Eurofighter Typhoon—Ángulo de barrido  $\pm 100^\circ$  en banda X (8.0 – 12.0 GHz), 1426 TRMs—. (b) Fundamento de la orientación del haz de radiación por variación de la frecuencia.

## 2.7 Antenas de apertura

El tipo de antena que mejor se adapta al sistema que vamos a desarrollar es la antena de ranura o slot, pues necesitamos antenas planas de alta ganancia en alta frecuencia y siempre tenemos una ‘tapa’ metálica. Se trata de un tipo de antenas de apertura, cuyas principales ventajas son su tamaño, simplicidad de diseño, robustez e idoneidad para su producción en masa con técnicas de bajo coste de circuitos impresos.

Las antenas de ranura se utilizan típicamente a frecuencias entre 300 MHz y 24 GHz. A menudo se utilizan como radar de navegación, normalmente como un array alimentado por una guía de ondas. Pero también en grandes arrays, ya que son una manera muy económica de construir arrays de tipo *Frequency Scanning*. En Figura 2.44 podemos ver su aplicación al sistema RADAR de barrido electrónico CAPTOR-E montado en el Eurofighter Typhoon, formado por un array de 1426 ranuras/elementos radiantes; y a la derecha, el mecanismo de orientación del haz mediante ligeras variaciones en frecuencia (*Frequency Scanning*) —es el más sencillo y económico de los tres métodos existentes: *Time Delay Scanning*, *Frequency Scanning* y *Phase Scanning*—.

Las ranuras se suelen realizar de una longitud  $\lambda/2$ , recortadas de una placa conductora (considere una lámina conductora infinita), y excitadas en el centro como se ve en la Figura 2.45(a). Son populares porque se pueden recortar de cualquier superficie sobre las que vaya a ser montadas, y tienen diagramas de radiación que son aproximadamente omnidireccionales. La polarización de la antena de ranura es lineal. El tamaño de la ranura,

la forma y lo que está detrás de ella (la cavidad) son las variables que se utilizan para ajustar su diseño y rendimiento final.

Esta ranura se comporta de acuerdo con el Principio de Babinet como una antena resonante. Jacques Babinet (1794–1872) físico y matemático francés, formuló el teorema de que dos pantallas complementarias producen patrones de difracción similares (principio de Babinet). Este principio relaciona los campos radiados y la impedancia de una apertura con la de una antena de dipolo. La polarización de una antena de ranura es lineal. Los campos de la antena de ranura son casi los mismos que los de la antena de dipolo, pero con las componentes del campo intercambiadas: una ranura vertical tiene un campo eléctrico horizontal; y el dipolo vertical, tiene un campo eléctrico vertical.

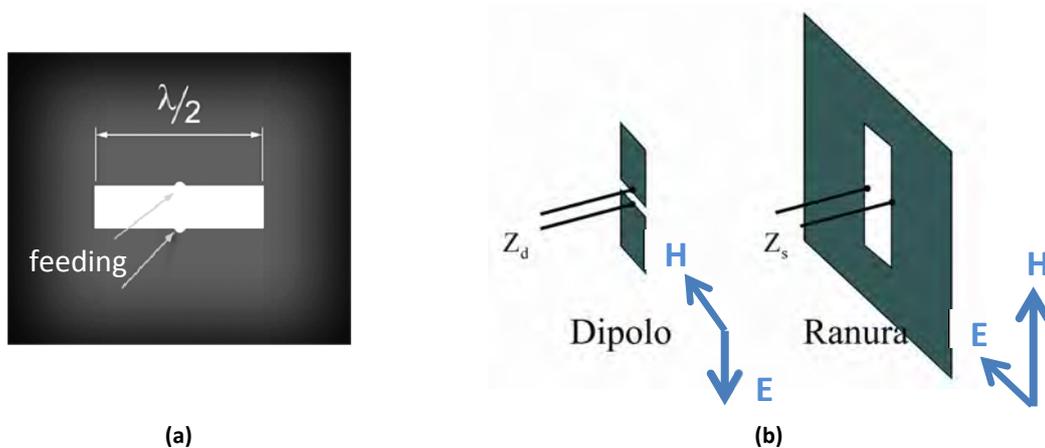


Figura 2.45 –(a) La longitud de la ranura determina la frecuencia de resonancia, la anchura de la ranura determina el ancho de banda de la antena. (b) Equivalencia entre polarización de antena de ranura y dipolo [Principio de Babinet].

### 2.7.1 Impedancia de entrada y eficiencia de radiación

Considérese la estructura de una antena básica de Figura 2.46. Una fuente de tensión sinusoidal conectada entre dos barras de metal atrae las cargas de una barra y las repele hacia la otra cuando el voltaje es positivo. Medio ciclo después, se invierte la polaridad y la distribución de carga se invierte. Las cargas en movimiento producen una corriente. La relación entre tensión y corriente a través de la fuente es la impedancia de entrada de la antena, que en general tiene una parte real e imaginaria,

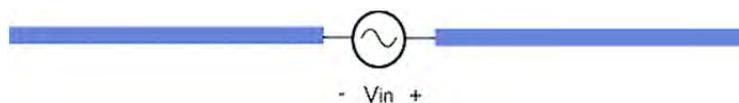


Figura 2.46 - Antena de dipolo.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.74)$$

En baja frecuencia, la carga de las barras que se puede mantener durante una tensión dada está determinada por la capacitancia mutua entre las barras. En este caso, la parte imaginaria de la impedancia de entrada es:

$$X_{in} \approx \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.75)$$

donde  $f$  es la frecuencia de la fuente y  $C$  es la capacitancia mutua. Si las barras son buenos conductores,  $R_{in} \approx 0$  en baja frecuencia y la fuente entrega muy poca potencia.

Sin embargo, al aumentar la frecuencia, la barra se hace más larga en relación a la longitud de onda y se combinan varios factores que cambian la impedancia de entrada de la antena:

- La inductancia asociada con las corrientes que fluyen por las barras (y los campos magnéticos asociados) comienzan a afectar a la parte reactiva de la impedancia de entrada;
- Las pérdidas resistivas aumentan debido al efecto piel;
- Se pierde energía en forma de radiación que contribuye a la parte real de la impedancia de entrada.

Es conveniente expresar la parte real de la impedancia de entrada como la suma de dos términos,

$$R_{in} = R_{rad} + R_{loss} \quad (2.76)$$

donde  $R_{rad}$  es la resistencia de radiación de la antena y  $R_{loss}$  es la resistencia de pérdidas. La potencia radiada se puede calcular como:

$$P_{rad} = \frac{1}{2} |I_{in}|^2 R_{rad} \quad (2.77)$$

la potencia disipada en forma de calor como:

$$P_{loss} = \frac{1}{2} |I_{in}|^2 R_{loss} \quad (2.78)$$

Y así, la relación entre la potencia radiada y la potencia total entregada a la estructura se denomina eficiencia de radiación y se puede calcular utilizando la siguiente ecuación:

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{loss}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} \quad (2.79)$$

### 2.7.2 Aperturas sobre el plano de masa

La radiación de una apertura en un plano de masa se puede analizar mediante el Teorema de Equivalencia a partir de las corrientes eléctricas y magnéticas (fuentes de tensión y corriente generalizadas) [58]:

$$\begin{cases} \vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \\ \vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \end{cases} \quad (2.80)$$

La existencia del plano de masa obliga a considerar las corrientes sobre el mismo, por lo que es más conveniente considerar el equivalente con corrientes magnéticas (equivalente a generadores de tensión más un cortocircuito).

$$\begin{cases} \vec{J}_s = 0 \\ \vec{M}_s = -2 \hat{n} \times \vec{E} \end{cases} \quad (2.81)$$

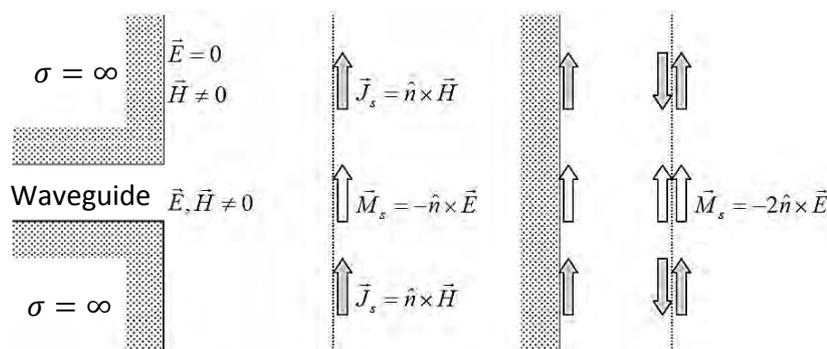


Figura 2.47 - Modelos equivalentes para aperturas de guía de ondas sobre conductor eléctrico plana infinito. [58]

Las corrientes eléctricas equivalentes son cero debido al efecto del plano conductor perfecto, mientras que las corrientes magnéticas son el doble.

En una apertura en el plano XY la radiación será proporcional a la transformada de Fourier de los campos eléctricos en la apertura. En el caso considerado solo será necesario calcular el vector de radiación magnético.

$$\begin{cases} \vec{J}_s = 0 \\ \vec{M}_s = -2 \hat{z} \times \vec{E} \end{cases} \quad (2.82)$$

$$\vec{N} = \iiint_{v'} \vec{J} e^{jk\hat{r} \cdot \vec{r}'} ds' = \iint_{s'} \vec{J}_s e^{jk\hat{r} \cdot \vec{r}'} ds' = 0 \quad (2.83)$$

$$\begin{aligned}
 \vec{L} &= \iiint_{v'} \vec{M} e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' = \iint_{s'} \vec{M}_s e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' = \iint_{s'} (-2\hat{z} \times \vec{E}) e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} ds' = & (2.84) \\
 &= \iint_{s'} (-2\hat{z} \times \vec{E}) e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' = \\
 &= \cos\theta (L_x \cos\phi + L_y \sin\phi) \hat{\theta} + (L_y \cos\phi + L_x \sin\phi) \hat{\phi}
 \end{aligned}$$

El potencial vector magnético es:

$$\vec{F} = \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (2.85)$$

Y los campos radiados:

$$H_\theta = j\omega F_\theta \quad E_\theta = -j\omega\eta F_\phi \quad (2.86)$$

$$H_\phi = j\omega F_\phi \quad E_\phi = -j\omega\eta F_\phi \quad (2.87)$$

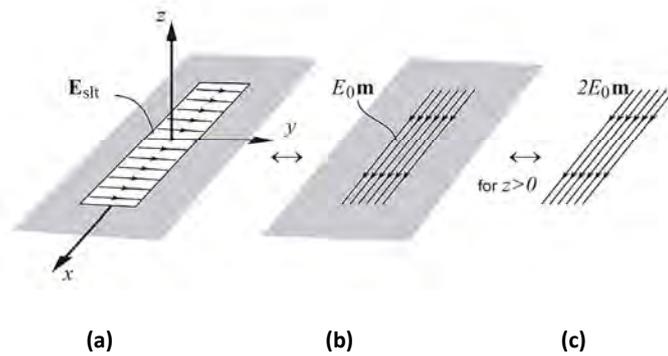


Figura 2.48 – (a) – Distribución de campo E sobre en ranura L x W de PEC y su equivalente de corriente magnética (b) en PEC sin la ranura. (c) Equivalente en espacio libre después de aplicar teoría de imágenes.

### 2.7.3 Apertura uniforme

Una apertura con polarización vertical  $\hat{y}$  sobre plano de masa, como la presentada en la Figura 2.48 (a), tendrá unos campos radiados:

$$E_\theta = jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\phi \iint_{s'} 2E_y e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \quad (2.88)$$

$$E_\phi = jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \cos\theta \cos\phi \iint_{s'} 2E_y e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \quad (2.89)$$

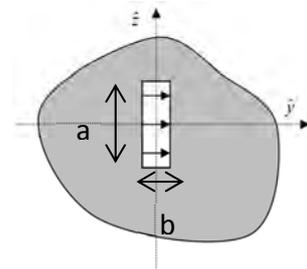
Y si la apertura es uniforme:

$$E_{\theta} = jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \phi 2E_y ab \frac{\sin\left(k_x \frac{a}{2}\right) \sin\left(k_y \frac{b}{2}\right)}{\left(k_x \frac{a}{2}\right) \left(k_y \frac{b}{2}\right)} \quad (2.90)$$

$$E_{\phi} = jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \cos \phi 2E_y ab \frac{\sin\left(k_x \frac{a}{2}\right) \sin\left(k_y \frac{b}{2}\right)}{\left(k_x \frac{a}{2}\right) \left(k_y \frac{b}{2}\right)} \quad (2.91)$$

### 2.7.4 Ranuras

Una ranura es una apertura en un plano de masa en la que una de las dos dimensiones es pequeña comparada con la longitud de onda. El campo en la apertura de la figura, de dimensiones  $a \times b$  es:



$$\vec{E} = E_y(z) \hat{y} \quad (2.92)$$

Las corrientes magnéticas equivalentes serán:

$$\vec{M}_s = -2\hat{z} \times E_y(z) \hat{y} = 2E_y(z) \hat{z} \quad (2.93)$$

El vector de radiación magnético se calcula a partir de la transformada de Fourier bidimensional de los campos en la apertura:

$$\vec{L} = \hat{z} \iint_{s'} (2E_y(z)) e^{jk_y y'} e^{jk_z z'} dy' dz' \quad (2.94)$$

$$L_z = \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} 2a E_y(z) e^{jk_z z'} dz' \quad (2.95)$$

El vector se puede interpretar como la transformada de la distribución de tensiones a lo largo de la ranura:

$$L_z = \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} 2V(z) e^{jk_z z'} dz' \quad (2.96)$$

El problema es el dual del dipolo. La forma de la distribución de tensiones es la de una línea en cortocircuito:

$$V(z) = V_m \sin\left(k\left(\frac{L}{2} - |z|\right)\right) \quad (2.97)$$

Las impedancias de las ranuras se pueden calcular a partir del principio de Babinet-Bookers, que establece la siguiente relación para dos antenas duales:

$$Z_{SLOT} \cdot Z_{DIPOLE} = \frac{\eta^2}{4} \quad (2.98)$$

donde  $\eta$  es la impedancia intrínseca del espacio libre. Otro resultado del principio de Babinet-Booker es que los campos de la antena dual son casi los mismos que los de la antena de ranura:

$$E_{\theta \text{ SLOT}} = H_{\theta \text{ DIPOLE}} \quad H_{\theta \text{ SLOT}} = \frac{-E_{\theta \text{ DIPOLE}}}{\eta^2} \quad (2.99)$$

$$E_{\phi \text{ SLOT}} = H_{\phi \text{ DIPOLE}} \quad H_{\phi \text{ SLOT}} = \frac{-E_{\phi \text{ DIPOLE}}}{\eta^2} \quad (2.100)$$

Así, una ranura resonante de longitud  $L = \lambda/2$  tendrá unos campos radiados:

$$H_{\theta} = j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{-jkr} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{r \sin \theta} \quad (2.101)$$

El diagrama de radiación será similar al de los dipolos de longitud equivalente. La polarización es lineal, pero dual del caso de corrientes eléctricas (ver Figura 2.49).

La resonancia se consigue para una longitud ligeramente inferior a  $\lambda/2$  y tiene un comportamiento inductivo (parte imaginaria positiva) para ranuras cortas, frente al comportamiento capacitivo (parte imaginaria negativa) de los dipolos cortos Figura 2.50(a).

El ancho de banda de una ranura rectangular estrecha es igual a la del dipolo relacionado, y está en torno al 7 %. Se puede calcular como la mitad del ancho de banda de un dipolo cilíndrico cuyo diámetro es igual a la anchura de la ranura. Figura 2.50(b) muestra dos maneras de aumentar el ancho de banda de la antena de ranura rectangular.

Aunque en teoría se requiere una superficie conductora infinita, la desviación respecto del valor teórico es pequeña cuando la superficie es mayor que el cuadrado de la longitud de onda. La alimentación de la antena de ranura se puede hacer con una línea ordinaria de dos hilos. La impedancia depende del punto de alimentación, como en un dipolo. El valor de  $Z_{SLOT}\left(\lambda/2\right) = 362.95 - j211.31 \Omega$  se aplica solo cuando el punto de alimentación está en el centro. Un desplazamiento del punto de alimentación desde el centro hasta el borde disminuye de manera proporcional la impedancia.

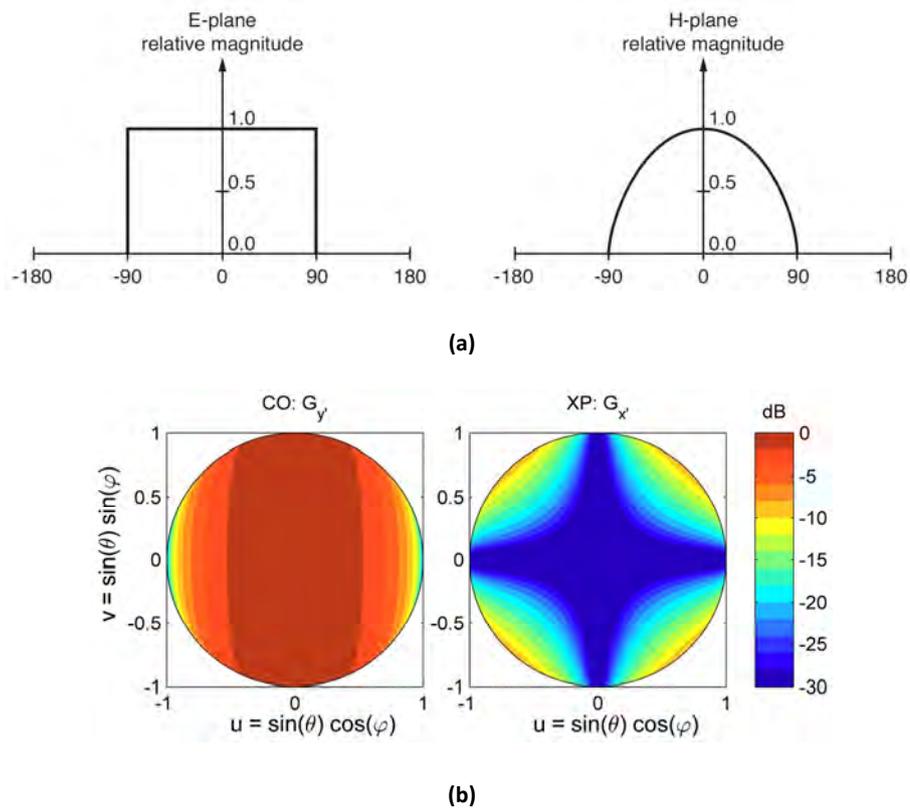


Figura 2.49 - Diagramas de radiación de ranura  $\lambda/2$  en plano de masa infinito. (a) Plano E y Plano H. (b) Polarización copolar y cruzada. [59]

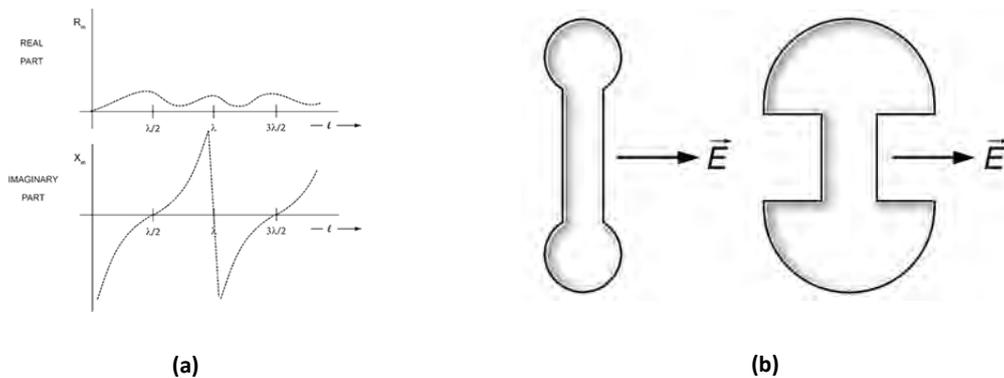


Figura 2.50 – (a) Impedancia de entrada de un dipolo alimentado en el centro. (b) Dos ejemplos de antena de ranura de banda ancha.

La aplicación de antenas de ranura puede ser muy versátil. Pueden reemplazar dipolos si se requiere una polarización perpendicular a la extensión longitudinal del radiador. Si se utiliza un dipolo para alimentar una antena parabólica para generar un haz en abanico orientado verticalmente, pero polarizado horizontalmente; entonces el dipolo debe estar orientado horizontalmente. Esto significaría que el borde de las superficies del reflector parabólico no estaría suficientemente iluminado, y se perdería una gran cantidad de energía

por encima y por debajo del reflector. Además, la longitud del dipolo se extiende en un plano, en el que se está demandando un punto como fuente de radiación para el foco del reflector parabólico. Si este dipolo se sustituyera por una antena de ranura, no aparecerían estos inconvenientes.

La directividad de la ranura  $\lambda/2$  se calcula de la misma manera que para el dipolo  $\lambda/2$ . Los campos radian solo en la parte superior del espacio, por lo que, identificando términos, la integral se convierte en [59]:

$$P_{SLOT} = \frac{1}{2} P_{DIPOLE} \left( \frac{2E_0 W}{\eta I_0} \right)^2 \quad (2.102)$$

donde  $P_{DIPOLE}$  es la integral de potencia del dipolo eléctrico  $\lambda/2$ . Así,

$$D_0 = \frac{4\pi |G_{SLOT}|_{max}^2}{P_{SLOT}} = \frac{2 \cdot 4\pi |G_{DIPOLE}|_{max}^2}{P_{DIPOLE}} = 3.286 \quad (i.e., 5.17 \text{ dBi}) \quad (2.103)$$

que es 3 dB más directivo que un dipolo  $\lambda/2$  en espacio libre (2.16 dBi).

### 2.7.5 Alimentación de ranuras

Las ranuras se pueden alimentar a través de guías de onda. Las ranuras normalmente interrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento entre la guía y la ranura proporcional a dicho efecto.

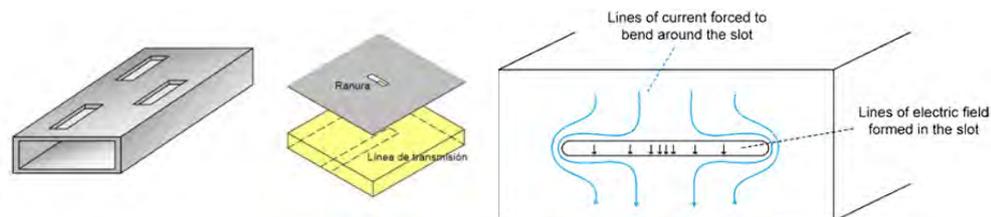
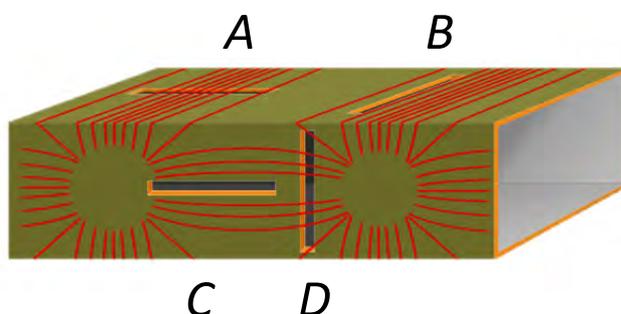


Figura 2.51 - Alimentación de antenas de ranura a través de guías de onda, líneas microstrip y por discontinuidades en corrientes de superficie.

Otra forma de alimentación de ranuras es a través de líneas microstrip. La ranura se sitúa en el plano de masa, y la línea tiene un circuito abierto a una distancia  $\lambda/4$  de la ranura. Pero veamos en más detalle las ranuras en guías.

*Ranuras en guías*

Las antenas de ranura en guías de onda proporcionan una forma económica de diseñar arrays de antenas. La posición, forma y orientación de las ranuras determinarán cómo (o si) radian.

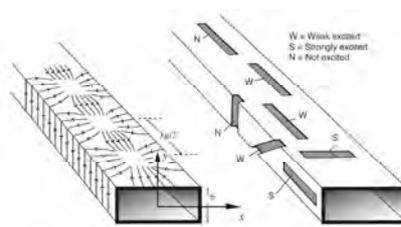


**Figura 2.52 – Varias disposiciones de ranuras sobre una guía de ondas.**

La Figura 2.52 muestra una guía de onda rectangular con una distribución esquemática de las corrientes en líneas rojas, sobre las paredes de la guía. Si las ranuras se hacen en las paredes, el flujo de corriente se verá más o menos afectado dependiendo de la ubicación de la ranura. Si las ranuras son suficientemente estrechas como las ranuras B y C (Figura 2.52) tendrán poca influencia en la distribución de corrientes, por lo que estas dos ranuras no radian (o muy poco). Las ranuras A y D representan barreras para el flujo de corriente. Por lo tanto, este flujo de corriente actúa como un sistema de excitación de la ranura, y esta actúa radiando.

Al desplazarse la energía de la guía en la dirección de propagación, estas líneas rojas dibujadas se desplazan también dicha dirección. Así, la ranura consigue siempre un potencial de voltaje alterno entre sus extremos (dependiendo de la frecuencia en la guía de ondas). La potencia que las ranuras radian se puede modificar desplazándolas más o menos cerca de los extremos de la guía (Figura 2.53).

Las ranuras A y D (como se dibuja en la Figura 2.52) tienen el mayor acoplamiento de la energía de RF transportada por la guía de ondas. Para reducir este acoplamiento, por ejemplo, se podría mover la ranura A más cerca de una de las paredes de guía de ondas más cortas. La rotación de las ranuras tendría el mismo efecto sobre el acoplo de energía. La potencia que radiarían sería función del ángulo de rotación  $\theta$ , concretamente dado por  $\sin^2 \theta$ .



**Figura 2.53 – Grados de acoplamiento de energía entre guía y ranuras.**

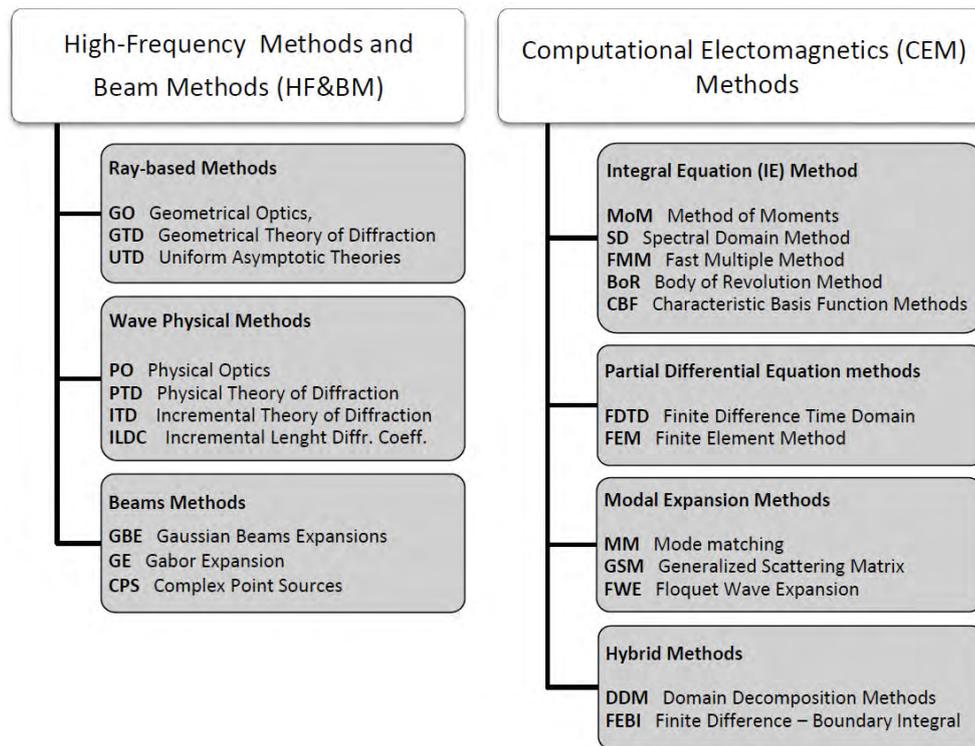


Figura 2.54 - Clasificación de métodos de análisis electromagnético.

## 2.8 Electromagnetismo Numérico

El Electromagnetismo Numérico es la rama que estudia las soluciones del campo electromagnético en equipos digitales, por lo que es obligado justificar en este apartado los métodos empleados en este proyecto.

Los métodos de análisis electromagnéticos se pueden dividir en métodos electromagnéticos computacionales (CEM) y métodos de alta frecuencia y de Haz (HF y BM). Ambos se pueden implementar con herramientas de análisis software; HF y BM se basan en fórmulas analíticas, mientras que los métodos CEM se basan en algoritmos numéricos. En la Figura 2.54, se presenta una clasificación con las siglas más comunes.

Para el ingeniero de electrónica de alta frecuencia, el electromagnetismo numérico es clave en la solución de ecuaciones de Maxwell por medio de simuladores de campo. Las soluciones basadas en el campo, se han hecho necesarias debido a la evolución de los sistemas analógicos y digitales hacia mayores velocidades de reloj, frecuencias más altas, mayores anchos de banda, mayor densidad de encapsulado y complejidad. Aunque requieren más tiempo de cálculo y memoria, que las simulaciones basadas en circuitos, pueden tener en cuenta todas las interacciones parásitas, efectos del encapsulado, y la naturaleza distribuida de los campos sobre una estructura. Además, una simulación de

campo también se puede utilizar para generar modelos de circuitos realistas incluyan estos efectos parásitos y distribuidos; y, por lo tanto, dar resultados precisos con gasto computacional mínimo, un asunto importante cuando se va a utilizar la optimización.

En este apartado, se analizarán los métodos más utilizados en soluciones comerciales. Estos métodos determinan las propiedades de los "motores" numéricos de los diversos simuladores comerciales; y definen sus características respectivas, sus fortalezas y sus limitaciones. Los desarrolladores de esta rama están haciendo grandes esfuerzos para conseguir que los usuarios puedan resolver problemas electromagnéticos sin un conocimiento exhaustivo del método numérico utilizado. Sin embargo, el usuario que conoce las propiedades y características fundamentales del método implementado en una herramienta de simulación estará mejor preparado para explotar todas sus posibilidades, lograr resultados fiables con mayor rapidez, y evitar los errores y dificultades que se presentan cuando las limitaciones de un método numérico particular, se ignoran.

La tarea del ingeniero de microondas, se puede generalizar en establecer una relación entre la geometría o topología de un dispositivo y su funcionalidad. Si se conoce la geometría se puede obtener su funcionalidad mediante análisis (o medida). El resultado del análisis es siempre el mismo (dentro de su margen de error). La síntesis electromagnética suele obtener topologías diferentes para la misma funcionalidad. Esta es, probablemente, la razón de que el diseño sea considerado más un arte y el análisis una ciencia.

Como la *síntesis directa basada en campo* está aún en investigación, una buena alternativa es el *análisis con optimización*, en el que una topología de partida es repetidamente analizada y modificada estratégicamente hasta que se cumplen las especificaciones.

### 2.8.1 Métodos de análisis electromagnético

El análisis electromagnético trata de encontrar los campos y/o funciones fuente que cumplan las ecuaciones de Maxwell, satisfagan todas las condiciones de contorno, del medio y de la excitación.

Los métodos analíticos ofrecen soluciones en términos de funciones analíticas para geometrías sencillas. A pesar de su limitada aplicación práctica, son extremadamente útiles para validar métodos numéricos, ya que proporcionan soluciones de referencia libres de errores.

Mientras que los métodos numéricos, transforman las ecuaciones integrales o diferenciales de Maxwell en una formulación discreta que requiere la inversión de una gran matriz o de un proceso iterativo. Existen muchas formas de discretizar un problema electromagnético, y no es fácil obtener un balance equilibrado e imparcial de los puntos fuertes y débiles de estos métodos ya que los investigadores, los proveedores y los usuarios tienden a ser bastante ideológicos en su enfoque preferido o el tipo de simulador que han

adoptado y aprendido a usar. En consecuencia, será útil discutir primero lo que todos estos métodos numéricos tienen en común y qué los distingue.

### 2.8.1.1 Características comunes a todos los métodos numéricos

Para encontrar una solución aproximada a las ecuaciones de Maxwell (o derivadas de estas), necesitamos que esta converja de una manera rápida, precisa y fiable en un amplio conjunto de escenarios. La base de dicha solución es la técnica clásica de aproximar una función  $f(x)$  (nuestra solución incógnita), por una suma de funciones de expansión conocidas  $f_n(x)$ , cuyos coeficientes son, ahora, las incógnitas,  $\alpha_n$ .

$$f(x) \approx \sum_n \alpha_n f_n(x) \tag{2.104}$$

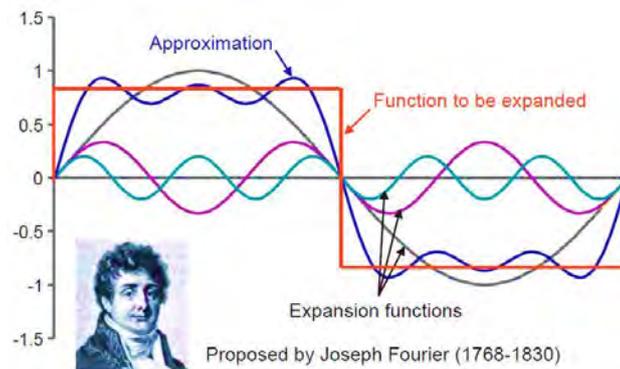


Figura 2.55 - Las funciones de expansión se extienden a todo el dominio de cálculo de la solución. Un número finito de funciones de expansión resulta en una aproximación imperfecta. [60]

Cuando la geometría y las propiedades del material son muy complejas, se necesita más flexibilidad a la hora del empleo de funciones de expansión.

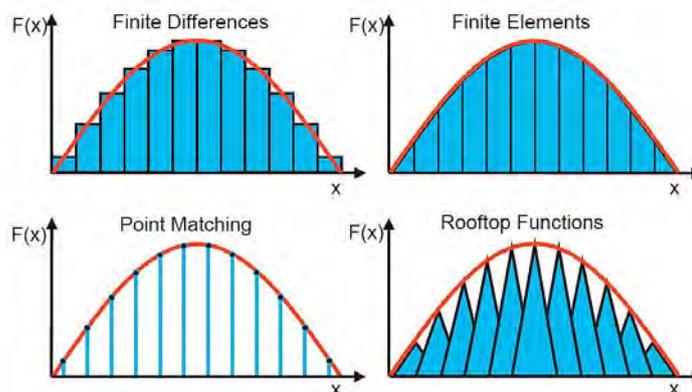


Figura 2.56 - Las funciones de expansión subseccional se definen solo sobre una pequeña parte del dominio de cálculo. Proporcionan la máxima flexibilidad en la aproximación de soluciones.[60]

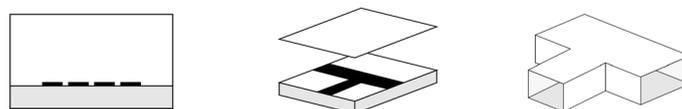
### 2.8.1.2 Diferencias entre métodos numéricos

Las diferencias entre varios métodos numéricos residen esencialmente en los siguientes aspectos:

- La magnitud electromagnética que está siendo aproximada.
- Las funciones de expansión que se usan para aproximar la solución desconocida.
- La estrategia empleada para determinar los coeficientes de las funciones de expansión.

### 2.8.1.3 Tipos de métodos numéricos

Los métodos numéricos se pueden dividir en tres grandes grupos atendiendo al número de variables espaciales independientes de las que dependen los campos y fuentes de excitación: 1D, 2D, 2.5D y 3D.



(a) 2D Cross-section solver (b) 2.5D Planar solver (c) 3D Arbitrary solver

Figura 2.57 - Clasificación de simuladores de campo (*Field-solvers*) según orden de geometría. [60]

Otra forma de clasificarlos es por el dominio de la solución; y así, tenemos, los métodos en el dominio del tiempo, métodos en el dominio de la frecuencia y métodos modales (*Eigenmode-solvers*).

Los métodos 3D más destacados en el dominio de la frecuencia son: *Elementos finitos (FEM)*, *diferencias finitas (FD)* y *métodos de los momentos (MoM)*.

Mientras que las formulaciones 3D más destacadas en el dominio del tiempo son: *FDTD (Finite-difference time-domain)*, *TLM (transmission-line matrix)* y *FIT (Finite Integration Technique)*.

También se han desarrollado formulaciones híbridas que combinan dos o más técnicas numéricas para aplicaciones concretas.

#### 2.8.1.3.1 Métodos en el dominio de la frecuencia

Los métodos en el dominio de la frecuencia discretizan el dominio de solución, construyen una matriz e invierten la matriz para encontrar la solución. Las etapas de construcción de la matriz y su inversa se deben repetir para cada frecuencia de interés.

Si los parámetros de la solución deseada varían lentamente con la frecuencia, se necesitan solo unas pocas muestras de frecuencia. Pero si los parámetros de la solución

varían rápidamente con la frecuencia o si se necesita datos de banda ancha, se deben calcular muchas muestras en frecuencia. Para superar este inconveniente, la mayor parte de los códigos de dominio de la frecuencia ofrecen algún tipo de opción de "barrido rápido". Esta opción intenta encontrar un polinomio racional que describa el comportamiento de la solución utilizando un conjunto mínimo de muestras de frecuencia. Aunque la robustez de estas técnicas sigue mejorando, el usuario debe comprobar siempre estas soluciones, particularmente en los extremos de la banda de frecuencias. Si se dispone de suficientes puntos en el dominio de la frecuencia, se puede obtener una respuesta en el dominio de tiempo usando una transformada de Fourier inversa. Sin embargo, dicha solución debe controlarse cuidadosamente para evitar problemas de causalidad.

#### 2.8.1.3.2 Métodos en el dominio del tiempo

Los métodos en el dominio del tiempo, normalmente, discretizan el dominio de solución y excitan el espacio del problema con un pulso de energía. Después, se utilizan ecuaciones algebraicas para actualizar las cantidades de campo en función del espacio y el tiempo hasta que se alcance la convergencia. Un registro de la respuesta temporal en un puerto u otro punto de interés, se puede convertir al dominio de la frecuencia mediante una transformada discreta o rápida de Fourier (DFT o FFT). Esta forma de calcular la solución, es muy útil cuando se necesitan datos en banda ancha o cuando se desconoce la localización exacta de las respuestas en el dominio de la frecuencia. Los problemas *RCS (Radar Cross-Section)* son un buen ejemplo. Cuando se ilumina una embarcación o una aeronave con un pulso radar, nos gustaría conocer la "firma" del objeto en el dominio de la frecuencia, pero es difícil predecir exactamente dónde ocurrirán las respuestas.

Sin embargo, este método de solución tiene inconvenientes para estructuras de alto  $Q$  con resonancias muy próximas entre sí, como los filtros de microondas. La condición de un alto  $Q$  obliga a un tiempo de ejecución muy largo para que se produzca la convergencia, y las resonancias muy próximas entre sí requiere muchas muestras temporales para que la transformada de Fourier también converja. El dominio del tiempo también tiene ventajas cuando nos gustaría ver la evolución de los campos o magnitudes derivadas de estos, en función del tiempo. Un ejemplo clásico es la reflectometría en el dominio de tiempo (*TDR*) medición donde la respuesta en el dominio del tiempo transmite información cualitativa y cuantitativa para el observador. Por último, muchos problemas no lineales se manejan mejor en el dominio del tiempo que en el dominio de la frecuencia. Ya que las magnitudes de los campos son conocidas en todo el espacio y el tiempo, las propiedades no lineales pueden ser actualizadas en cada paso temporal de acuerdo a la intensidad y dirección del campo local.

#### 2.8.1.3.3 Métodos modales (*Eigenmode-solvers*)

En la discusión anterior sobre los métodos en el dominio del tiempo y frecuencia suponemos que el problema estaba "alimentado" con una fuente de energía externa, por lo

general, en un puerto. Con ambos tipos de métodos también podemos formular problemas sin fuentes, llamados problemas de autovalores.

Las soluciones son típicamente alguna configuración campo estacionario y las cantidades derivadas podrían ser una frecuencia de corte de una estructura de tipo guía de ondas, la constante de propagación para una estructura de tipo guía de ondas, o la frecuencia de resonancia de un resonador.

### 2.8.1.4 Método de los momentos (*MoM – Method of Moments*)

Al método de simulación *MoM* se le conoce como '3D plano' y requiere la evaluación cuidadosa de funciones de Green e integrales EM acopladas.

La ventaja del *MoM* es que solo necesita discretizar (mallar) las superficies de los metales, donde fluye corriente; ya que la incógnita fundamental de este método es la distribución de corriente. Esto contrasta con otras técnicas cuyas incógnitas fundamentales son los campos eléctricos/magnéticos (presente en todas partes en el espacio de la solución). La consecuencia directa es que el mallado 'plano' del *MoM* es mucho más simple y pequeño que el mallado volumétrico requerido para simulación *FEM* o *FDTD*. Un malla *MoM* eficiente estará conformada (las celdas de mallado solo se crean en las interconexiones de metal) y normalmente consisten en rectángulos, triángulos y cuadriláteros.

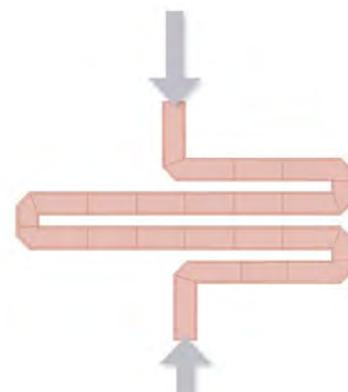


Figura 2.58 - Mallado conformado típico utilizado en simulación *MoM*[60]

Un número reducido de celdas de mallado conduce a un menor número de incógnitas y una simulación extremadamente eficiente. Esto hace *MoM* muy adecuado para el análisis de estructuras complejas en capas. Otro de los beneficios de la técnica *MoM* es que solo se requiere resolver una vez la matriz para todas las excitaciones de puertos; en otras palabras, no hay penalización de tiempo significativo asociado a diseños con gran número de puertos.

Para valorar los beneficios de eficiencia del *MoM*, debemos tener en cuenta algunas limitaciones como que no es aplicable a estructuras generales en 3 dimensiones. Como ya se ha dicho *MoM* se basa en el cálculo de las funciones de Green, que solo están disponibles para espacio libre o en estructuras apiladas. Afortunadamente, para muchas tecnologías RF/Microondas esta limitación no es significativa porque la tecnología, a menudo, es plana por naturaleza.

Una aplicación típica muy adecuada para el análisis con *MoM* podría ser la obtención de la matriz de parámetros *S* de un modelo multi-puerto que represente todas las interconexiones en un PCB. El ejemplo mostrado en la Figura 2.59 ilustra un diseño relativamente simple que podría caracterizarse usando *MoM*.

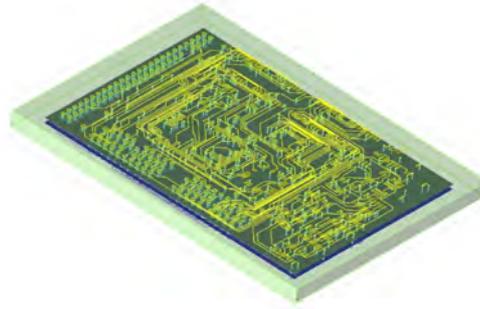


Figura 2.59 – Los diseños de PCB normalmente se pueden resolver mediante simulación MoM. [60]

### 2.8.1.5 Elementos finitos (FEM)

El método de simulación FEM es un verdadero método 3D, cuya ventaja sobre MoM es que puede ser utilizado para analizar estructuras 3D arbitrarias. La simulación con FEM requiere que los objetos que se están simulados se coloquen en una "caja" que trunca el espacio y define el dominio de simulación. El volumen completo del dominio de simulación se discretiza; por lo general, utilizando celdas tetraédricas con una mayor densidad, alrededor del modelo geométrico que se está simulando.

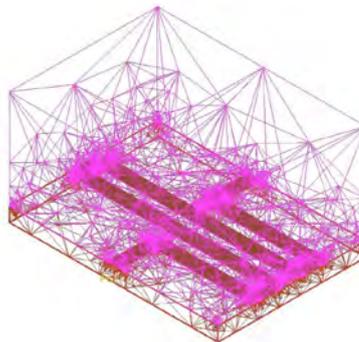
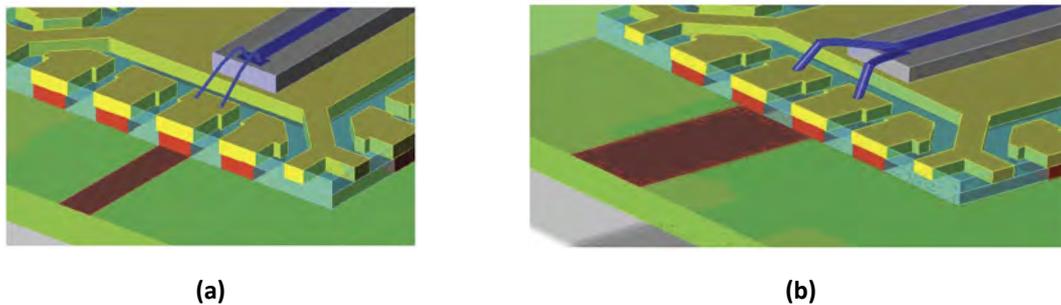


Figura 2.60 - Mallado con tetraedros típico en simulación con FEM.[60]

La incógnita principal en análisis FEM es generalmente una magnitud de campo. El campo se aproxima sobre cada tetraedro como una suma de funciones de expansión conocidas con coeficientes desconocidos. Y la matriz resultante se resuelve para determinar dichos coeficientes. Como en MoM, solo es necesario resolver una matriz para las excitaciones de todos puertos; en otras palabras, tampoco hay penalización de tiempo significativo con diseños con un gran número de puertos.

Una aplicación típica muy adecuada para análisis con FEM es la caracterización de los efectos parásitos asociados cuando se encapsulan circuitos integrados de RF/microondas. El ejemplo mostrado en la Figura 2.61 ilustra cómo se podría utilizar FEM para caracterizar la transición del dispositivo MMIC al PCB dentro de un encapsulado *QFN* (*quad flat no-lead*).

El modelo "encapsulado/interconexión" se podría entonces combinar con el circuito MMIC para evaluar el impacto de los encapsulados en el rendimiento del MMIC.



**Figura 2.61 - Ejemplo típico de empleo de FEM. El rendimiento se puede mejorar mediante la optimización del diseño de la transición para mantener un buen perfil de impedancia a lo largo de la transición, por ejemplo, mediante el uso de dos cables en lugar de uno y una línea de transmisión más ancha.**

Podría decirse que FEM proporciona el método de análisis EM más flexible, lo que permite a los diseñadores simular geometrías 3D arbitrarias. Sin embargo, para estructuras geoméricamente complejas y/o eléctricamente grandes, la malla puede llegar a ser muy compleja, con un enorme número de tetraedros, lo que obliga a resolver matrices enormes empleando grandes cantidades de memoria.

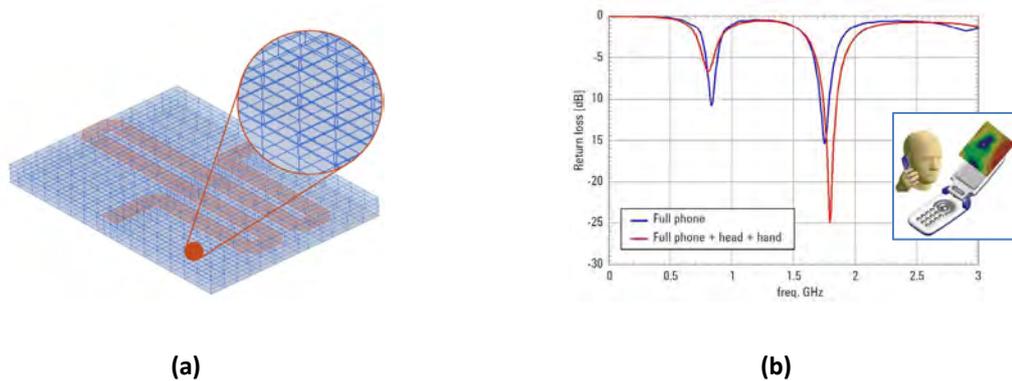
#### **2.8.1.6 FDTD (Finite Difference Time Domain)**

Como FEM, el método de simulación FDTD es un verdadero método de campo 3D que puede ser utilizado para analizar estructuras 3D arbitrarias. Mientras que los algoritmos MoM y FEM resuelven las ecuaciones de Maxwell implícitamente a través de la solución de una matriz, los algoritmos FDTD lo hacen de forma totalmente explícita.

El análisis FDTD también requiere que los objetos que se están simulados se coloquen en una "caja" que trunca el espacio y define el dominio de simulación. Todo el volumen del dominio de simulación se discretiza; por lo general, con celdas hexaédricas (a menudo denominadas celdas de 'Yee' [61]). FDTD utiliza un algoritmo de paso temporal que actualiza los valores de los campos a través de la malla según avanza el tiempo; siguiendo explícitamente las ondas electromagnéticas mientras se propagan a través de la estructura.

Una de las ventajas significativas sobre el método FEM, es que la técnica FDTD no requiere resolver una matriz; y, por lo tanto, los problemas muy grandes, a menudo, se pueden tratar usando cantidades sorprendentemente pequeñas de memoria. FDTD también se presta muy bien a la paralelización, lo que significa que se puede aprovechar la capacidad de procesamiento de los modernos procesadores gráficos (GPU) para 'acelerar' la velocidad de simulación (ver **2.8.2.5.4 GPU Computing** más adelante).

Para valorar estos beneficios, hay una serie de características menos deseables de la simulación FDTD. En primer lugar, es importante darse cuenta de que se tiene que ejecutar una simulación para cada puerto colocado en la geometría; por lo que un diseño de N puertos requerirá N simulaciones. Esto hace FDTD menos atractivo para el análisis de diseños con un alto número de puertos.



**Figura 2.62 – (a) Mallado típico en simulación FDTD con celdas hexaédricas. (b) Distorsión de S11 de la antena de teléfono móvil próximo a la cabeza y la mano. [60]**

Una aplicación típica muy adecuada para el análisis con FDTD es la caracterización de una antena integrada dentro de un teléfono móvil [Figura 2.62 (b)]. La antena puede llegar a desajustarse cuando se integra en un auricular o cuando el teléfono está muy próximo al cuerpo humano. Y la evaluación temprana de estos efectos y de los requisitos legales como la Relación de Absorción Específica (SAR) es extremadamente útil.

### **2.8.1.7 FIT (*Finite integration technique*)**

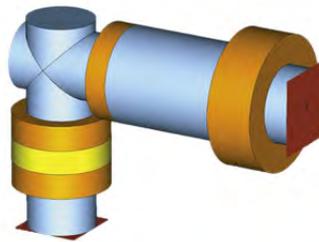
La técnica de integración finita (FIT) es similar a FDTD. Es un esquema de discretización espacial para resolver numéricamente problemas electromagnéticos en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Conserva las propiedades topológicas básicas de las ecuaciones continuas tales como conservación de la carga y la energía. FIT fue propuesto en 1977 por Thomas Weiland [62] y se ha mejorado continuamente en los últimos años, con técnicas como *PBA*<sup>®</sup> (*Perfect Boundary Approximation*) y *TST*<sup>®</sup> (*Thin Sheet Technique*) que mejoran el modelado de estructuras curvas y de láminas delgadas perfectamente eléctricas, respectivamente. [63]

Con este método se cubre todo el rango electromagnético (desde estática hasta alta frecuencia y aplicaciones ópticas) y es la base de herramientas de simulación comerciales como la que emplearemos en este proyecto, CST Microwave Studio<sup>®</sup> 2015.

La idea básica de este enfoque es aplicar las ecuaciones de Maxwell en forma integral a un conjunto de rejillas escalonadas. Este método destaca por su flexibilidad en el modelado geométrico y manejo de bordes, así como por la incorporación de las distribuciones de materiales arbitrarios y propiedades de materiales como anisotropía, no linealidad y dispersión. Además, el uso de una doble rejilla ortogonal junto con un esquema de integración explícita en el tiempo, conduce a algoritmos muy eficientes en memoria, que están especialmente adaptados para el análisis de campo transitorio.

### 2.8.2 Consideraciones simulando estructuras

Al modelar un dispositivo real, hay varios pasos, que son comunes a todos los métodos de simulación discutidos. En todos ellos, existe el riesgo de introducir errores; es decir, discrepancias entre los resultados de la simulación y las medidas. A continuación, se muestra una configuración típica, usando de ejemplo un conector coaxial acodado a 90° (Figura 2.63).



**Figura 2.63 – Modelo de conector coaxial 90°. El espacio blanco alrededor del conector es PEC. Los diferentes colores (azul=aire), naranja=Teflón, amarillo=aislante). Los puertos ya están señalados (caras rojas). [64]**

En primer lugar, se necesita crear un modelo geométrico. Esto se puede hacer modelando directamente en el software de simulación o importando los datos geométricos con una herramienta CAD. La importación con herramientas CAD no es tan fácil como parece, y la calidad de los filtros de importación varía significativamente. Si se compara con un dispositivo existente, se tienen que utilizar las mismas dimensiones. Además de los errores evidentes, siempre hay tolerancias, que son relevantes a frecuencias de microondas y radiofrecuencia. El conector considerado se ensambla a partir de diferentes materiales, como politetrafluoroetileno (PTFE, teflón), cobre, etc. El conocimiento de las propiedades de los materiales exactos es esencial para una simulación precisa.

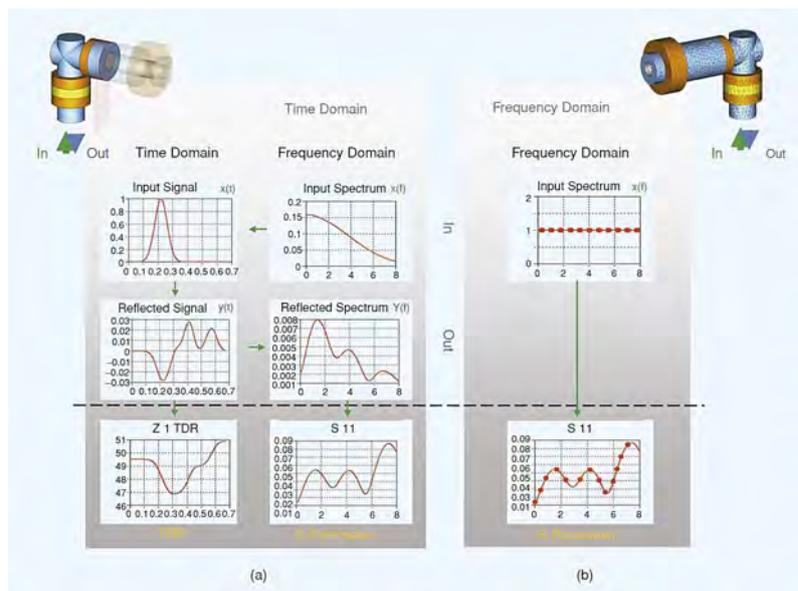
El esfuerzo computacional para métodos volumétricos depende del tamaño del volumen, y el tamaño del modelo también debe ser finito, incluso si en realidad la estructura se coloca en un entorno infinito. Para reducir el volumen, se introducen condiciones de contorno como, por ejemplo, paredes eléctricas, espacio libre, simetría, o periodicidad. Para el conector, esto no es relevante; porque podemos simplemente asumir que el espacio que lo rodea, es un conductor perfecto; al saber que no habrá prácticamente ningún campo atravesado el blindaje conductor. Por último, tenemos que definir los puertos en el modelo para excitar la estructura y para monitorizar resultados de la simulación como transmisión y reflexión. Idealmente, estos puertos no deberían tener ningún impacto en los resultados de la simulación.

Después de haber creado nuestra representación geométrica de la estructura en el entorno software, podemos empezar los pasos hacia los resultados finales. El primer paso es discretizar el espacio (el mallado) que está automatizado en gran medida en el software comercial actual. Pero, a pesar del alto grado de automatización, podría ser necesario revisar de forma manual el mallado predefinido para obtener resultados más precisos. En un

segundo paso, el software crea las matrices del sistema basándose en la información geométrica de este mallado y del método elegido para aproximar las ecuaciones de Maxwell. Después de que todas las matrices necesarias se han creado y ensamblado, comienza la tercera etapa; la resolución del sistema algebraico discreto. Nosotros queremos calcular los parámetros S para nuestro conector, ya que son el resultado más frecuentemente solicitado para la caracterización de componentes pasivos.

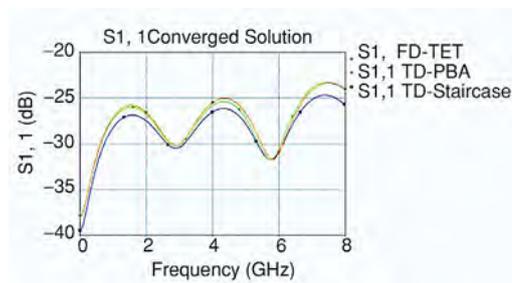
En el dominio de la frecuencia, este proceso es sencillo [Figura 2.64 (b)]: la simulación obtiene los parámetros S en un punto de frecuencia. Sin embargo, suele ser más relevante el comportamiento en una banda de frecuencias; por lo que mirar una sola frecuencia no es suficiente. Se deben realizar simulaciones en la banda de interés. Con algoritmos especiales que interpolan los parámetros S entre los puntos de frecuencia ya simulados, se reduce al mínimo el número de simulaciones necesarias para una precisión predefinida. En el caso de nuestro conector, se necesitan diez simulaciones para cubrir la gama de 0–8 GHz con una precisión predefinida del 1% sobre toda la banda de frecuencia.[64]

En el dominio del tiempo, el enfoque es bastante diferente [Figura 2.64 (a)]. El usuario especifica el rango de frecuencia de interés (por ejemplo, 0–8 GHz) y se define una señal gaussiana  $X(f)$  que cubra este rango. Este espectro se transforma en el dominio del tiempo mediante una transformada de Fourier inversa, lo que resulta en una señal  $x(t)$  con envolvente gaussiana. A continuación, se excitan los modos del puerto de entrada con esta señal temporal y se la propaga a través de la estructura. Las señales temporales reflejada y transmitida, denotadas genéricamente por  $y(t)$ , se monitorizan; y, una vez que la simulación ha finalizado, otra transformada de Fourier da el respectivo espectro de  $Y(f)$ . Estos espectros son finalmente divididos por el espectro de excitación, y así obtenemos los parámetros S para todo el rango de frecuencias con una única simulación.



**Figura 2.64 - Esquema del proceso de simulación para obtener los parámetros S de un componente pasivo en el dominio del (a) tiempo y (b) frecuencia. Las señales temporales también se pueden utilizar para realizar un análisis de la estructura con reflectometría en el dominio del tiempo (TDR). [64]**

La precisión de la simulación, es decir, la fidelidad de los resultados de simulación con el comportamiento en la realidad, está generalmente limitada debido a simplificaciones en el modelo. Al tener los resultados de la simulación frente a nosotros, podemos preguntarnos si son los verdaderos parámetros  $S$  de nuestro dispositivo. Todos los métodos numéricos prometen que los resultados de la simulación convergen a la solución real, solo si la malla es lo suficientemente fina y todos los detalles y efectos están representados en el modelo numérico. Si los resultados de interés no cambian significativamente después de varios pasos de refinamiento de la malla, se ha llegado a la solución convergente. La verificación cruzada de los resultados mediante la aplicación de dos enfoques numéricos diferentes para el mismo problema da aún más confianza; por ejemplo, mediante la comparación de la solución en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia (Figura 2.65). Esta confianza se puede lograr más fácilmente, si el software de simulación ofrece la posibilidad de cambiar entre los enfoques numéricos sin cambiar de interfaz.



**Figura 2.65 – Parámetros  $S$  del ejemplo del conector obtenidos con diferentes métodos: 1. Dominio de la frecuencia sobre una red de tetraedros con 0.150 millones de celdas (FD-TET). 2. Dominio del tiempo con PBA sobre una red de hexaedros con 0.7 millones de celdas (TD-PBA). 3. Dominio del tiempo/escalera sobre una red de hexaedros con 17 millones de celdas (TD-Staircase). La comparación muestra un buen ajuste entre los casos 1 y 2. [64]**

Como podemos ver en la Figura 2.65, las dos aproximaciones, en el tiempo y en la frecuencia, conducen al mismo resultado. Hay otra limitación, que aún no se ha considerado, el rendimiento de la simulación. Definida como el tiempo requerido para que se alcance una precisión dada. Para nuestro conector, el tiempo de simulación no difiere mucho entre un método FIT (1 min) frente a uno en el dominio de la frecuencia FIT-FEM (1,5 min). Sin embargo, para otras aplicaciones, la diferencia en tiempo de cálculo puede ser significativa.

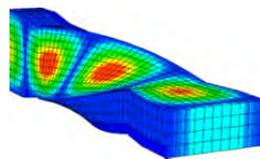
Con el fin de encontrar la solución numérica más eficiente para una determinada aplicación, es esencial comparar los métodos con más detalle.

### 2.8.2.1 Dominio del tiempo

Todos los métodos en el dominio de tiempo que estamos comparando aquí —FIT, FDTD y TLM— se basan en un mallado cartesiano (o con cuboides hexaédricos o coordenadas cilíndricas) y un esquema de integración temporal explícito. Estos dos hechos están estrechamente relacionados. El mallado cartesiano implica una estructura de la matriz del sistema en la que se puede aplicar el algoritmo del salto de la rana [61]. Los campos son

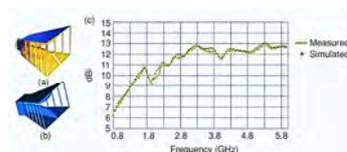
propagados a través de la estructura con multiplicaciones vectoriales de matrices según un intervalo de tiempo específico. Cuanto mayor sea el intervalo de tiempo, más corto es el tiempo de simulación. El máximo intervalo de tiempo posible viene determinado por el Criterio de Courant-Friedrich-Lewy (CFL) [65, 66], que es, básicamente, el tiempo necesario para que la luz atraviese la celda de mallado más pequeña del dominio de cálculo. Podría ser más ilustrativo pensar en el Criterio CFL como una manera de obligar a que la información de una celda de mallado toque a otra vecina en cada intervalo de tiempo. Los requisitos de memoria y tiempo de simulación aumentan linealmente con el número de nodos en la malla. Debido a estas propiedades, los simuladores en el dominio del tiempo son muy adecuados para resolver estructuras eléctricamente grandes y ricas en detalles.

Hay otros enfoques en el dominio del tiempo que utilizan mallados no ortogonales [67] y/o esquemas de integración temporal implícitos [68, 69]. En el área de microondas y RF, actualmente no existen implementaciones comerciales disponibles. Un algoritmo implícito siempre tiene que resolver un sistema de ecuaciones para cada intervalo de tiempo, pero el tamaño de dicho intervalo se puede elegir algo más grande.



**Figura 2.66 - Ejemplo de mallado no ortogonal. Campo eléctrico en la superficie de una guía de ondas oblicua. La discretización con una rejilla no ortogonal modela casi perfectamente la geometría de esta estructura. A igual precisión deseada (por ejemplo, para el parámetro de reflexión  $S_{11}$ ), el uso de NFIT (*Non-orthogonal Finite Integration Technique*) conduce a ahorros de tiempo computacionales de varios órdenes de magnitud en comparación con el método clásico. [67]**

Como hemos visto, es posible obtener datos en el dominio de la frecuencia mediante transformadas de Fourier de las señales temporales. Los campos EM 3D en estado estacionario también se pueden extraer muy fácilmente a partir de simulaciones transitorias en banda ancha. Dado que la señal de excitación es de banda ancha, se pueden obtener los campos para diversas frecuencias en una simulación. Se mencionan brevemente dos aplicaciones típicas. La primera, es una antena de bocina de banda ancha *dual ridged*. Se calculan los campos lejanos para 100 frecuencias diferentes en una única simulación para evaluar la ganancia de banda ancha (Figura 2.67). La segunda es una antena de telefonía móvil multibanda junto a un modelo de cabeza humana. Aquí también es importante modelar correctamente el comportamiento dispersivo de los tejidos biológicos.



**Figura 2.67 - Simulación en banda ancha de una antena de bocina *dual ridged*. Los campos lejanos a 100 frecuencias se obtienen con una única simulación aplicando la técnica de banda ancha en el dominio del tiempo. [64]**

La simulación en el dominio del tiempo ofrece, de forma natural, la posibilidad de estudiar el comportamiento transitorio de estructuras EM. Para este propósito, no siempre es necesario el pulso Gaussiano que se ha presentado anteriormente. Se pueden emplear señales arbitrarias como excitación. (El enfoque de excitar con una señal sinusoidal en el dominio del tiempo con el fin de obtener los resultados armónicos a la frecuencia especificada está anticuado.) Además de poder ser empleado como analizador de redes virtual, el simulador también puede funcionar como reflectómetro virtual en el dominio temporal (TDR) (Figura 2.64). Los retardos y la degradación de la señal se pueden simular directamente.

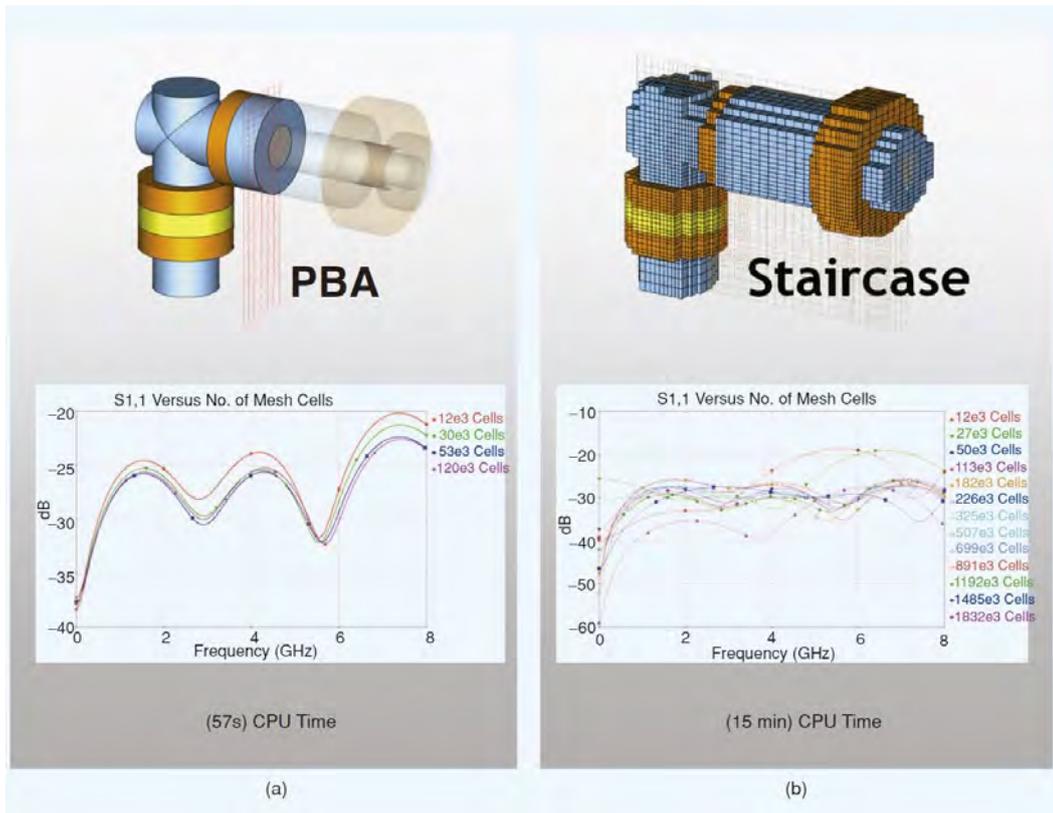
Pero no solo las señales, sino también los campos se pueden estudiar en el dominio del tiempo: por ejemplo, los transitorios en campo lejano son cada vez más importantes en aplicaciones de banda ultra ancha (UWB). En dispositivos multipuerto, cada puerto puede ser excitado individualmente con una señal temporal diferente, y los campos se pueden monitorizar como corresponde.

### Aproximación geométrica en métodos en el dominio del tiempo.

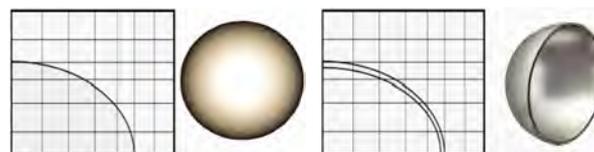
En los métodos FDTD y TLM tradicionales, cada hexaedro del mallado se llena por completo con un solo material. Esto conduce a la denominada aproximación en escalera de la geometría. Obviamente, una discretización de este tipo puede hacer muy difícil la representación geométrica precisa de muchos dispositivos prácticos, ya que la mayoría de los componentes contienen rasgos redondeados. Para aumentar la precisión en estos casos, se necesita aplicar un mallado muy fino. Los métodos conformados, como el PBA© (Perfect Boundary Approximation) [63], pueden mejorar la descripción geométrica sin comprometer la eficiencia en memoria del método FDTD [65]. El aumento de rendimiento a través de este procedimiento es notable, como podemos ver en el ejemplo del conector (Figura 2.68). No solo se necesitan un menor número de celdas, sino que las celdas adicionales, de mayor tamaño, conducen a un intervalo de tiempo más grande. Por último, es interesante ver cómo los resultados convergen a una solución final cuando se refina la malla. El proceso de convergencia con PBA© es muy suave y extraordinariamente rápido [Figura 2.68 (a)]. Se puede afirmar con seguridad que cada aumento en la densidad del mallado mejora la precisión del resultado. Esta afirmación no es cierta para aproximaciones en escalera donde la convergencia es lenta y no constante [Figura 2.68 (b)].

Se han hecho grandes esfuerzos por mejorar la aproximación geométrica en mallados cartesianos. *PBA*, por ejemplo, también se puede utilizar para modelar metalizaciones de espesor finito con una celda, mediante su extensión *TST™* (*Thin Sheet Technology*), que permite tener dos zonas de material diferente a PEC en una misma celda (ver Figura 2.69). Con el FDTD tradicional esto daría lugar a celdas diminutas; lo que llevaría a intervalos temporales muy pequeños y tiempos de simulación extremadamente largos. Existe una variante de *PBA* llamada *FPBA* (*Fast PBA*), que es menos precisa que *PBA*, pero permite

manejar modelos CAD con artefactos. La técnica que nosotros empleamos en este proyecto es **EFPA (Enhanced FPBA)**, que aúna la robustez de **FPBA** y la precisión de **PBA**.



**Figura 2.68 - Convergencia a la solución del ejemplo del conector. Cuando el mallado se hace cada vez más fino, los resultados de los parámetros S en el caso PBA se acercan más y más a la solución final. Para el mallado en escalera, la convergencia no es tan suave como con PBA. Llevó 15 veces menos tiempo la solución con PBA. [64]**

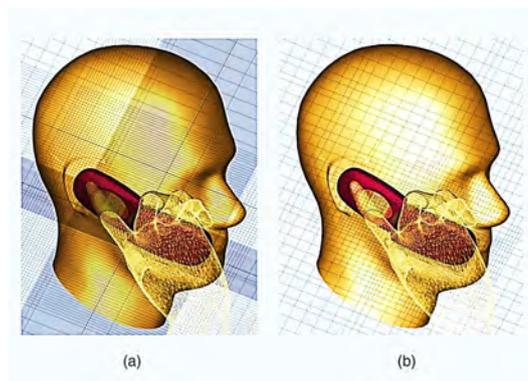


**Figura 2.69 - Técnicas de aproximación de materiales: PBA (izqda.), PBA con la extensión TST (dcha.).**

En TLM, sin embargo, se pueden encontrar modelos compactos aún más avanzados. Elementos con estructuras finas como ranuras, conductos de ventilación, o cables, se reemplazan por macromodelos específicos para evitar muestrear todos los detalles. Este enfoque ha demostrado ser particularmente útil en aplicaciones de EMC.

La malla de FDTD normal está estructurada. Esto significa que cada línea de malla comienza en un lado del dominio de cálculo y termina en el otro lado. Para evitar el incremento de celdas en regiones exteriores, se han introducido los algoritmos de

submallado (*subgridding*), que permiten que las celdas sean localmente más pequeñas. Las celdas solo tienen que ser pequeñas en las regiones donde están presentes pequeños detalles. Se puede lograr una aceleración adicional en la simulación utilizando diferentes intervalos de tiempo en diferentes niveles de mallado. Aunque se han propuesto muchos algoritmos de submallado diferentes, muchos de ellos exhiben la denominada inestabilidad a largo plazo (véase, por ejemplo, [70] para referencias y una explicación del fenómeno). El ejemplo de la Figura 2.70 ilustra el impacto de un submallado jerárquico. Se resolvió con un algoritmo de submallado con estabilidad matemáticamente demostrada [71]. El tiempo de cálculo se redujo significativamente en un factor de 9,5.



**Figura 2.70** - Los mecanismos de submallado reducen el número de puntos de mallado en una simulación. En este ejemplo (a) el mallado completo es 20 veces más grande ( $35e6$  nodos de mallado) que en (b) la versión con submallado ( $1.75e6$  nodos de mallado). [64]

### **2.8.2.2 Dominio de la frecuencia**

Una característica de los métodos en frecuencia es lo implícito de su enfoque; el sistema resultante es típicamente un gran sistema de ecuaciones lineales. Por lo tanto, se necesita invertir una matriz con el fin de obtener la solución para una frecuencia, no importa si el mallado está estructurado o no. En aplicaciones comerciales, el FEM con mallados tetraédricos [72], es el método numérico de propósito general más popular. Los tetraedros son las entidades de volumen más simples, y su flexibilidad en la aproximación de geometrías arbitrarias tiene muchos beneficios. Sin embargo, la calidad del tetraedro es crucial: tetraedros muy planos pueden comprometer la velocidad y precisión de la solución, ya que hacen que sea más difícil resolver el sistema.

Hay dos métodos distintos de resolver los sistemas de ecuaciones lineales resultantes de la discretización FEM: directos e iterativos. Un método directo trabaja directamente en el sistema de ecuaciones derivadas de la discretización. Su ventaja clave es que puede resolver excitaciones de varios puertos a la vez, en paralelo. Por otro lado, los requisitos de memoria son bastante altos. Típicamente, los requisitos de memoria aumentan cuadráticamente con el número de tetraedros. En los métodos iterativos se transforma el sistema original de ecuaciones en otro que pueda ser resuelto con un algoritmo iterativo. Dicho algoritmo iterativo tiene que ser ejecutado para cada excitación individual. Y al contrario, los requisitos de memoria son mucho menores en comparación con un método de solución directa. De

manera similar a los métodos temporales, donde los pequeños intervalos de tiempo llevan a tener que simular muchos pasos, el tiempo total de cálculo de un método en frecuencia también depende, para ambos tipos de algoritmos, de la granularidad del muestreo de la banda de frecuencias de interés.

Los métodos en frecuencia son muy adecuadas para resolver problemas de periodicidad infinita, como arrays de antenas, superficies selectivas en frecuencia (FSS), estructuras fotónicas de banda prohibida (PBG), etc.

### *Métodos de filtrado especial: MOR y Análisis Modal*

---

Los métodos en frecuencia son, en su mayoría, muy adecuados para resolver problemas resonantes; y, algunos de ellos, son especialmente adecuados para la simulación de filtros. Por ejemplo, el método *MOR (Model Order Reduction)* [73] funciona tanto con mallados con tetraedros como con hexaedros, y también puede utilizar PBA. No calcula los campos EM, sino que accede directamente a los modos dominantes de la matriz e introduce un reemplazo de orden menor. En otras palabras, se comprime la matriz a un tamaño mucho más pequeño mientras se mantiene la información de interés que contiene. Con esta matriz más pequeña, los parámetros S del dispositivo original se pueden obtener en un tiempo extremadamente corto. Dependiendo del caso, este enfoque puede ser hasta 100 veces más rápido que los otros presentados anteriormente.

Hay otro enfoque que se adapta bien a dispositivos resonantes. El método de análisis modal [74] calcula los modos propios del dispositivo y los utiliza para interpolar los campos en la gama de frecuencias de interés. En comparación con un método frecuencial de propósito general, este enfoque puede ser hasta un orden de magnitud más rápido.

### *MoM-MLFMM*

---

Como vimos antes, el *MoM* [75] solo discretiza la superficie de los dispositivos en lugar de todo el volumen. Presenta ventajas si la estructura es predominantemente metálica, eléctricamente pequeña; y, preferiblemente, también pequeña en comparación con el dominio de cálculo, ya que el espacio libre no necesita ser modelado.

Por lo general, se trata de un método muy exigente en memoria, porque la matriz del sistema no está en bandas, sino completamente poblada. Como se necesita almacenar todos estos elementos, la gama de aplicaciones prácticas se limita a estructuras geoméricamente simples. Una importante extensión de los *MoM* es *MLFMM (Multilevel Fast Multipole Method)* [76], que permite simular problemas eléctricamente muy grandes, como el cálculo del *RCS (Radar Cross Section)* de aviones o la colocación de antenas en buques (Figura 2.71). Utilizando la misma discretización que el *MoM*, esta extensión ahorra almacenamiento agrupando elementos. Sin embargo, este método solo es ventajoso a frecuencias muy altas.

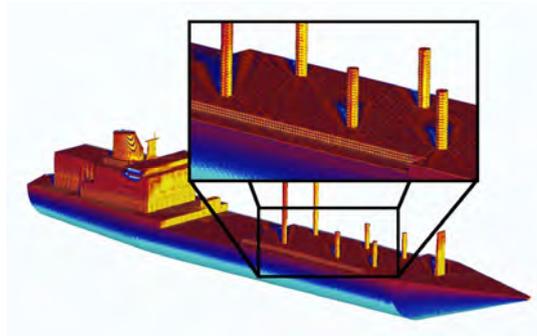


Figura 2.71 - Los problemas eléctricamente grandes solo se pueden abordar con método integrales eficientes como el MLFMM. El modelo del barco es de unos 130 m de longitud o eslora. Se ilumina con una onda plana a 1.5 GHz. El tamaño eléctrico del problema es, de este modo, de 650 longitudes de onda. Se muestran las corrientes sobre la superficie metálica. [64]

### 2.8.2.3 Consejos y trucos empleados en la simulación de este proyecto

Probablemente, las dos preguntas más importantes que suele hacerse un usuario de una herramienta de simulación son:

- ¿Cómo de exacta es mi simulación?
- Y ¿cuánto tiempo lleva obtener la solución exacta?

Para obtener la solución exacta tras la simulación, hay un buen número de ingredientes:

- Modelar la realidad correctamente,
- asegurarse de que la malla es lo suficientemente fina, y
- asegurarse de que la solución del sistema de ecuaciones discreto es exacta numéricamente.

#### 2.8.2.3.1 Modelando la realidad

##### 2.8.2.3.1.1 Excitaciones

Para excitar los modos deseados en el dispositivo, se necesita definir los puertos en los lugares en los que, en realidad, se conectan las fuentes. Esto es, generalmente, en algún punto a lo largo de una línea de transmisión (guía de ondas, microstrip, etc.). Un puerto discreto es simplemente un modelo concentrado de fuente de tensión o de corriente, posiblemente con impedancia interna distinta de cero. La fuente está conectada por medio de cables perfectamente conductores a dos puntos del dispositivo [Figura 2.72 (a)].

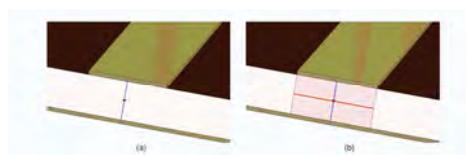


Figura 2.72 - (a) Puerto discreto: dos hilos con una fuente en el medio. (b) "Face port": la fuente se distribuye a lo largo de la línea roja. [64]

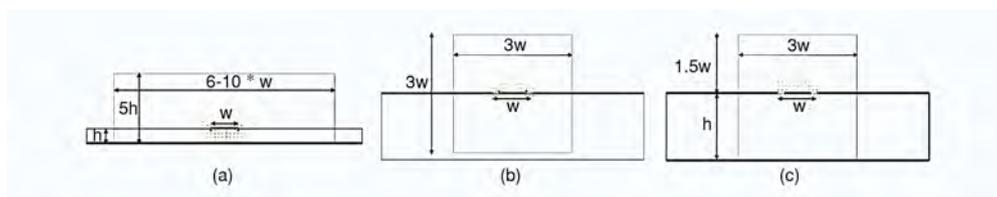
Los cables de conexión largos pueden influir mucho en la solución. Esto se debe a la inductancia de cable, que crece linealmente con su longitud. Para reducir la inductancia parásita del puerto discreto, se ha propuesto el llamado “*face port*” (o *delta-gap port*). Aquí, la fuente de tensión se distribuye a lo largo de un pequeño hueco en una cara metálica [Figura 2.72 (b)]. El *face port* tiene una auto-inductancia mucho más pequeña (ayuda imaginarlo como una conexión en paralelo de muchas inductancias).

Los puertos discretos y los “*face port*”, siempre introducirán una pequeña perturbación del campo calculado numéricamente en el lugar donde se colocan en el modelo. Para eliminar por completo esta perturbación, se puede imaginar la línea de transmisión excitada extendida hasta el infinito, lo que impide que aparezcan cualquier tipo de reflexiones. Por supuesto, ninguna estructura infinita se puede modelar numéricamente, por lo que se introdujo un tipo especial de puerto, el llamado “puerto de guía de ondas” (*waveguide port*) como una forma de truncar la línea infinita, sin introducir ninguna perturbación.

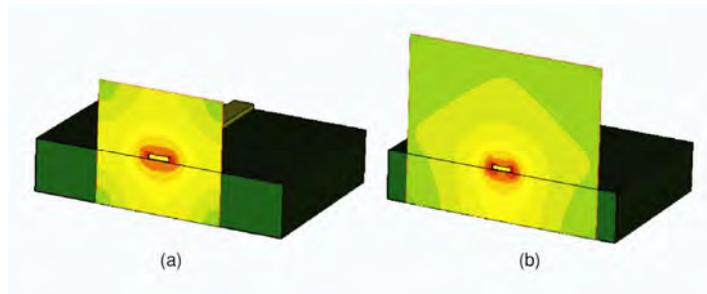
Un puerto de guía de onda es una superficie perpendicular a una línea de transmisión sobre la que se calculan los modos que se pueden propagar a lo largo de dicha línea. Los patrones de campo correspondientes a estos modos se utilizan entonces como excitación durante la simulación. Para estar seguros de que se calculan los modos de una forma precisa, incluso en configuraciones de líneas arbitrarias, se resuelve un problema de modos propios de dos dimensiones sobre la superficie del puerto.

El tamaño del puerto de guía de ondas es de suma importancia para la precisión de la solución. Para una guía de onda hueca o coaxial, está claro que el tamaño del puerto debe ser tan grande como su sección. Para otros tipos de líneas de transmisión (*microstrip*, *stripline*, etc.), no es tan intuitivo. Estas líneas de transmisión permiten la propagación de modos TEM o cuasi-TEM, cuyos campos tienden a cero, en teoría, en el infinito. Se dan unas reglas básicas en la Figura 2.73.

De todas formas, se recomienda hacer pruebas con el tamaño del puerto antes de comenzar la simulación 3D de mayor duración. Simplemente, se deja que el programa calcule los modos del puerto y se observan los campos en él, especialmente en sus bordes. No se debería ver ningún campo en los márgenes. Si no es así, se necesita aumentar el tamaño del puerto (Figura 2.74).



**Figura 2.73 - Reglas básicas para el tamaño del puerto para: (a) microstrip, (b) enterrada, y (c) coplanar enterrada. [64]**



**Figura 2.74 - Valor absoluto del campo eléctrico (representado en escala logarítmica) en un puerto en microstrip. (a) Tamaño del puerto demasiado pequeño; el campo tiene una magnitud considerable en los extremos del puerto y afectará a la precisión de la solución. (b) El tamaño del puerto se ha aumentado tanto lateralmente como por encima de la microstrip y los campos son prácticamente cero (color verde) en la frontera del puerto. [64]**

La primera regla de oro de una simulación precisa: Nunca iniciar la simulación antes de comprobar que los modos en el puerto son los esperados.

#### 2.8.2.3.1.2 *Condiciones de contorno*

Como ya se ha mencionado, el dominio de simulación, infinito en realidad, tiene que ser truncado con el fin de simularlo en un ordenador. En la frontera, se necesitan imponer unas condiciones de contorno especiales, dependiendo de las condiciones reales de funcionamiento del dispositivo.

Por ejemplo, si el dispositivo a simular, en realidad está colocado dentro de una caja metálica, se pueden utilizar en todos los márgenes de la frontera unas condiciones de contorno eléctricas (que imponen campo eléctrico tangencial cero, igual que para un objeto metálico perfecto). Un plano de tierra infinito también se puede modelar por una condición de frontera eléctrica.

Si la estructura está en espacio libre, como una antena, la condición correcta sería la de radiación (o absorbente), también llamada *PML* (*perfectly matched layer*). En ella, se simula la propagación de ondas EM con mínimas reflexiones. Cuando se escoge este tipo de truncamiento del dominio, hay que recordar dejar un poco de espacio libre alrededor de la antena. Una condición *PML* [77] requiere solo una fracción de  $\lambda$  de espacio adicional, mientras que otras condiciones de contorno absorbentes, a menudo, necesitan más de una  $\lambda$ . Estas condiciones de contorno absorbentes deberían utilizarse solo cuando sea necesario; ya que, suelen necesitar más recursos computacionales, que por ejemplo las paredes eléctricas.

#### 2.8.2.3.1.3 *Propiedades del material*

La permitividad, permeabilidad, y los valores de conductividad de todos los materiales presentes en el modelo, juegan un papel importante en la precisión de la solución. A menudo, estos valores son dependientes de la frecuencia (materiales dispersivos), y cuanto mayor sea la precisión de la dependencia con la frecuencia, mayor será la precisión de la

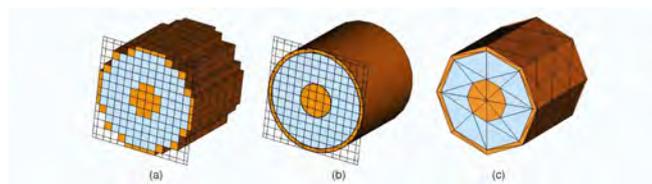
solución. Tanto los métodos en el dominio de la frecuencia, como los métodos avanzados en el dominio en el tiempo ya vistos, pueden tener en cuenta fácilmente esta dependencia con la frecuencia.

No se debe olvidar que la tangente de pérdidas, empleada como una constante, es una aproximación. Ningún material puede tener una tangente de pérdidas constante desde DC a GHz. Incluso los materiales más comunes, como el retardante de llama 4 (*Flame Retardant (FR-4)*), muestran una dispersión más complicada. En el caso de FR4 el modelo de Debye de primer orden parece ser lo suficientemente preciso.

### 2.8.2.3.2 Mallando la estructura

¿Cómo debe ser un mallado? En primer lugar, debería ser capaz de representar bien la geometría. En segundo lugar, debe ser lo suficientemente bueno como para representar variaciones abruptas del campo dentro del dispositivo.

Con la mayoría de métodos en el dominio de tiempo, la malla de hexaedros utilizada conduce a una representación en escalera de los bordes, por lo que la malla tiene que ser muy fina para tener una buena representación de la geometría [Figura 2.75 (a)]. El mallado conformado elimina este inconveniente mediante el uso de un mallado hexaédrico, que es eficiente en memoria, en casi todo el modelo y algoritmos especiales que se ajustan a los bordes curvos en las interfaces de materiales [Figura 2.75 (b)]. De esta forma, se consigue un ahorro considerable en términos de celdas de mallado. Aunque las mallas con tetraedros pueden, en principio, ofrecer una buena aproximación geométrica, esto solo es cierto si la estructura real es reticulada; algunos algoritmos de mallado requieren la segmentación de estructuras circulares y, finalmente, conducen a una aproximación poligonal de la curvatura [Figura 2.75 (c)].



**Figura 2.75 - Mallado hexaédrico y tetraédrico para un trozo de cable. (a) El mallado en escalera proporciona una descripción pobre de las curvas, a menos que se use un mallado muy fino. (b) La aproximación conformada a los bordes asegura la precisión geométrica requerida, con un mínimo número de celdas. (c) Los generadores de mallado tetraédricos, a menudo, requieren una segmentación de las estructuras redondas, conduciendo a una pobre aproximación geométrica. [64]**

Representar con precisión las variaciones del campo dentro del mallado es un problema aún más complicado. La primera regla que se puede aplicar a priori, antes de que se inicie cualquier simulación, es que en una simulación en el dominio del tiempo con malla hexaédrica, el tamaño de una celda nunca debe ser mayor que  $\lambda/8$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda correspondiente al límite superior de la banda de frecuencias de interés. En la práctica, se suelen emplear tamaños de celda de  $\lambda/10$  o  $\lambda/15$ . Para los métodos en frecuencia FEM basados en elementos finitos de segundo orden,  $\lambda/4$  es un buen punto de

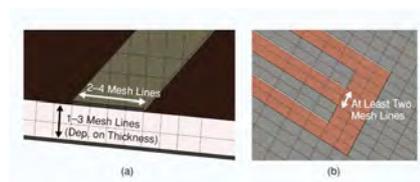
partida. Por supuesto, un modelo está formado típicamente de varios materiales. Dado que la longitud de onda depende de las propiedades del material, el tamaño de cada celda depende del material del que está rellena. Esto es por lo que los programas que solo permiten un mallado uniforme (el mismo tamaño de celda en todas partes) pueden conducir a un gran número de celdas innecesario.

Para materiales con pérdidas, la regla es asegurar dos o tres líneas de malla dentro del espesor de piel. Esto puede resultar poco ventajoso para buenos conductores en altas frecuencias; ya que el pequeño espesor de piel daría lugar a celdas pequeñas y aumentaría considerablemente el tiempo de simulación. Los simuladores avanzados aplican a los metales, durante el proceso de simulación, modelos especiales de impedancia de superficie y eliminan por completo la necesidad de mallar el espesor de piel.

Y, en cuanto a las variaciones abruptas de campo –singularidades– debidas a características geométricas, como bordes, esquinas, etc., hay dos formas de representarlas en el mallado. La solución a priori utilizada por algunos programas de simulación de campo es detectar automáticamente estas características y utilizar algoritmos avanzados de corrección de bordes/esquinas durante la simulación. Una segunda forma es aumentar la densidad de la malla a posteriori, con el llamado “mallado adaptativo”, que veremos después. Estas dos aproximaciones son aplicables tanto en el dominio del tiempo como en la frecuencia.

Todo esto parece muy complicado, y parece casi imposible para un usuario normal lograr un mallado de calidad. Todo programa avanzado de simulación debería ser capaz de hacer todos estos pasos: generar una malla inicial de acuerdo a unos datos mínimos de partida por parte del usuario (por ejemplo, el número de pasos por longitud de onda), tener en cuenta la geometría, las propiedades del material, las esquinas/bordes y refinar la malla a través de un mallado adaptativo automático, hasta que se alcance la convergencia.

El tamaño de la malla final se puede optimizar y reducir así el tiempo total de computación con una intervención mínima del usuario. Por ejemplo, hay que asegurarse de que, al menos, haya dos celdas dentro del espesor del sustrato, de dos a cuatro celdas a través de una tira, y dos líneas de mallado en un *gap* radiante (Figura 2.76). Las celdas deben ser más pequeñas cerca de los bordes metálicos para muestrear el desbordamiento de los campos. Por último, la altura de la *microstrip* solo tiene que discretizarse si el software utilizado no admite metalizaciones de espesor finito.



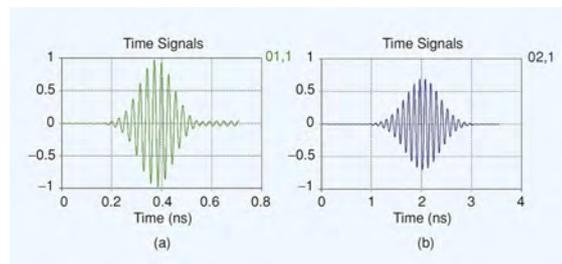
**Figura 2.76 - Reglas básicas de mallado de estructuras planas con celdas hexaédricas (gris-metal, rosa oscuro-sustrato). (a) Discretización de una microstrip. (b) Discretización de gaps dentro de una lámina de metal. [64]**

### 2.8.2.3.3 Precisión

#### 2.8.2.3.3.1 Solución numérica precisa

En simulaciones en el dominio de la frecuencia, hay que resolver un sistema lineal de ecuaciones en cada punto de frecuencia. Si la matriz del sistema está mal condicionada (número de condición grande), por ejemplo, debido a que algunos tetraedros en la malla son excesivamente planos, la solución puede ser bastante inexacta. Y al utilizar un algoritmo iterativo, pueden necesitarse un gran número de iteraciones.

En una simulación en el dominio del tiempo no hay un sistema que resolver. Los temas como el condicionamiento de la matriz, aquí son irrelevantes. La imprecisión en el dominio del tiempo está relacionada con la transformada inversa de Fourier de las señales temporales, con el fin de obtener los parámetros en el dominio de la frecuencia. Es decir, todas las señales deberían empezar en cero y terminar en cero con el fin de garantizar valores precisos en frecuencia. Especialmente para estructuras muy resonantes (alto Q), las señales temporales a la salida continúan oscilando mucho tiempo después de que haya desaparecido la excitación. (Figura 2.77). De todas formas, un buen simulador en el dominio del tiempo proporcionará de forma automática al usuario un criterio sobre cuándo detener la simulación.



**Figura 2.77 - Ejemplos de señales temporales. (a) La señal de salida aún oscila con una amplitud relativamente grande en el momento en que la simulación se detuvo. Es más probable que los resultados en frecuencia (e.g. parámetros S) sean imprecisos. (b) Una señal temporal que ha decaído lo suficiente cuando se detuvo la simulación proporcionará resultados en frecuencia más precisos. [64]**

La posición de una resonancia se asentará muy rápidamente y será bastante precisa, incluso si la simulación se detiene demasiado pronto. La amplitud de los parámetros S, sin embargo, solo será precisa si las señales en el tiempo han decaído lo suficiente. Existen algoritmos para predecir la amplitud correcta, como el filtro autorregresivo; que se pueden aplicar a las señales que no han decaído lo suficiente, y ahorrar mucho tiempo de simulación.

#### 2.8.2.3.3.2 Mallado adaptativo y convergencia

La exactitud del resultado de una simulación debe ser probada mediante un estudio de convergencia. En un estudio de convergencia, el número de celdas de mallado se incrementa de forma continua hasta que los resultados de interés, por lo general los

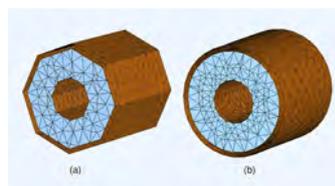
parámetros  $S$ , no cambian más, al menos no de forma significativa. Un estudio de la convergencia es una parte esencial de cualquier proyecto de simulación.

Muchas herramientas de software cuentan con esquemas automáticos de adaptación del mallado. Normalmente, los campos se evalúan después de cada simulación. La malla se hace más fina donde se produzcan fuertes variaciones del campo y se reinicia la simulación. Este proceso se repite hasta que los resultados ya apenas varían.

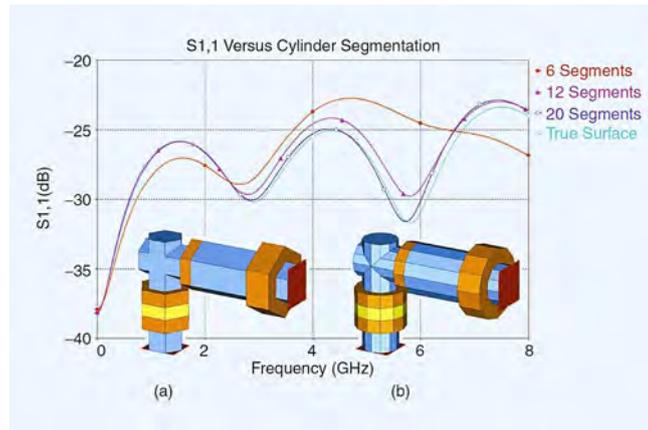
Aunque el estudio de convergencia y la adaptación del mallado parece ser enfoques muy similares para garantizar resultados precisos, en la práctica son diferentes. En un estudio de convergencia, la aproximación geométrica de la estructura y los resultados en la banda de interés se mejoran sucesivamente con el refinamiento del mallado.

Los métodos en el dominio de la frecuencia realizan la adaptación del mallado solo para una frecuencia; por defecto, a la frecuencia más alta de la banda de interés. La frecuencia más alta no es, **por ejemplo, para los filtros de nuestro proyecto**, la más relevante para su funcionalidad. Se debe elegir una frecuencia cuya energía no se refleje en la estructura – por ejemplo, en la banda de paso del filtro—. Si la frecuencia para adaptar el mallado se define a una frecuencia donde la mayor parte de la energía de entrada se refleja, el estimador del error no “verá” las partes interiores de la estructura –posiblemente más importantes–, y el refinamiento del mallado se enfocará más en los puertos de la estructura que en las regiones interiores. Pero esta información está disponible solo a posteriori. Además, la distribución de campo podría cambiar significativamente con la frecuencia, por ejemplo, para multiplexores o antenas multibanda. Una sola frecuencia de adaptación no es suficiente en tales casos. O bien la simulación debe dividirse en varias bandas de frecuencias separadas, o se deben utilizar varias frecuencias de adaptación en una simulación de toda la banda.

Para obtener resultados precisos en la simulación, la representación geométrica del mallado tiene que ser tan buena como sea posible. En particular, los métodos basados en frecuencia y mallas con tetraedros no suelen mejorar su aproximación a la geometría durante el mallado adaptativo. En dicho proceso, los tetraedros iniciales se subdividen simplemente con el fin de mejorar el muestreo del campo (Figura 2.78). Por lo tanto, vemos una convergencia de los resultados, aunque no para el modelo de entrada, sino para la geometría aproximada inicialmente. Este efecto es aún más crítico si las estructuras están segmentadas antes de la simulación (Figura 2.79).



**Figura 2.78 - Mallado final después del proceso de adaptación para un trozo de cable coaxial. (a) Adaptación de mallado sin ajustarse a la geometría real. (b) El ajuste a la geometría durante el proceso de adaptación conduce a resultados más precisos. [64]**



**Figura 2.79 - Adaptación de mallado y convergencia. Los cilindros del modelo de conector se segmentan antes del mallado. Las pequeñas imágenes del conector muestran (a) la versión con 6 segmentos y (b) la versión con 12 segmentos. En todos los casos, se realizó la adaptación del mallado y los parámetros S convergieron. [64]**

Al contrario que con el dominio de la frecuencia, los enfoques en el dominio del tiempo pueden realizar un mallado adaptativo de banda ancha. Por otra parte, cada refinamiento implica también una mejor aproximación a la geometría, ya que todo el proceso de mallado se reinicia en cada paso del mallado adaptativo.

Finalmente, se debe mencionar que, a diferencia de un mallado tetraédrico, uno en el dominio del tiempo se puede controlar fácilmente por el usuario, mediante la manipulación de líneas y densidades del mallado. Así, el mallado final de un proceso de adaptación es reproducible por el usuario sin volver a ejecutar toda la adaptación.

#### 2.8.2.3.3.3 Lista rápida para verificar la precisión

1. ¿Los puertos elegidos modelan correctamente la realidad?
2. ¿Los modos de los puertos y las impedancias de las líneas son los esperados?
3. ¿Los parámetros del material son correctos para toda la banda de frecuencias?
4. ¿El mallado es razonable y suficientemente fino?
5. ¿Todas las señales temporales en una simulación en el dominio del tiempo han decaído casi a cero?
6. ¿Se realizó un estudio de la convergencia?

Y por último, pero no menos importante:

7. ¿El modelo es tan grande o pequeño como en la realidad? (mm en lugar de pulgadas, un cable de 3,2 mm de largo en lugar de 2.3 mm de largo, estas cosas suceden más a menudo de lo que uno piensa)

#### 2.8.2.3.3.4 ¿Cuánta precisión necesito?

La respuesta a esta pregunta depende de la finalidad de la simulación, así como de la fase en el proceso de diseño. Al principio, el diseño aún está lejos del óptimo, y no tiene sentido buscar una solución excesivamente precisa para una variante de diseño que,

probablemente, no se mantenga hasta el final. Se puede configurar la simulación con una malla gruesa y detener la simulación bastante pronto.

Hacia el final del proceso de diseño, cuando se encuentre cerca del objetivo buscado, vale la pena invertir más recursos en una solución más precisa: hacer el mallado más fino y permitir que las señales temporales decaigan totalmente a cero (en una simulación de dominio de tiempo) o establecer el criterio de error para el sistema de ecuaciones lineales a un valor inferior (en una simulación dominio de la frecuencia).

La verificación de las mediciones o resultados analíticos requiere la configuración con mayor precisión posible.

### ***2.8.2.4 Dominio del Tiempo vs Dominio de la Frecuencia***

Como hemos visto, el proceso de simulación en el dominio del tiempo parece ser más complicado en cuanto a los parámetros  $S$  se refiere, pero tiene muchas ventajas. Solo se requiere una simulación para un resultado en banda ancha. Además, podemos beneficiarnos de una propiedad interesante de la transformada de Fourier: La resolución en frecuencia del espectro  $\Delta f$  se relaciona con la longitud de la señal  $t_{max}$  en el dominio del tiempo por el teorema de Nyquist-Shannon para señales de ancho de banda limitado  $\Delta f = 1/2t_{max}$  [78]. Dado que, al final de una simulación en el dominio del tiempo, todas las señales han decaído, idealmente a cero, podemos prolongar la señal añadiendo ceros al final con el fin de aumentar  $t_{max}$ . Esto significa que podemos calcular el espectro con una resolución en frecuencia arbitrariamente fina; y, lo más importante, sin esfuerzo computacional adicional. A diferencia del dominio de la frecuencia, en una simulación temporal, es prácticamente imposible perderse resonancias abruptas dentro del rango espectral requerido.

En una simulación en el dominio del tiempo, una señal tiene que entrar y salir del dispositivo bajo test. En nuestro conector de ejemplo no hay ninguna resonancia; se supone que debe comportarse como una línea de transmisión de banda ancha. Por lo tanto, la simulación se ejecuta rápidamente. Si hubiera resonancias, la señal transitoria las excitaría, y, después de que la señal de excitación se hubiese desvanecido, estas resonancias continuarían resonando mientras su energía decae, según el factor de calidad del dispositivo [Figura 2.77 (a)]. La simulación transitoria se puede terminar cuando se alcanza un estado estacionario, o cuando la señal se puede predecir mediante el uso de técnicas de procesamiento digital de señales. Los métodos en frecuencia no se enfrentan a este problema. Sin embargo, encontrar la frecuencia de resonancia en estructuras de alto  $Q$  puede requerir numerosas simulaciones.

Aunque el espesor finito de algunas metalizaciones es técnicamente relevante, por lo general no se considera en la mayoría de algoritmos. En FEM, su inclusión conduce a un gran número de tetraedros en los bordes, o tetraedros de una pobre calidad. En los métodos en el dominio del tiempo estándar, el espesor se debe muestrear con celdas. Esto no aumenta demasiado el tamaño de la malla. Sin embargo, estas celdas serán muy pequeñas; lo que, a

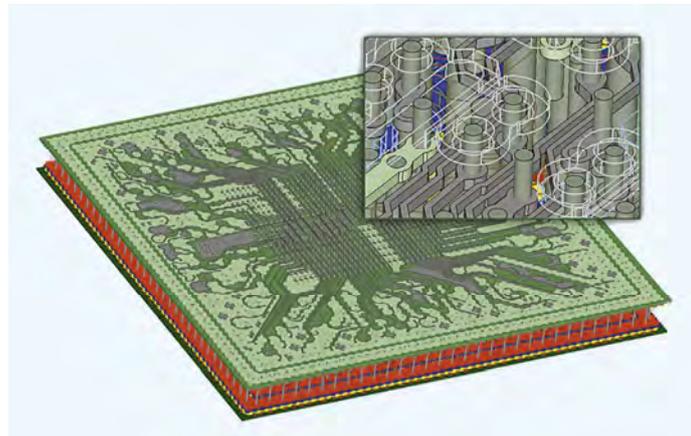
su vez, reducirá el intervalo de tiempo debido al criterio CFL, y por lo tanto, aumentará el tiempo de simulación. Los métodos conformados, como FIT con PBA, aquí no encuentran ningún problema, porque el espesor de la metalización se puede considerar dentro de una celda sin comprometer el intervalo de tiempo. Para láminas dieléctricas delgadas, se dispone de modelos eficientes similares con subceldas [79].

Hay otro rasgo distintivo, el tamaño eléctrico. Los métodos de alta frecuencia ya discutidos son eficaces para tamaños eléctricos de estructuras entre  $1/1.000$  a  $1.000 \lambda$ . El límite inferior de este rango de frecuencia tiene ligeras ventajas de rendimiento en frecuencia. Para el límite superior, sí se vuelven relevantes los requisitos de memoria.

En una estación de trabajo típica actual (16 GB RAM), se pueden abordar tamaños cercanos a  $80 \lambda$  en cada dirección con un método temporal, mientras que con FEM está restringido a unas  $20 \lambda$ . Para tamaños superiores a estos, se recomienda el uso de MLFMM. Ya que está específicamente diseñado para enfrentarse, de manera eficiente, a problemas eléctricamente muy grandes.

Los bajos requisitos de memoria de los métodos en el dominio del tiempo, permiten abordar la solución de estructuras muy ricas en detalles (Figura 2.80).

Como hemos visto, no hay un enfoque que se adapte a todo tipo de aplicaciones. Por lo que es muy práctico que se puedan seleccionar desde la interfaz del simulador varios enfoques diferentes. Y sería aún más práctico, que el software eligiera, por sí solo, el algoritmo que mejor se adapta.



**Figura 2.80 - Esquema completo de un chip IBM© empleado para el análisis de integridad de señal, en onda completa. Consta de 8 capas de metalizaciones y 40.000 entidades geométricas. El encapsulado completo mostrado aquí, en vista total y ampliada, fue importado a CST MWS para un análisis de onda completa. La zona ampliada se resolvió utilizando el enfoque transitorio y en frecuencia (27 millones de nodos de mallado y 5.3 millones de tetraedros, respectivamente). El modelo del chip completo en el método transitorio tenía 640 millones de celdas y 3700 millones de incógnitas [80]. Este nivel de detalle hizo que el uso del método en frecuencia para simular el chip completo fuese inviable. [64]**

### 2.8.2.5 Aceleración Hardware

Hay dos formas de conseguir que las simulaciones empleen menos tiempo de cómputo, una algorítmica (software) y otra, hardware; normalmente se combinan (Tabla 2.6). De las técnicas de aceleración hardware (Tabla 2.7), las que más nos interesan son el *Multithreading*, y el *GPU Computing*, aunque se describen brevemente las cuatro por completitud.

#### 2.8.2.5.1 Computación distribuida

La computación distribuida es un método eficaz para ejecutar múltiples tareas de simulación independientes como los barridos paramétricos en un *cluster* de ordenadores. Es ideal para la simulación en paralelo de excitaciones en múltiples puertos (con *transient solver*), o múltiples puntos de frecuencia (con el método en el dominio de la frecuencia). El elemento central, el Controlador Principal, distribuye múltiples tareas de simulación independientes entre diferentes ordenadores (*Solver Servers*), seleccionando automáticamente el ordenador con el hardware más adecuado para la simulación. También puede controlar varios *Solver Servers* con una mezcla de tarjetas GPU y diferente RAM.

#### 2.8.2.5.1 MPI Computing

Al contrario que en la computación distribuida, el *MPI (Message Passing Interface) computing* requiere un *cluster* de ordenadores de alto rendimiento con alta velocidad, e interconexión de baja latencia como InfiniBand®. Sin embargo, los beneficios de aceleración proporcionadas por el *MPI computing* pueden ser inmensos, y es la única manera de simular modelos extremadamente grandes que exceden los límites de una sola máquina.

Con el *MPI computing*, el modelo a simular se descompone en varios dominios, y la carga de trabajo se divide entre los nodos del clúster. Como los cálculos en cada dominio no son independientes, los equipos del clúster necesitan transferir grandes cantidades de datos entre dominios de simulación; de ahí la necesidad de una interconexión dedicada de alto rendimiento.

#### 2.8.2.5.2 Cloud Computing

El hardware de alto rendimiento para acelerar simulaciones, puede ser una inversión significativa para una compañía o grupo de investigación. Por ejemplo, el coste de un clúster de cálculo MPI no se limita a la compra del hardware. También hay que considerar el coste de instalación, la necesidad de un técnico cuyo trabajo sea mantener el sistema, formar a los usuarios y la rápida obsolescencia de estos equipos *HPC (High Performance Computing)*.

Para los clientes con grandes cargas de trabajo, un clúster MPI puede ser una inversión que valga la pena, pero para empresas pequeñas, las simulaciones ocasionales probablemente no justifiquen este gasto. Para estos usuarios, el *cloud computing* ofrece una forma de acceder al mundo del *HPC*. En lugar de utilizar los recursos informáticos de forma local, se pueden subir los modelos a un clúster propiedad de un proveedor de *cloud*

*computing* como Bull™ o Nimbix™, que dispongan del software licenciado para ello. Luego se contrata por el tiempo de uso para realizar los cálculos, y cuando están completos, se ven los resultados con una sesión de visualización o se descargan. Puesto que solo se paga por el tiempo que se está utilizando el clúster, la computación en nube puede ser muy económica para trabajos ocasionales.

El flujo de trabajo de computación en la nube es simple, y no difiere en gran medida del flujo de trabajo habitual al que estamos familiarizados. El portal de Nimbix™ ([www.nimbix.net](http://www.nimbix.net)), **donde se realizaron algunas de las tareas de este proyecto**, permite gestionar los datos, licencias y tareas de simulación a través de una sencilla página web, e iniciar una sesión de visualización. Esto abre una ventana con la interfaz de CST SUITE STUDIO, que permite controlar y visualizar la simulación como aparecería si se ejecutara en nuestra propia estación de trabajo.

La seguridad es, por supuesto, una preocupación clave para muchas empresas, así que los datos se pueden transferir mediante un canal seguro con HTTPS y, cuando sea posible, una VPN.

Los *cluster* de *cloud computing* están equipados para aprovechar todas las características de *HPC* (procesadores de varios núcleos, tarjetas GPU e interconexiones de alta velocidad). Estas características se pueden activar utilizando *tokens* de aceleración de la misma manera que para los recursos locales, con licencias específicas, de incluso una semana de duración.

En el ANEXO C1 y C2, se puede ver una traza de la información intercambiada con NIMBIX durante una simulación en la nube.

#### 2.8.2.5.3 Multithreading

Casi todas las estaciones de trabajo modernas están equipadas con CPUs de varios núcleos; y, a menudo, incluso con varias CPUs en la misma máquina, permitiendo la ejecución de cálculos en paralelo. Para sacar todo el partido a esta técnica, los algoritmos deben estar perfectamente paralelizados y mostrar una buena escalabilidad con el número de núcleos (Figura 2.84). El límite del rendimiento con *multithreading* viene dado por el cuello de botella que se forma al competir los diferentes núcleos por el acceso a la memoria del sistema. Este efecto se produce, sobre todo, con el *transient solver* que se ha empleado en este proyecto (Figura 2.85).

#### 2.8.2.5.4 GPU Computing

Los métodos en el dominio del tiempo como FDTD o FIT son paralelos por naturaleza. Implementados en la arquitectura de cálculo paralelo *CUDA™* (*Compute Unified Device Architecture*) desarrollada por NVIDIA, el algoritmo *transient solver* de CST® se acelera de forma significativa debido en primer lugar, al enorme ancho de banda de memoria de la

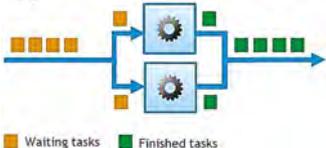
Software	Hardware
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Algoritmos eficientes más</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Usar mejor hardware (más rápido) donde ocurra el cuello de botella.</li> </ul> 
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Estrategias “divide y vencerás”</li> </ul>	<p>Enfoque 1: Hacer la unidad más rápida</p> 
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Emplear campos como fuentes...</li> </ul>	<p>Enfoque 2: Paralelización</p>  <p>Waiting tasks Finished tasks</p>

Tabla 2.6 – Técnicas de aceleración: Software vs Hardware.



Tabla 2.7 - Técnicas de aceleración hardware.

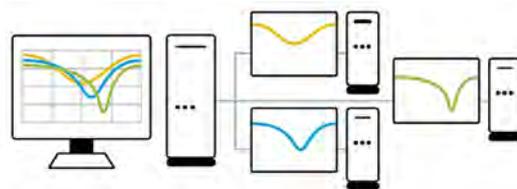


Figura 2.81 - Esquema de computación distribuida.

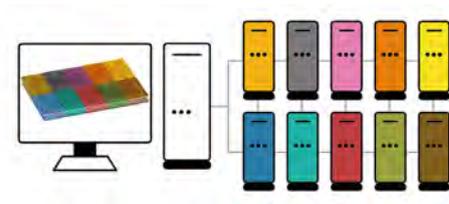


Figura 2.82 - Esquema de computación MPI (*Message Passing Interface*).

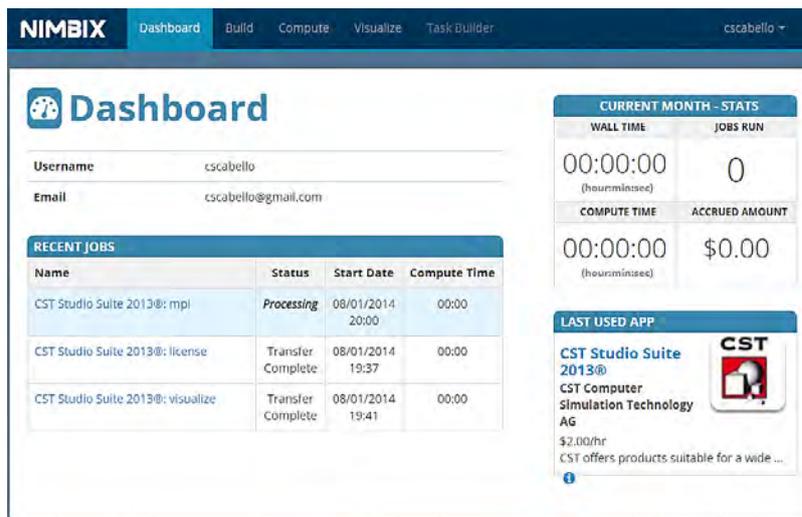


Figura 2.83 - Panel de control de NimbiX™, proveedor de CST Studio para *cloud computing*.

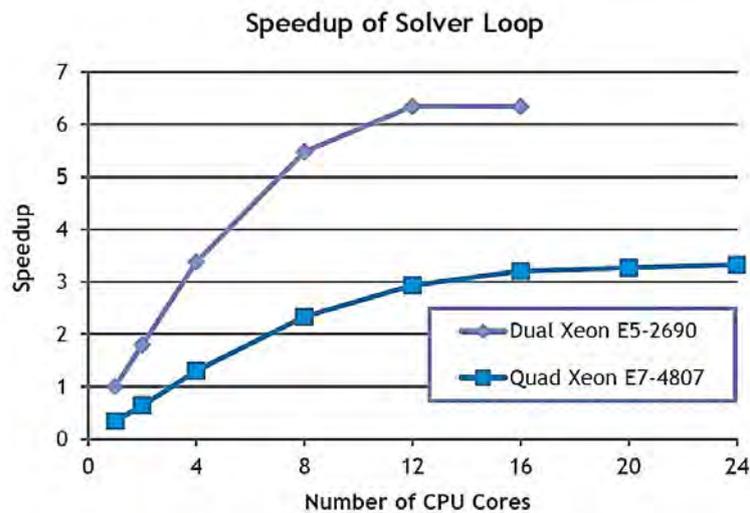
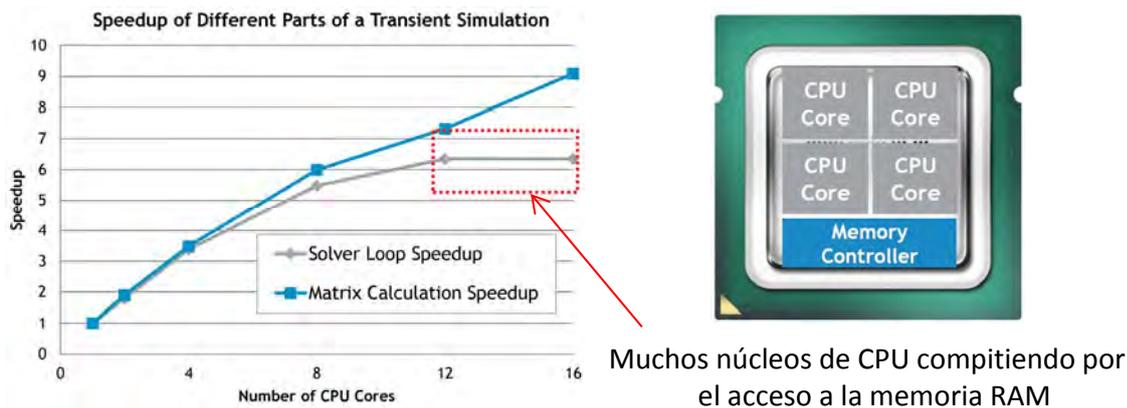


Figura 2.84 - Escalabilidad respecto al número de núcleos utilizados del procesador. Los Sandy Bridge EP (Intel Xeon E5) muestran una excelente escalabilidad hasta 12 *cores*, donde se estancan.



**Figura 2.85 - Límite de rendimiento con *multithreading*.** El cuello de botella que limita el rendimiento del *transient solver* es el ancho de banda de memoria<sup>8</sup> del sistema (*i.e.* cómo de rápido se puede leer/escribir a la RAM). Una forma de ensanchar este cuello de botella es con *GPU computing*.

GPU. Por comparar, el ancho de banda de memoria de la **tarjeta empleada en este proyecto**<sup>9</sup> alcanza los 288 GBytes/s, mientras que el de la memoria RAM instalada en nuestra estación de trabajo<sup>10</sup>, arroja cifras de 29 GBytes/s. La aceleración con GPU, como vemos, es de casi 10 veces.

Usando varias tarjetas GPU, se pueden acelerar modelos de cientos de millones de celdas a velocidades sin precedentes. El *GPU computing* también se puede combinar con computación *MPI* para acelerar la simulación de modelos con un número extremo de celdas.

Las características que ocupan mayor cantidad de memoria en la GPU son: los materiales dispersivos, metales con pérdidas y las condiciones de contorno de espacio libre.

#### 2.8.2.5.5 Las ventajas de acelerar FDTD/FIT mediante GPU

En primer lugar, algoritmos como FDTD o FIT son paralelos por naturaleza y tienen una larga trayectoria de aceleración por hardware. Cuando se actualiza el campo E de una rejilla en el intervalo de tiempo  $n+1$  en el algoritmo FDTD, todo lo que necesitamos es el valor del campo E en el paso  $n$  y el valor del campo H en el paso  $n+1/2$  de la malla

<sup>8</sup> El ancho de banda de memoria es la velocidad a la que un procesador puede leer o escribir datos en una memoria de semiconductor. Se expresa en bytes/s y se calcula como el producto de la frecuencia de reloj por los bytes transferidos por ciclo de reloj.

<sup>9</sup> Aceleradora GPU NVIDIA<sup>®</sup> TESLA<sup>®</sup> K40c, basada en la arquitectura NVIDIA Kepler<sup>™</sup>.

<sup>10</sup> 2x8GB DDR3-2400 en plataforma *dual channel*. El máximo ancho de banda de memoria alcanzado en la práctica en plataformas DDR4-2133 *quad-channel*, es de 53.5 GB/s.

adyacente. El proceso de actualización de una etapa no requiere un orden espacial, por lo que es adecuado para la computación con GPU ya que los hilos de la GPU son altamente paralelos.

Además, el cálculo de instrucciones FDTD se adapta a la capacidad de cálculo de la GPU. La arquitectura de las GPU está especialmente optimizada para instrucciones en coma flotante. A diferencia de enfoques en frecuencia como MoM, FDTD no requiere operaciones matriciales ni operar con números complejos, por lo tanto, se adapta especialmente al cálculo con GPU.



# Capítulo 3

## Microstrip Gap Waveguide:

### Caracterización, impedancia característica y estudio de pérdidas

---

Con el fin de obtener las características de propagación de la guía *microstrip-gap*, se realiza un estudio numérico en términos de diagrama de dispersión e impedancia característica.

#### 3.1 El diagrama de dispersión

Puesto que la superficie o condición de contorno *PMC* no es realizable, debemos buscar una estructura que simule su funcionamiento, *i.e.*, un *AMC (Artificial Magnetic Conductor)*. Para ello, nos apoyamos en los conceptos teóricos vistos en el capítulo 2.

En nuestra superficie AMC se utilizarán tornillos comunes de métrica 2 (modelados como cilindros) como celda unidad, y sustrato Rogers RO4003C™ (material incluido en la librería de materiales de CST), cuyos parámetros de diseño son:  $\epsilon_r = 3.55$ ,  $H = 0.813$  mm,

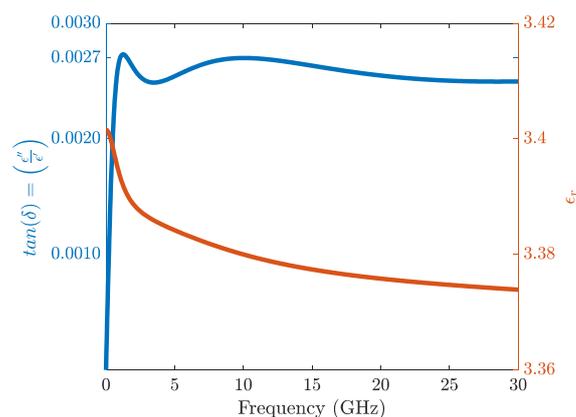


Figura 3.1 - Modelo de dispersión eléctrica del RO4003C™ empleado.

$\tan\delta(@10\text{GHz}) = 0.0027$ , y las pérdidas se ajustan mediante un modelo de Debye multipolo, de tercer orden (ver Figura 3.1). Se buscan las dimensiones que permitan el paso de las frecuencias de los filtros a implementar, para lo cual se hace un estudio paramétrico en función de la longitud del tornillo y su espaciado. De [55] sabemos que para unos parámetros fijos del radio y longitud de los pines cilíndricos, el ancho de banda de la *stopband* (en concreto, la frecuencia de corte superior) aumenta a medida que disminuyen la separación entre pines, y la altura del *gap*, lo cual comprobamos en la Figura 3.2. Pero, como veremos más adelante, un periodo elevado, hará muy costoso en la práctica el diseño de circuitos en esta tecnología, pues la impedancia característica de líneas *microstrip-gap* varía mucho dependiendo de si bajo ella se encuentran filas de pines, o no [56]; lo que obligará a emplear costosas técnicas de optimización en términos computacionales e incluso al empleo de técnicas de aceleración hardware.

En primer lugar, modelamos el pin bajo el substrato como un cilindro; a continuación, se cierra esta estructura con una columna de aire de 1 mm de grosor, que será nuestro *gap* de propagación. Como la periodicidad se produce sobre los ejes X y Z, se deberán seleccionar unas condiciones de contorno periódicas en esos ejes. De esta forma, se consigue simular la condición periódica que tiene la EBG. El eje Y puede fijarse como pared eléctrica, de ahí que no sea necesario incluir en el diseño de la celda el plano de masa. Se necesitarán dos variables, una fase correspondiente al eje X y otra correspondiente al eje Z. Para cada punto del espacio en cada dirección se van a ir obteniendo las frecuencias correspondientes a cada modo; y, de esta forma, se van a definir los diagramas de dispersión. El material utilizado en la simulación es conductor eléctrico perfecto sin rugosidad.

Haciendo uso de la macro en VBA (*Visual Basic*) del Anexo B y el *Eigenmode solver* de CST, se comprueba que mantener fija la longitud del tornillo, *e.g.*, a 5 mm, y reducir el periodo desplaza levemente la *stopband* hacia frecuencias superiores manteniendo prácticamente el ancho de banda. El parámetro que más afecta es la longitud del tornillo.

También se realiza un estudio paramétrico en función del *gap*, cuyo resultado se muestra en Figura 3.2

Figura 3.3 muestra los ajustes finales para diseñar una *stop-band* centrada en 30 GHz —diseño para el estudio de pérdidas— y otra en 11 GHz —diseño para fabricación a 10–12 GHz. En ambos casos se permite una cierta holgura o margen de error, que previsiblemente se introducirá en la fase de fabricación.

### 3.2 Configuración de los puertos numéricos

El diseño numérico de guías de onda *microstrip-gap* se complica porque aún no existen puertos en los simuladores electromagnéticos comerciales que manejen su periodicidad longitudinal [39, 81]. Los *waveguide ports* disponibles en CST se han agregado a la *microstrip-gap* usando el mismo método que para líneas microstrip tradicionales. Los puertos discretos en CST no consiguen tan buena adaptación [82]. Además, se observó que la localización de la interfaz para el puerto y su tamaño se debía manejar con cuidado. Se realizó un estudio paramétrico sobre  $k_1, k_2$  y  $g_1$ , que definen el tamaño y localización del puerto y se llegó a conclusiones similares a las de [81]. El criterio de selección fue conseguir el mínimo coeficiente de reflexión dentro de la *stopband*. Los mejores resultados de adaptación del puerto a la *microstrip-gap* se obtienen para  $k_1 = 2 \cdot per$ ,  $k_2 = \frac{pin}{2}$  y  $g_1 = \frac{per}{4}$ , donde *per* es el espaciado entre pines y *pin* la altura de los mismos (curva 01 de la Figura 3.4).

Como se predijo en los diagramas de dispersión, la *stopband* comienza en 8 GHz y llega a unos 16 GHz, margen suficiente para nuestro diseño de fabricación (10/12 GHz). En el mejor caso (**curva 1** de Figura 3.4), obtenemos un coeficiente de reflexión  $S_{11} < -25$  dB en toda la *stopband*. Esto muestra que los puertos están razonablemente bien adaptados a la guía *microstrip-gap*. Y unas pérdidas para todos los casos a estudio inferiores a 0.2 dB. Las simulaciones se han realizado con PEC como metal, teniendo en cuenta únicamente las pérdidas del dieléctrico, y con las condiciones de contorno de simetría magnética y condiciones absorbentes como se puede ver en la Figura 3.4; por lo que también se incluyen en la simulación las escasas pérdidas causadas por radiación y ondas de superficie.

La naturaleza periódica del coeficiente de reflexión viene de la interferencia entre las dos reflexiones que se producen en cada extremo de la guía. Como dato, de la curva número 6 de la Figura 3.4, se puede obtener fácilmente el coeficiente de reflexión que se produce en cada extremo, mediante la fórmula (2.138) de [83], puesto que tenemos reflexiones pequeñas en la banda de interés. Esto significa que cada transición de la guía tiene un coeficiente de reflexión en torno a -24 dB.

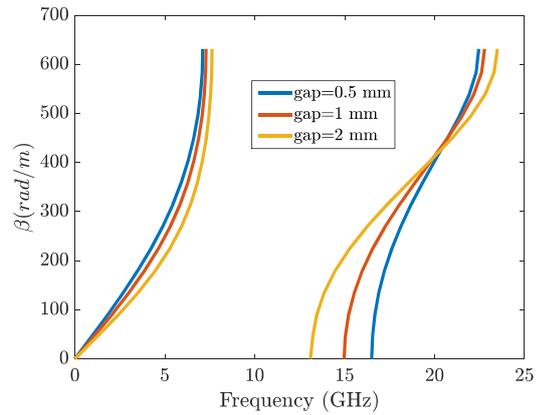
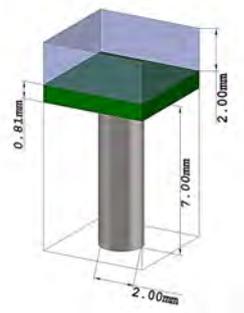


Figura 3.2 - Estudio paramétrico de la *stopband* en función de la altura del *gap*, fijados longitud y periodo de los pines.

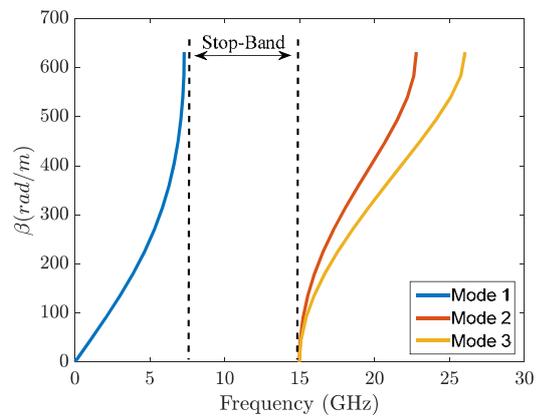
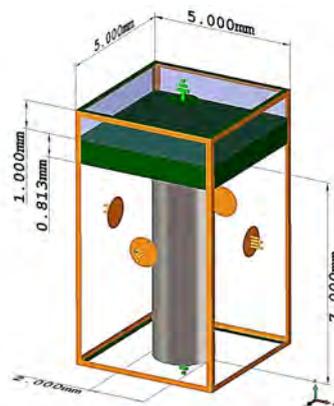
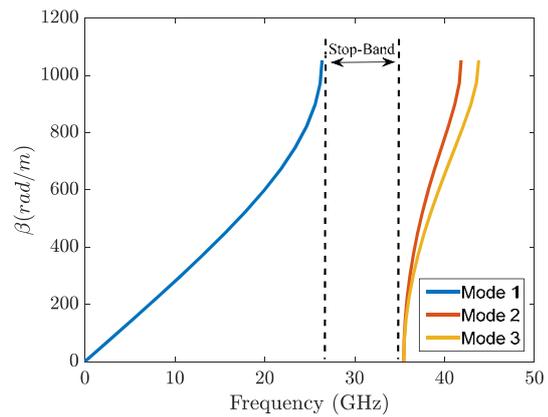
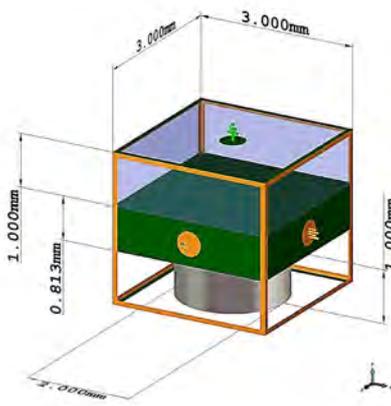


Figura 3.3 - Diagramas de dispersión para dos diseños de AMC, ambos con altura del *gap*=1mm (período=3mm, pin=1mm), arriba; y (período=5mm, pin=7mm), debajo.

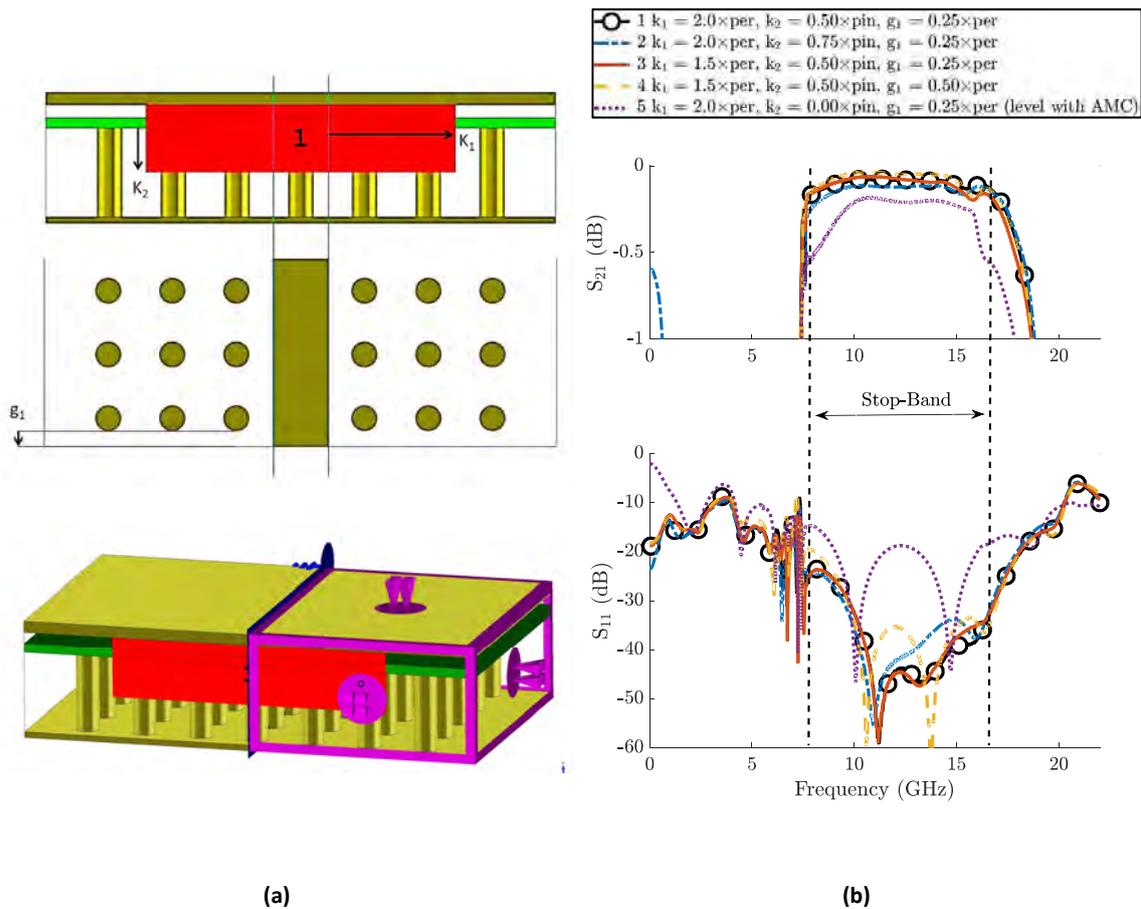


Figura 3.4 – (a) Parámetros bajo estudio en el puerto numérico y condiciones de contorno empleadas. (b) Parámetros S simulados para diferentes geometrías de puerto con la línea microstrip-gap (de 50  $\Omega$ ) directamente sobre una fila de pines (debajo dcha.).

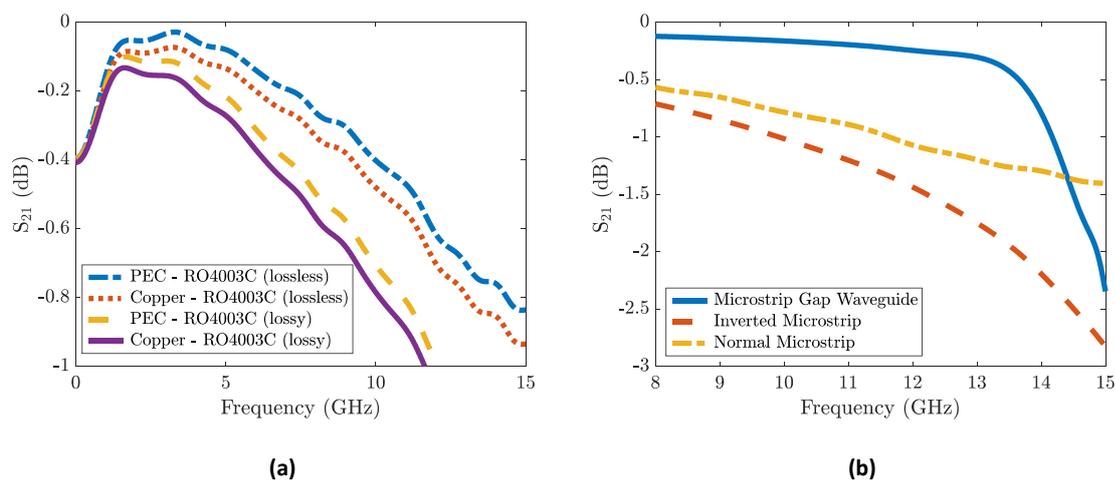
### 3.3 Estudio de pérdidas

El estudio se realizó en la banda de 11 GHz, ya que, no fue posible diseñar un puerto numérico de calidad a frecuencias de 30 GHz. Este problema se podría sortear con un diseño de transiciones en configuración *back-to-back* [84], pero esto se deja para futuros trabajos.

#### 3.3.1 Pérdidas en *Microstrip*

Las líneas microstrip son de las más utilizadas en circuitos integrados de microondas [85], además de las líneas coplanares. A las pérdidas en una microstrip contribuyen tanto el conductor como el dieléctrico. Además, hay pérdidas por radiación debido a discontinuidades (como circuitos abiertos, cortocircuitos, y curvas) y pérdidas debidas a ondas de superficie [85]. Estas últimas, en particular, son muy relevantes para sustratos de gran espesor. Las pérdidas dieléctricas en sí mismas no dependen del espesor del sustrato ni de sus dimensiones, mientras que las pérdidas del conductor se reducen de forma inversamente proporcional a la anchura de línea (para una impedancia de línea constante).

Las pérdidas de los conductores incluyen la conductancia real del material, las pérdidas por el efecto piel (que dependen de la frecuencia), y las pérdidas debidas a la rugosidad de la superficie (arañazos y golpes aleatorios) [86]. El espesor de piel y el efecto global de la conductividad también dependen del tipo de protección empleada contra la oxidación que forma la pátina verdigris sobre superficies de cobre.



**Figura 3.5 – (a) Coeficiente de transmisión  $S_{21}$  simulado de línea *microstrip* normal, doblemente acodada a 90° con conductor (con/sin pérdidas) y dieléctrico (con/sin pérdidas). (b) Coeficiente de transmisión  $S_{21}$  simulado de *microstrip* normal, *inverted microstrip* y *microstrip-gap* con cobre como conductor y RO4003C como dieléctrico.**

Figura 3.5 (a) muestra un ejemplo de las pérdidas sufridas por una línea *microstrip* de 7 cm de longitud con dos codos de 90° cuando se realizan con diferentes combinaciones de materiales. Obviamente, el mejor caso es cuando el conductor es un conductor eléctrico perfecto (PEC) y el material dieléctrico es sin pérdidas. Los casos de sustrato "sin pérdidas" en este y posteriores gráficos son modelados simplemente mediante el establecimiento de la tangente de pérdidas del material a cero. El coeficiente de transmisión para este caso "PEC y sustrato sin pérdidas" es aproximadamente 0,41 dB a 10 GHz. Puesto que los materiales son ideales, en este caso las únicas contribuciones a las pérdidas son debidas a las ondas de superficie y la radiación en los codos, ya que se normaliza por las pérdidas de desadaptación mediante:

$$\tilde{S}_{21}(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left( \sqrt{\frac{S_{21}^2}{1 - S_{11}^2}} \right) \quad (3.1)$$

Las pérdidas aumentan en 0,30 dB si utilizamos dieléctrico con pérdidas en lugar de su modelo ideal. Juntando todo, el dieléctrico con pérdidas y el cobre dan unas pérdidas de casi -0.78 dB a 10 GHz; que no es mucho, pero se ve claramente la tendencia que sigue en función de la frecuencia. Este ejemplo muestra que las pérdidas debidas al dieléctrico son

mucho mayores que la combinación de pérdidas del conductor, ondas de superficie y radiación, aun empleando un sustrato de bajas pérdidas como el RO4003C.

### 3.3.2 Comparación entre *Microstrip*, *Inverted Microstrip* y *Microstrip-Gap*

De forma similar, la *inverted-microstrip* se puede emplear como línea de bajas pérdidas [87]. Figura 3.5 (b) muestra los parámetros S simulados de una línea *microstrip* y una línea *inverted-microstrip* de igual *gap* de aire y longitud que la de una *microstrip-gap*. El ancho de la línea, es el necesario para tener  $50 \Omega$  en las tres tecnologías; 1,77 mm para *microstrip* y aproximadamente 4,3 mm para los otros dos casos. El espacio de aire (*gap*) es 1 mm en *inverted-microstrip* y *microstrip-gap*. Se puede ver claramente que, en el rango de la *stopband* de la *microstrip-gap*, esta presenta pérdidas mucho menores. Una forma de visualizar el confinamiento de la energía electromagnética en estos tres tipos de líneas de transmisión analizadas, se puede ver en la Figura 3.6.

La tecnología GWG tiene ventajas principalmente a frecuencias milimétricas. Sin embargo, la versión *microstrip-gap* se puede utilizar para reemplazar la tecnología *microstrip* ordinaria incluso a frecuencias menores en diseños donde las pérdidas son críticas, como es el caso de un diplexor.

En Figura 3.6 también se puede observar que para una misma frecuencia, *i.e.*, 10 GHz, la longitud de onda guiada  $\lambda_g$  en *inverted-microstrip* y *microstrip-gap* es mayor que en *microstrip normal* ( $\epsilon_{\text{eff}} = 2.77$ ). Esto es debido a que los campos van principalmente por el *gap* de aire ( $\epsilon_{\text{eff}} = 1.2$ ), lo que también explica que las líneas sean más anchas para la misma impedancia característica de  $50 \Omega$  (4.3 mm vs 1.77 mm).

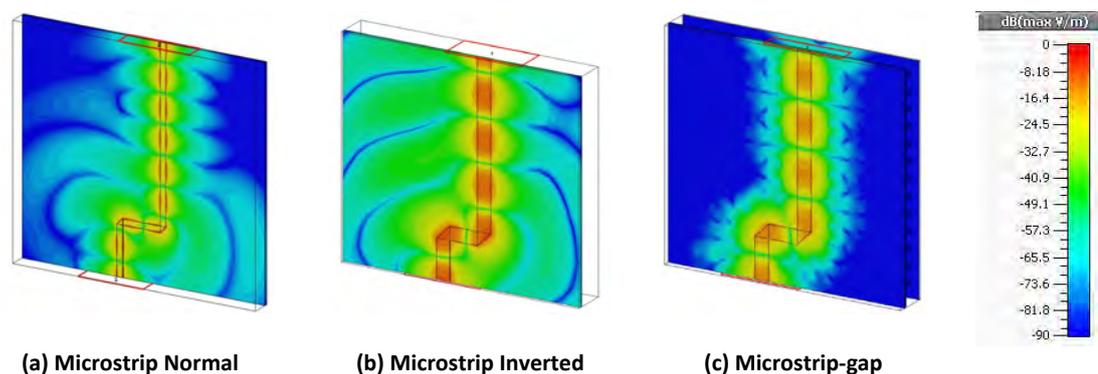


Figura 3.6 – Confinamiento de la energía EM en tres tecnologías diferentes de línea de transmisión de  $50 \Omega$  con dos codos de  $90^\circ$ . Rampa de color según el valor absoluto del campo eléctrico en dB, normalizado por el máximo en cada caso, hasta  $-90\text{dB}$ , para una frecuencia de 10 GHz y el mismo sustrato de bajas pérdidas Rogers RO4003C en los tres casos.

La anchura de la tira de metal en *microstrip-gap* puede ser más grande que en *microstrip normal* debido a que no tiene problemas con las ondas superficiales y la radiación que aparecen en los circuitos de microstrip normales cuando se usan líneas anchas y sustratos gruesos. Las tiras metálicas más anchas hacen que las pérdidas debidas al conductor sean mucho menores que las de estrechas líneas microstrip; y a altas frecuencias, también facilitan realizar circuitos cuando las tiras de metal son más anchas.

Las pérdidas en *microstrip* e *inverted-microstrip* se pueden reducir si reducimos el grosor del sustrato, de forma que el ancho de las líneas se pueda reducir en un factor de 2 y 4 del de la *microstrip-gap*, pero aun así, la *microstrip-gap* tiene pérdidas menores.

### 3.3.3 Pérdidas en *Microstrip-Gap* en función del dieléctrico

En esta sección, vamos a estudiar el efecto de diferentes dieléctricos sobre las pérdidas de transmisión en *microstrip-gap*. Para ello, hemos elegido cuatro materiales dieléctricos, *i.e.*, RT5880<sup>®</sup>, RO3003<sup>™</sup>, RO4003C<sup>™</sup>, y FR4, mientras se mantiene la misma metalización PEC para la línea y la superficie periódica. En la Tabla 3.1 se resumen la permitividad relativa y la tangente de pérdidas de cada material.

Material	Permitividad Relativa	Tangente de Pérdidas	Grosor estándar utilizado	Grosor metalización
RT5880	2.2	0.0009	0.787 mm	35 μm
RO3003	3.0	0.0010	0.762 mm	35 μm
RO4003C	3.5	0.0027	0.813 mm	35 μm
FR4	4.3	0.0250	0.813 mm	35 μm

Tabla 3.1 - Materiales empleados para la comparación de pérdidas.

Los coeficientes de transmisión, mostrados en Figura 3.7 (a), indican claramente que las pérdidas se incrementan con la permitividad y la tangente de pérdidas. Por lo tanto, el material dieléctrico tiene un efecto significativo en las pérdidas, incluso si tratamos líneas de tipo *microstrip-gap* que tiene los campos principalmente en el espacio de aire.

Figura 3.7 (b) muestra el coeficiente de transmisión de la *microstrip-gap* doblemente acodada usando FR4 como dieléctrico.  $S_{21}$  para el material sin pérdidas es de aproximadamente  $-0.2$  dB. Igual que en Figura 3.5 (a), a estas frecuencias en *microstrip-gap*, la principal contribución a las pérdidas es el material dieléctrico (FR4 es un material con pérdidas de muy bajo coste), a pesar de que tiene tiras de metal más anchas. Esto demuestra una de las principales ventajas de utilizar la *microstrip-gap*: se pueden fabricar circuitos con metalizaciones más anchas que en *microstrip normal*, y así, reducir significativamente la atenuación a lo largo de la línea.

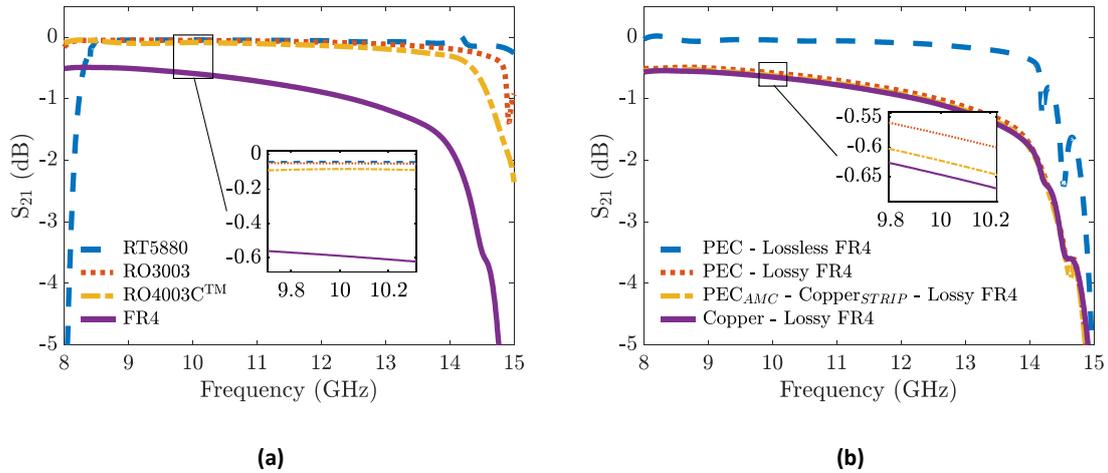


Figura 3.7 – (a) Coeficiente de transmisión simulado  $S_{21}$  de *Microstrip-Gap* doblemente acodada a  $90^\circ$  con metalización PEC para diferentes dieléctricos. (b) Coeficiente de transmisión simulado  $S_{21}$  de la misma *Microstrip-Gap* con conductor (con/sin pérdidas) y dieléctrico FR4 (con/sin pérdidas).

### 3.4 Transición a SMA

#### 3.4.1 Modelado del conector SMA

Los conectores SMA (*Sub-Miniature A*) [88] se utilizan mucho en instrumentación de microondas. El modelado del conector SMA se descuida, o bien, en la simulación junto con el dispositivo bajo test (*DUT*) o al aproximarlos por un modelo incorrecto que modele sus características [89]. En este apartado, se investiga el modelado del conector SMA por un cable coaxial lleno de teflón. En [90] se encontró que modelar la parte interior del conector SMA con un cable coaxial es apropiado en ausencia de un campo electromagnético fuera del conector SMA. Sin embargo, si un campo electromagnético está presente, entonces es obligatorio modelar la estructura exterior que incluya un receptáculo (cuando exista).

La estructura del conector SMA empleado se muestra en Figura 3.8 y Figura 3.9.

De la teoría de líneas de transmisión [23], sabemos que a altas frecuencias podemos aproximar la impedancia característica de una línea por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j2\pi fL}{G + j2\pi fC}} \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.2)$$

Y así, obtener la correspondiente a una línea coaxial en función de la relación entre diámetros y la constante dieléctrica  $\epsilon_r$  como:

Características SMA:

- Impedancia: 50 Ω.
- Rango de frecuencia hasta 18 GHz (la versión extendida hasta 26.5 GHz).
- Las dimensiones de la interfaz SMA (Plug/Jack) siguen los siguientes estándares:
  - Internacional: **IEC 60169-15.**
  - Europa: **CECC 22110.**
  - USA: **MIL-C-39012 SMA, Interface MIL-STD-348B/310.**

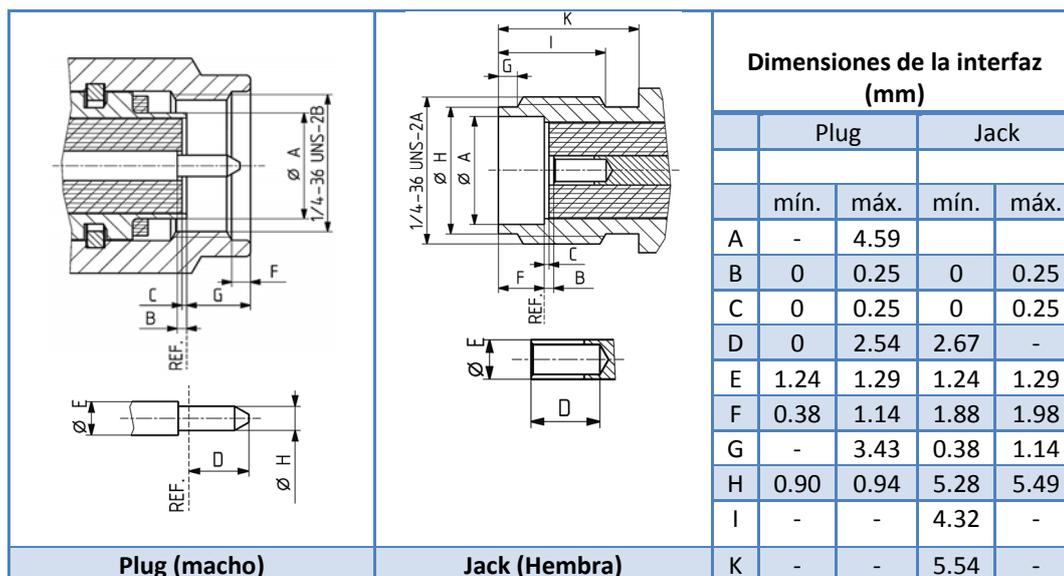
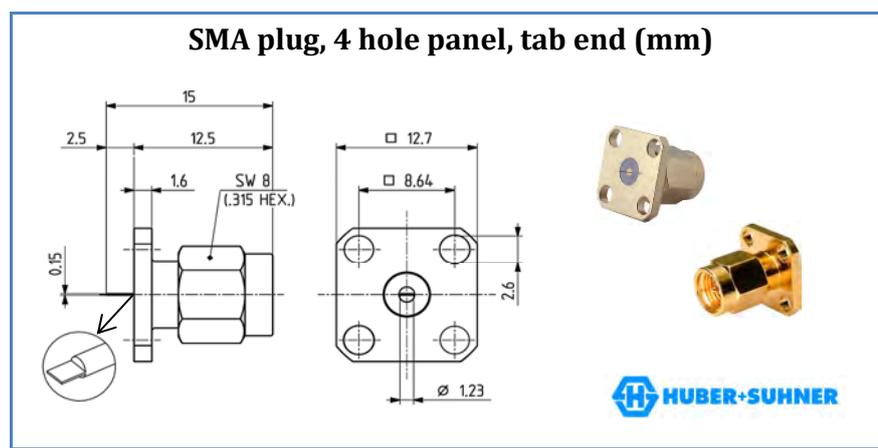


Figura 3.8 - Dimensiones interfaz SMA (según normativa).



Piece part	Base material	Plating
Centre Contact	Copper Beryllium Alloy	Gold Plating (Nickel underplated)
Outer Contact	Copper Beryllium Alloy	Gold Plating (Nickel underplated)
Body	Copper Beryllium Alloy	Gold Plating (Nickel underplated)
Insulator	PFA / PTFE	
Coupling Nut	Bronze	Gold Plating (Nickel underplated)
Gasket	VMQ (Silicone rubber)	

Figura 3.9 - Dimensiones y materiales del SMA de montaje en PCB del fabricante Huber&Suhner™.

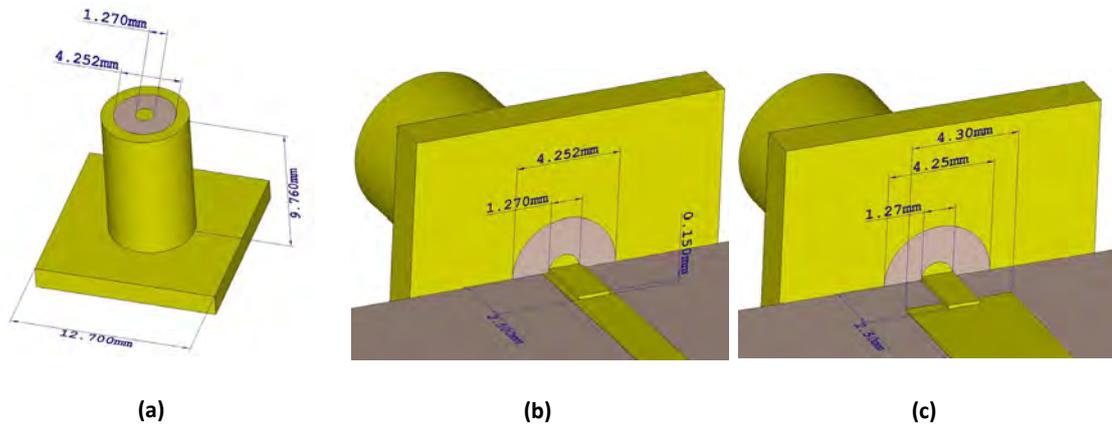


Figura 3.10 – (a) Estructura del modelo de conector SMA. (b) Transición a Microstrip Normal de 50 Ω. (c) Transición a Microstrip-Gap de 50 Ω (Tapa metálica superior eliminada para facilitar la visualización).

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left( \frac{D}{d} \right) \quad (3.3)$$

donde  $D$  y  $d$  son el diámetro interior del conductor exterior, y el diámetro del conductor interno, respectivamente.

Sabemos de la normativa antes mencionada que el dieléctrico de un conector SMA es PTFE (Teflón<sup>®</sup>) ( $\epsilon_r = 2.1$ ,  $\tan \delta = 0.0002$ ) y su  $Z_0 = 50 \Omega$ . Así, podemos modelar el conector SMA como un simple tramo de 9.76 mm de cable coaxial (hasta el plano de referencia del puerto) de relación entre diámetros  $D/d = 3.30$ , PTFE como dieléctrico y oro como conductor. Es una aproximación suficientemente precisa ya que no existen campos en el exterior de la estructura [90].

Como podemos ver en Figura 3.11, es importante que entre el plano de contacto del SMA y la primera fila de tornillos exista una distancia  $d$ , comprendida entre:  $\frac{per}{2} < d < per$ . De esta forma, se evita que se forme una especie de “guía de ondas” entre el panel de montaje y la primera fila de clavos que canaliza parte de la potencia excitada en el conector hacia el plano de masa del AMC.

### 3.4.2 Balance de potencia incluyendo el conector SMA en *Microstrip Normal, Inverted y Gap*.

Un *waveguide port* en CST recibe, por defecto, una potencia de entrada de 1 Watt (de pico) en toda su interfaz, de manera que la amplitud del campo cambia con el tamaño del puerto. Para cada puerto con excitación activa, la potencia estimulada se calcula a partir de la potencia que entrega el generador de señal al puerto. La suma de todas las potencias estimuladas por puerto se muestra como "Power Stimulated" (Figura 3.12). Se debe tener en cuenta que para un *waveguide port* las amplitudes pueden ajustarse individualmente para cada modo. Así, si hay  $N$  modos excitados, el puerto se excita con una potencia:

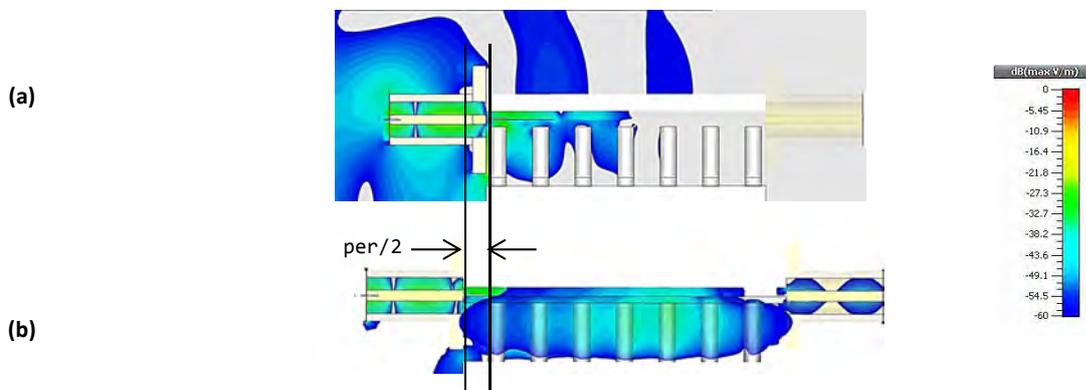
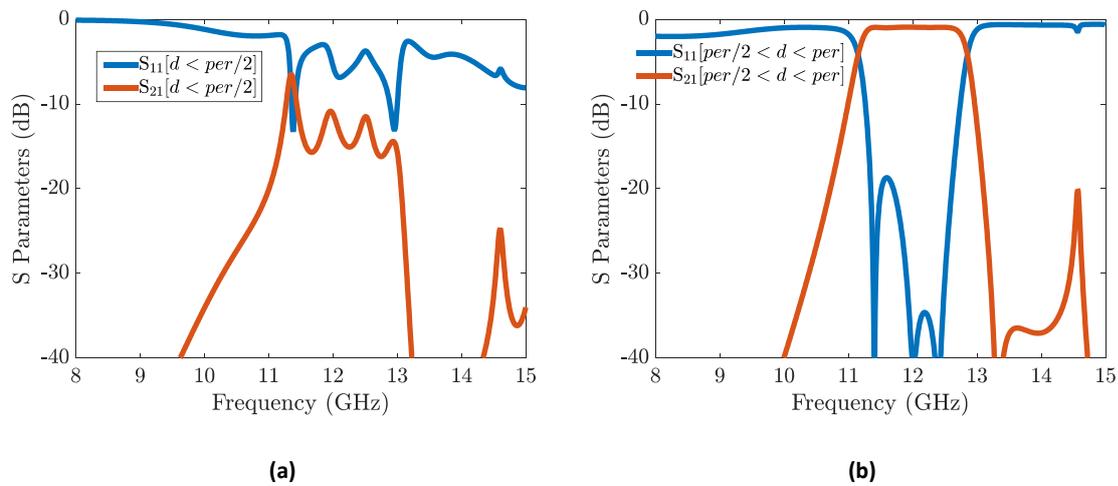


Figura 3.11 - (a) Desadaptación en el filtro de 12 GHz con AMC por la reflexión de potencia en el panel de montaje del SMA cuando la distancia de este a la primera fila de clavos es inferior a medio periodo. (b) Adaptación óptima. Valores de campo eléctrico en valor absoluto (dBmax hasta -60dB).

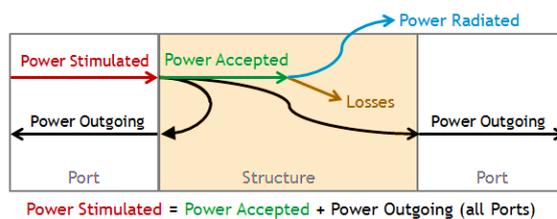


Figura 3.12 – Balance de potencia. Terminología empleada por CST.

$$P_{stim}^{port} \stackrel{def}{=} \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N (Ampl.)_n^2 \quad (3.4)$$

de ahí, que en Figura 3.13 aparezca normalizado a 0.5 Watt, pues solo estamos teniendo en cuenta un modo, el cuasi-TEM.

En Figura 3.13 se pueden ver las diferentes contribuciones a las pérdidas en las tres versiones de *microstrip* bajo análisis: *normal*, *inverted* y *gap-waveguide*. Vemos que las pérdidas por radiación a 20GHz en la versión *inverted* casi duplican a las de *microstrip normal* a la misma frecuencia. También se pueden observar unas pérdidas mínimas dentro de la *stopband* en la versión *microstrip-gap*, así como la no existencia de ondas superficiales ni radiación.

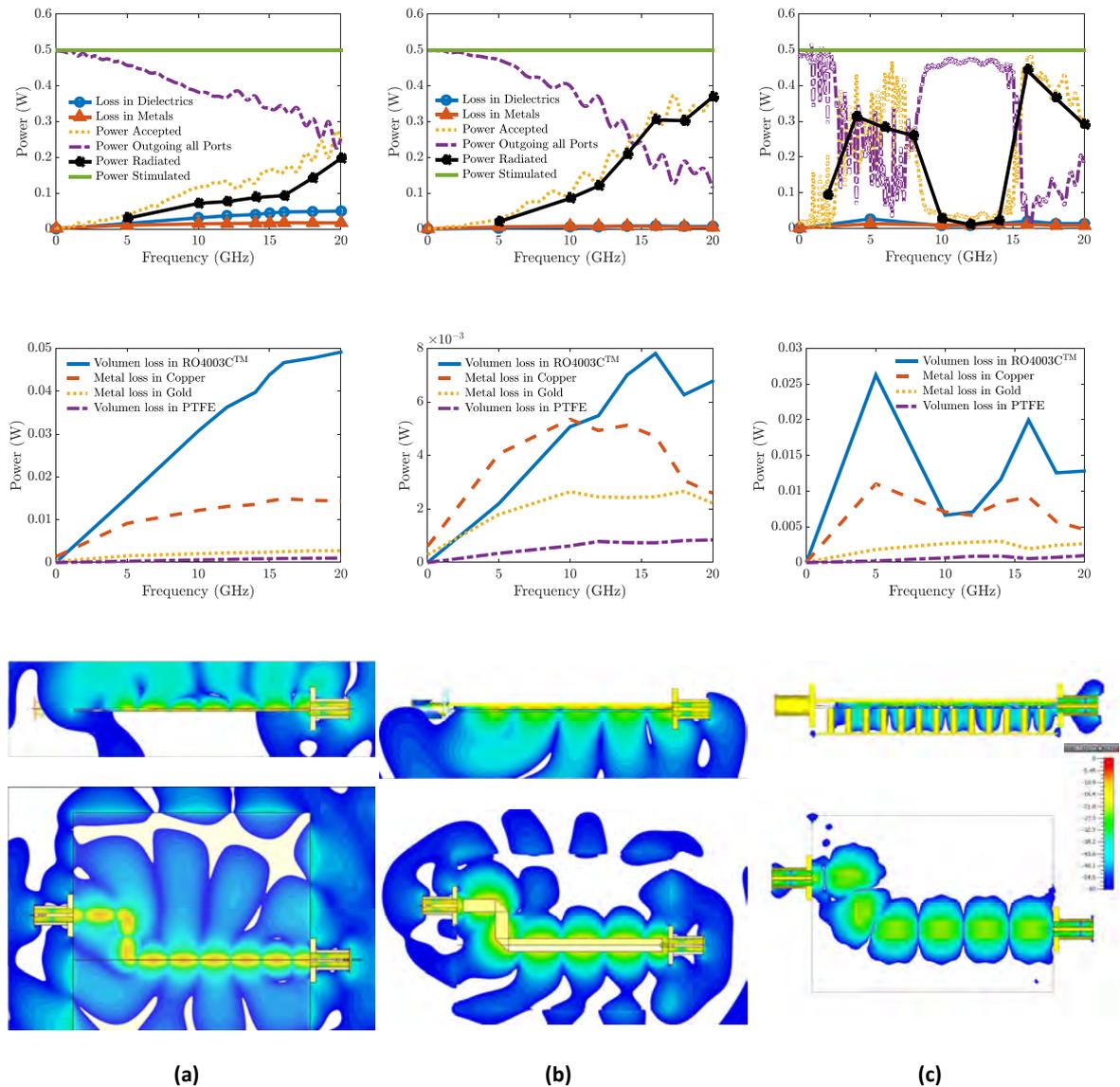


Figura 3.13 – Balance de potencia en línea doblemente acodada con sustrato Rogers RO4003C™ en tecnologías: (a) *Microstrip Normal* (b) *Microstrip Inverted* (c) *Microstrip-Gap*. Debajo, detalle de pérdidas por materiales, ondas de superficie y radiación a 10 GHz, valores de  $E$  ( $abs, dBmax$ ) inferiores a  $-60dB$  ocultos en blanco.

### 3.5 Efecto de la densidad del AMC

La estructura periódica se diseñó según se describe en [55], pero una vez que se determinó la altura de los pines, se llevó a cabo un estudio paramétrico sobre el período más adecuado de entre los que crean una *stopband* entre 8 y 16 GHz. Para llevarlo a cabo, uno de los filtros del diplexor se tomó como "circuito de pruebas". Los resultados presentados en Figura 3.14 muestran que una red más densa de pines proporciona un comportamiento más próximo al de PMC ideal, y consecuentemente reduce las pérdidas. En el apartado siguiente veremos que también facilita el diseño de circuitos en esta tecnología, pues la impedancia característica de la línea varía mucho según su posición sobre las filas de pines.

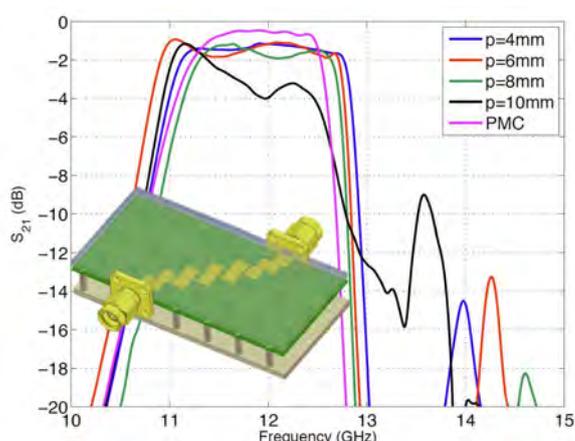


Figura 3.14 - Pérdidas de inserción del filtro pasabanda en 12 GHz en función de la separación entre pines.

### 3.6 Estimación de la impedancia característica

Idealmente, la guía *microstrip-gap* se puede ver como dos placas paralelas de PEC sobre PMC, donde la microstrip sería una tira metálica directamente sobre la superficie PMC y una placa de PEC por encima de ellas creando un gap de menos de  $\lambda/4$ . Aplicando teoría de imágenes a la placa PMC, es fácil ver que una guía de ondas de este tipo es una especie de "media" stripline. De hecho, la impedancia característica de una guía ridge gap ideal es el doble de la de la stripline [39]:

$$Z_{ideal\_ridge\_gap} = 2Z_{stripline} \quad (3.5)$$

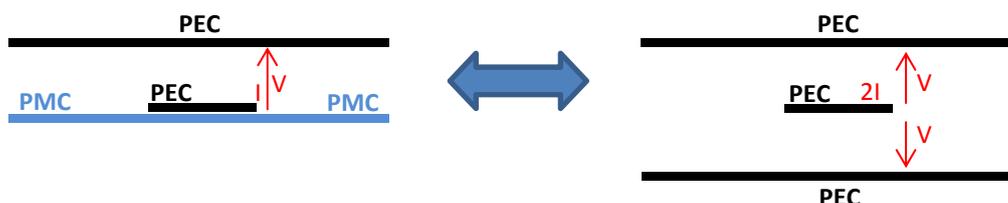


Figura 3.15 - Equivalente stripline de la tecnología Gap-Waveguide IDEAL mediante teoría de imágenes.

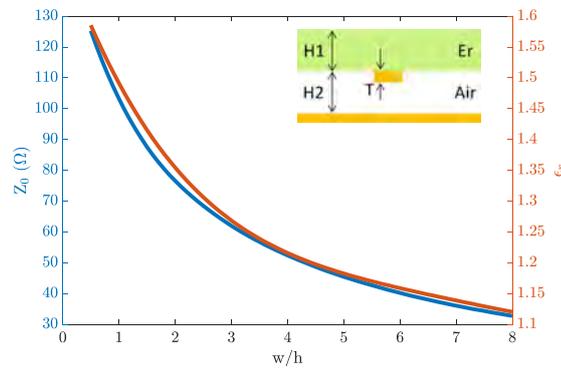


Figura 3.16 – Curvas de impedancia característica y permitividad de la estimación empleada.

$Z_0 (\Omega)$	Microstrip	Stripline	Inverted Suspended Microstrip	Thick Microstrip-Gap (Estimación)
<b>25</b>	$w = 4.8 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 2.77$	$w = 2.9 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 3.55$	$w = 11 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 1.10$	$w = 11 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 1.10$
<b>50</b>	$w = 1.8 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 2.77$	$w = 0.9 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 3.55$	$w = 4.3 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 1.20$	$w = 4.3 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 1.20$
<b>70,71</b>	$w = 0.9 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 2.65$	$w = 0.4 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 3.55$	$w = 2.3 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 1.32$	$w = 2.3 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 1.32$
<b>100</b>	$w = 0.4 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 2.54$	$w = 0.1 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 3.55$	$w = 1.1 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 1.48$	$w = 1.1 \text{ mm}$ $\epsilon_{eff} = 1.48$

Tabla 3.2 – Valores destacados de impedancias características empleadas en el diseño de los circuitos y comparación en diferentes tecnologías planas con mismo sustrato RO4003C™ (H1=0.813 mm) y gap de aire H2=1mm.

Sin embargo, la realización práctica de la superficie PMC con una cama de clavos hace que se pierda este comportamiento ideal. La presencia de pines de metal hace esta guía periódica a lo largo de la dirección de propagación. Los simuladores electromagnéticos comerciales no pueden manejar aún este tipo de estructuras periódicas para proporcionar un verdadero valor de la impedancia característica. Por lo tanto, se debe recurrir a métodos indirectos para su cálculo numérico o su estimación. Nosotros, nos conformaremos con su estimación.

Además, el grosor del sustrato no es despreciable —altura de la tira de PEC sobre PMC—. Por lo que, a diferencia del empleado de 50  $\mu\text{m}$  en [56], no podemos modelar su

impedancia a partir de la correspondiente a una *stripline*. Se ha realizado partiendo de la de una *inverted suspended microstrip*, ayudados de la macro de CST: *Analytical Line Impedance*.

En Figura 3.16 se observa la distribución de impedancias características calculadas con respecto a la relación  $w/h$ , donde  $w$  representa la anchura de la tira conductora y  $h = 1$  mm el hueco de aire entre las superficies superior e inferior de la *Microstrip-Gap de sustrato grueso*. Estos valores son los que se han considerado como referencia para el diseño de los circuitos que se presentarán a lo largo del proyecto.

Para un cálculo más preciso de la impedancia característica, se debería calcular numéricamente usando la definición dada por  $Z_c = 2P/|I|^2$ , donde  $P$  es el flujo de potencia en la dirección de propagación e  $I$  la corriente. Fíjese que al tratarse de una estructura cuasi-TEM, hay diferentes maneras de definir  $Z_c$ . La mencionada se considera la más precisa ya que evita la ambigüedad con el voltaje. En [91, 92] se puede leer un análisis teórico profundo de la impedancia característica y del comportamiento dispersivo en la guía *ridge-gap*.

### 3.7 Efecto de la posición de la microstrip sobre el AMC

De [56] y experimentos llevados a cabo en este proyecto podemos extrapolar para el grosor de nuestro sustrato un comportamiento similar de la impedancia característica en función de la posición de la línea respecto a la cama de clavos. Se ha observado que esta posición relativa tiene un impacto dramático sobre su impedancia, con variaciones hasta del 50% dependiendo de si la línea está sobre una fila de tornillos o entre medias de dos filas. Esto provocó que se debiera optimizar la estructura completa del diplexor y de la antena autodiplexada con un simulador de onda completa, y cuestiona el potencial de la tecnología *microstrip-gap* para la implementación de circuitos complejos con AMC's de poca densidad.

Se plantea como futura línea de investigación un estudio detallado para el sustrato RO4003C™ de grosor  $H=0.813$  mm, para analizar si un mayor grosor, minimiza este problema, pues el de [56], aunque comparte la misma permitividad relativa  $\epsilon_r$ , es de solo 50  $\mu\text{m}$  de grosor.

# CAPÍTULO 4

## DISEÑO DEL DIPLEXOR

### 4.1 Diseño de los Filtros

#### 4.1.1 Diseño de los filtros en *Inverted Suspended Microstrip*

Lo primero que se hizo es consultar estructuras de diplexores realizables en tecnologías impresas como punto de partida para diseñar el nuestro en tecnología *Microstrip-gap*. Así, se encontró [93], [94] y [95]; pero se descartaron, bien, por ser demasiado complejos para tomarlos como punto de partida, bien por estar diseñados específicamente para frecuencias de trabajo del orden del GHz.

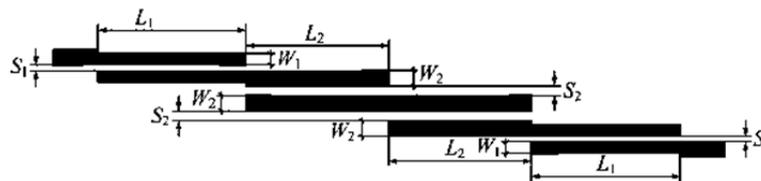


Figura 4.1 – Estructura de un filtro de líneas acopladas de 3 etapas. [23]

Finalmente, la arquitectura que utilizaremos es la del filtro de líneas acopladas (*parallel (edge)-coupled microstrip bandpass filter*) (Figura 4.1), ya que es uno de los más prácticos y comunes. La respuesta del filtro estará basada en la función de transferencia de tipo Chebychev. Los filtros Chebychev son muy populares debido a su alta selectividad, *i.e.* tienen una transición relativamente rápida entre la banda de paso y la banda bloqueada. Los

filtros que operan en los rangos de frecuencias de GHz se basan en estructuras de líneas de transmisión distribuida para obtener la respuesta en frecuencia deseada. Las dimensiones de las líneas de transmisión acopladas se pueden obtenidas con fórmulas analíticas o mediante software de simulación.

Para las especificaciones solicitadas para este proyecto (ver Figura 4.2), se recopilan en la Tabla 4.1 los resultados del diseño de un filtro de líneas acopladas de orden 5 tanto con sustrato Rogers *RO4003C™* como con un sustrato ideal de “aire”; pues, en un principio, para hacer los filtros en tecnología *Microstrip Gap Waveguide*, se partió de un diseño en aire. Los cálculos se realizaron siguiendo todo el proceso descrito en **2.4.3 Método de diseño del filtro paso banda de líneas acopladas**.

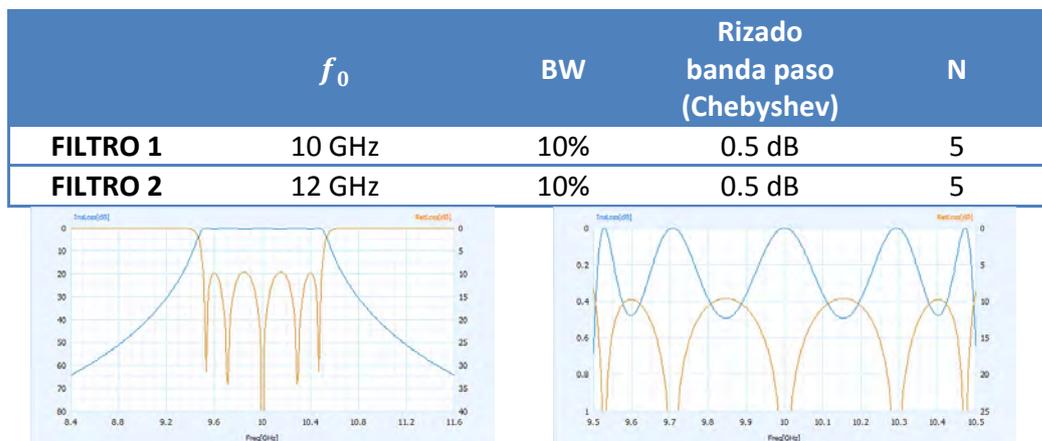


Figura 4.2 – Especificaciones de los filtros solicitadas.

N=5	Rogers RO4003C™ ( $\epsilon_r = 3.55, H = 0.813 \text{ mm}$ )								AIRE ( $\epsilon_r = 1, H = 1 \text{ mm}$ )			
	$n$	$g_n$	$Z_0 J_n$	$Z_{0_{EVEN_n}}$ ( $\Omega$ )	$Z_{0_{ODD_n}}$ ( $\Omega$ )	W/H	S/H	W (mm)	S (mm)	W/H	S/H	W (mm)
<b>1</b>	1.7058	0.3035	69.78	39.43	1.7977	0.24788	1.4615	0.2015	3.9018	0.13254	3.9018	0.13254
<b>2</b>	1.2296	0.1085	56.01	45.16	2.1769	1.1373	1.7698	0.9246	4.7845	1.1804	4.7845	1.1804
<b>3</b>	2.5408	0.089	54.85	45.95	2.1976	1.3835	1.7866	1.1248	4.8293	1.5525	4.8293	1.5525
<b>4</b>	1.2296	0.089	54.85	45.95	2.1976	1.3835	1.7866	1.1248	4.8293	1.5525	4.8293	1.5525
<b>5</b>	1.7058	0.1085	56.01	45.16	2.1769	1.1373	1.7698	0.9246	4.7845	1.1804	4.7845	1.1804
<b>6</b>	1.0000	0.3035	69.78	39.43	1.7977	0.24788	1.4615	0.2015	3.9018	0.13254	3.9018	0.13254

Tabla 4.1 – Valores del diseño del filtro de líneas acopladas en tecnología microstrip normal de orden 5 con sustrato “aire” y Rogers RO4003C™

La longitud de todas las etapas debe ser la misma, en teoría, como ya se comentó en la parte teórica, y corresponder a la de un resonador  $\frac{\lambda_g}{4}$ . Y así, en la Tabla 4.2 tenemos los valores para cada frecuencia y sustrato:

	Rogers RO4003C™ ( $\epsilon_{\text{eff}} = 3.55$ , $H = 0.813$ mm)	AIRE ( $\epsilon_r = 1$ , $H = 1$ mm)
FILTRO 1 (10 GHz)	$l_1 = \frac{\lambda_g}{4} = 3.98$ mm	$l_3 = \frac{\lambda_g}{4} = 7.49$ mm
FILTRO 2 (12 GHz)	$l_2 = \frac{\lambda_g}{4} = 3.32$ mm	$l_4 = \frac{\lambda_g}{4} = 6.25$ mm

**Tabla 4.2 – Longitudes de los resonadores de los filtros de líneas acopladas.**

Hay dos parámetros de diseño que están íntimamente ligados en los filtros de tipo Chebyshev, como son el rizado en la banda de paso y las pérdidas por retorno. De forma, que a menor rizado, menores pérdidas por retorno (Tabla 4.3). Estas pérdidas por retorno dependen mucho del tipo de tecnología de que se trate. Así, los valores de la tabla anterior se deben tomar de forma teórica. Se decide disminuir este rizado al máximo posible porque en los siguientes pasos del diseño ofreció mejores resultados. Esta modificación penaliza un poco la alta selectividad que tenía la respuesta de Chebyshev y disminuye la separación de las líneas acopladas.

Passband ripple [dB]	Return loss [dB]	VSWR
0.5	-9.6357	1.9840
0.05	-19.413	1.2396
0.005	-29.390	1.0702

**Tabla 4.3 - Parámetros de diseño en filtros Chebyshev de líneas acopladas ideales (modelos de línea de transmisión RGLC).**

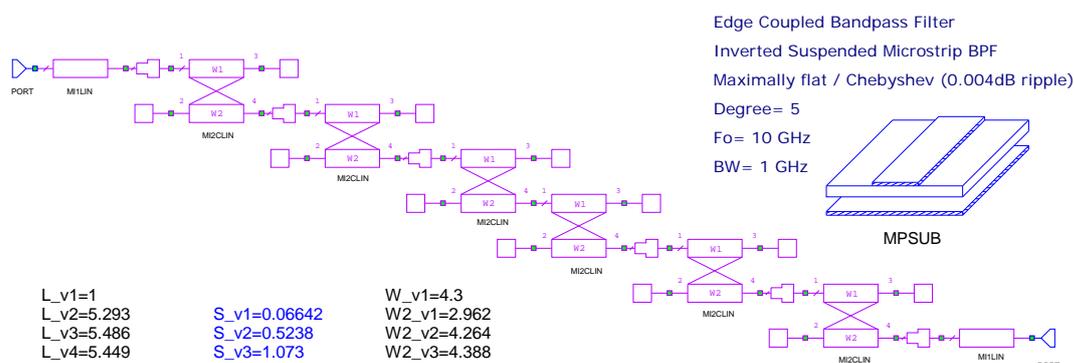
Esto nos condujo a una restricción de fabricación, ya que el mínimo espaciado entre líneas depende del límite de fabricación en tecnología impresa que tiene la Oficina Técnica de la Universidad Carlos III (*espaciado mínimo de 200  $\mu\text{m}$* ). Por lo que en la fase final de fabricación se rediseñó todo el proyecto para cumplir con dicha tolerancia. Así mismo, la separación mínima entre tornillos de métrica 2 debe ser de 5 mm.

Visto esto, se rediseñaron los filtros utilizando el *solver* circuital de AWR modelando la *microstrip gap waveguide* como una *inverted suspended microstrip*. Para ello, se debió calcular y completar una nueva base de datos de *X-models*<sup>11</sup> con AWRDE™ v10 (AWR Design

<sup>11</sup> *X-Models*: Modelos basados en simulaciones electromagnéticas de onda completa que aprovechan la estrecha integración del simulador EM (EMSight™) y del simulador lineal de MWO/AO para construir de

Enviroment), pues los parámetros de nuestro sustrato no se podían interpolar partiendo del único sustrato suspendido disponible. Una vez calculados los *X-Models*, los modelos disponibles para el sustrato suspendido MPSUB se pueden ver en Tabla 4.4. De ellos, se emplearon los mostrados en Tabla 4.5 para modelar los filtros. Nótese que para algunos modelos de discontinuidades —MSOPENX y MSSTEPX— no existe versión en ‘*inverted suspended*’, sólo ‘*inverted*’, por lo que podemos esperar algunas discrepancias cuando se emplee el simulador de onda completa.

En Figura 4.3 podemos ver el esquema del filtro en tecnología *inverted suspended microstrip*, y en Figura 4.4 los parámetros S con/sin la restricción de diseño del espaciado entre líneas. La restricción afecta sobre todo, al *gap* de la primera y última etapa. Podemos ver que el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  disminuye 10 dB.



**Figura 4.3 - Esquemático en AWR del filtro a 10 GHz en tecnología Inverted Suspended Microstrip (dimensiones en mm).**

forma interactiva modelos de discontinuidad basados en simulaciones electromagnéticas de onda completa de la estructura parametrizada. El algoritmo, automáticamente, construye y simula la discontinuidad usando EMSight. Se construye una base de datos a partir de las simulaciones EM y entonces se interpola para los puntos de datos específicos. Cuando todos los puntos de la base de datos se completan y se guardan en un archivo, las simulaciones precisas basadas en EM son extremadamente rápidas. Los modelos requieren la opción EMSight en MWO/AO para ser funcionales. Una ventaja añadida de los *X-models*, es que pueden predecir cuándo empezará a disminuir la exactitud del modelo, algo que los modelos cerrados no pueden.

BENDS	COUPLED LINES	JUNCTIONS	LINES	OTHER
MSBND90X	MS2CLINX	MSCROSSX	MS1LIN	MSOPENX
	MSBCPLX	MSSTEPX	MI1LIN	
	MI2CLIN	MSTEEX	MS1LINX	
	MS2CLIN			
	MSBCPL			

Tabla 4.4 - Elementos disponibles con el modelo de sustrato MPSUB de AWR.

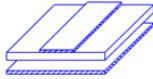
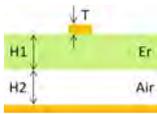
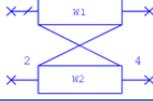
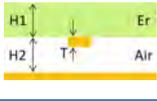
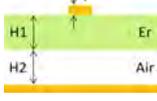
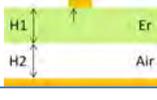
<p>MPSUB (Suspended Microstrip Substrate Definition) Er = 3.55, Tand=0.0027, H1=0.813 mm, H2= 1 mm, Rho = 1.68</p>		
<p>MI1LIN (Inverted Microstrip Line)</p>		
<p>MI2CLIN (2 Inverted Edge Coupled Microstrip Lines)</p>		
<p>MSOPENX (Suspended Substrate Microstrip Open End Effect)</p>		
<p>MSSTEPX (Suspended Substrate Microstrip Step In Width with Offset)</p>		

Tabla 4.5 - X-Models de AWR empleados en el diseño de los filtros.

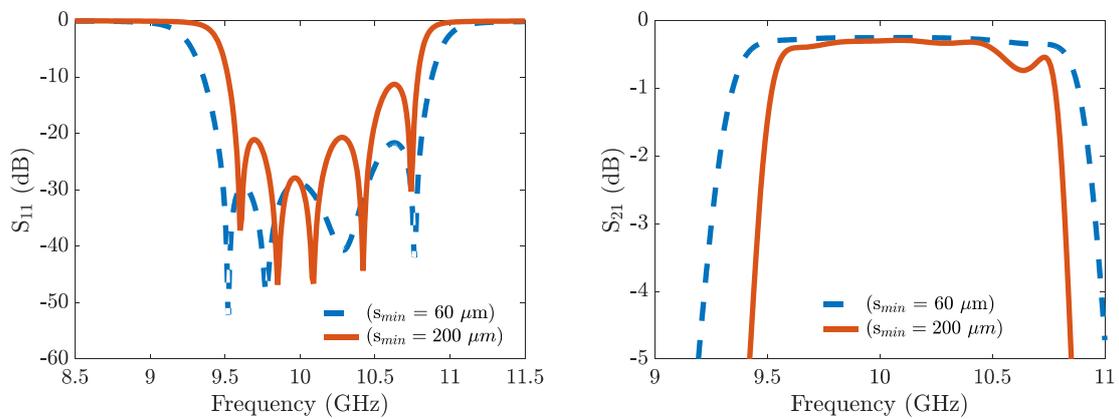


Figura 4.4 - Comparación entre los parámetros S simulados con AWR con y sin la restricción en el espaciado mínimo de fabricación para el filtro pasobanda del 10% a 10 GHz.

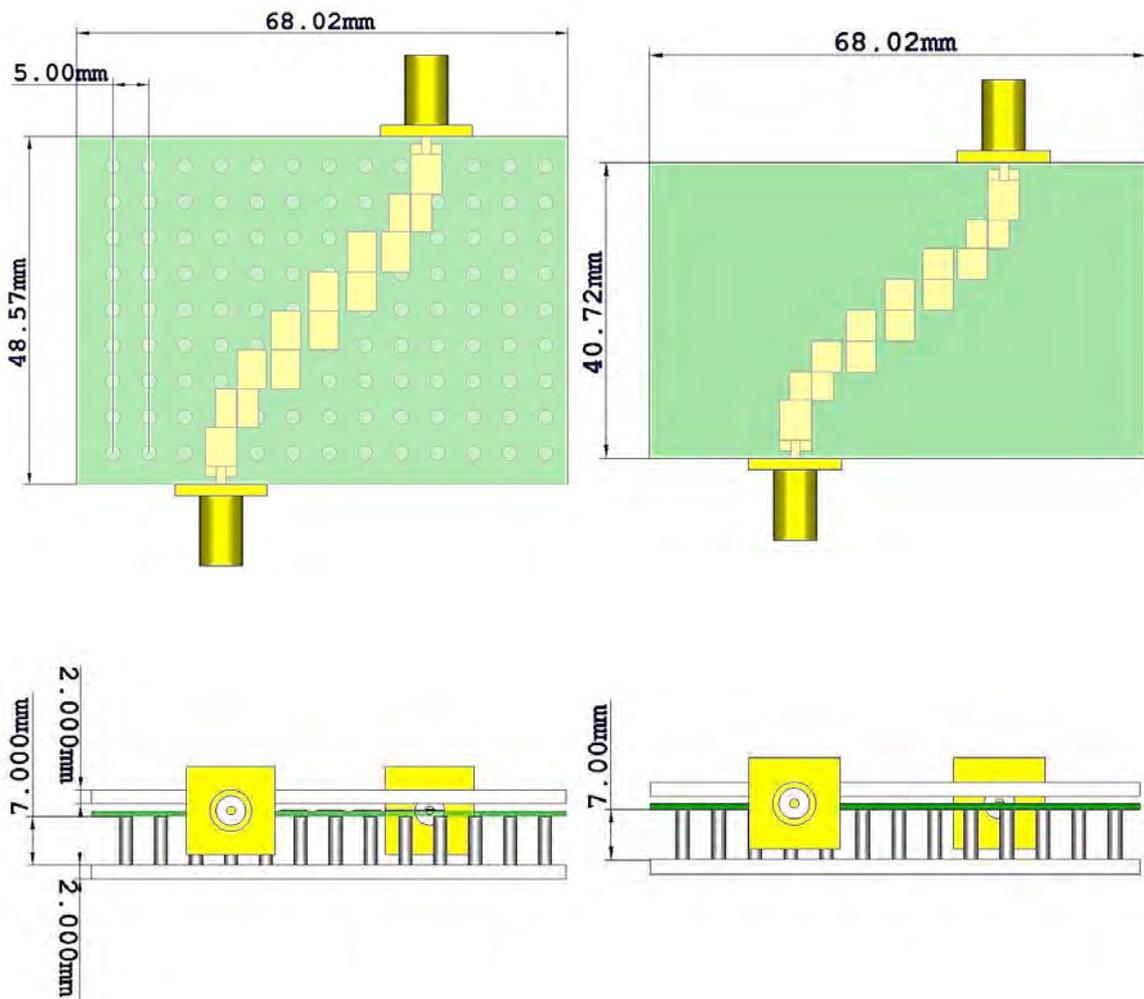
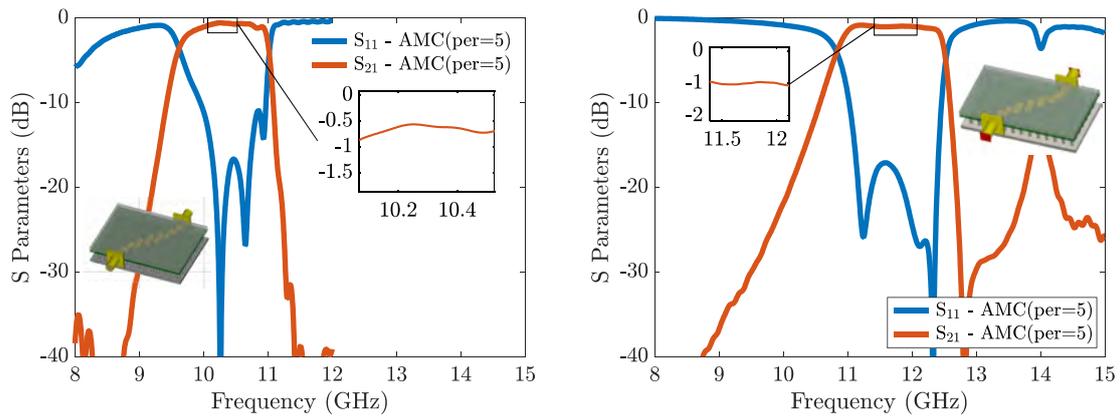
#### 4.1.2 Diseño de los filtros en *Microstrip-Gap-Waveguide*

Después, los filtros tanto en 10 GHz, como en 12 GHz, se simularon y optimizaron usando la estructura real con la cama de clavos en CST Microwave Studio® (ver Figura 4.5). Para validar la precisión de los resultados de la simulación se emplearon tanto el método en el dominio del tiempo (FIT con mallado hexaédrico EFPBA® que permite celdas parcialmente rellenas), como en el dominio de la frecuencia (FEM con mallado tetraédrico). Se empleó FEM de tercer orden con tolerancia de la curvatura de  $11.25^\circ$ —*i.e.*, cilindros modelados con 32 segmentos—. A igual número de celdas, un FEM de orden superior proporciona resultados más precisos. Se realizó un estudio de convergencia de ambos mallados adaptativos. En Figura 4.5 se pueden ver los parámetros S simulados de ambos filtros así como sus dimensiones.

En Figura 4.6 podemos ver el resultado para diferentes densidades de la cama de clavos, desde PMC (ideal), hasta una separación entre tornillos de 10 mm. Se ve claramente que la realización práctica del PMC introduce ligeras pérdidas, pero lo que es crítico es la variación de la impedancia característica según aumenta el periodo entre tornillos. Lo cual, deforma sustancialmente la respuesta en frecuencia de los circuitos diseñados en tecnología *microstrip-gap* para realizaciones de AMC poco densas.

En simulaciones en el dominio del tiempo con un rango de frecuencias que incluyen modos de resonancia —como las que se encuentran fuera de la stopband del AMC— se debe prolongar el límite de duración máxima del transient solver para permitir que la energía decaiga lo suficiente como para obtener resultados con la precisión deseada. En caso contrario, la señal en frecuencia obtenida aparece con un rizado debido al eventanado temporal de la transformada de Fourier. Sin embargo, un tiempo excesivo tiene un efecto parecido debido a la inestabilidad y divergencia del algoritmo. Para aunar precisión y rendimiento, es deseable una frecuencia inferior del dominio de cálculo tan baja como sea posible —en nuestro caso, la inferior de la *stopband* del AMC—, y la superior tan baja como sea posible también —en nuestro caso, la superior de la *stopband* del AMC diseñado—.

En Figura 4.7 se comparan las pérdidas de inserción del filtro a 10 GHz en *microstrip-gap* con un filtro idéntico en tecnología *microstrip normal* —*i.e.*, misma respuesta de tipo Chebyshev tipo I, mismo nivel de rizado en la banda de paso de 0.005 dB, y ancho de banda relativo del 10%, mismo sustrato RO4003C™ y grosor, mismos conectores SMA—. Se puede observar que las pérdidas de inserción en la versión normal son superiores a  $-1$  dB en la banda de paso, mientras que la versión *microstrip-gap* no supera este valor. Se incluye en ambos las pérdidas por el conector SMA, que según el fabricante RADIALL™, siguen una curva de pérdidas máximas proporcional a  $0.05\sqrt{f}(\text{GHz}) \approx 0.16$  dB a 10 GHz. A frecuencias superiores a 30 GHz se podría apreciar incluso mejor las grandes ventajas que ofrece esta nueva versión de *microstrip*, aunque ya ofrece ventajas incluso a frecuencias tan bajas como 10 GHz.



(a)

(b)

Figura 4.5 – Parámetros S simulados de los filtros pasobanda en (a) 10 GHz y (b) 12 GHz en tecnología microstrip-gap usando Rogers RO4003C™ como sustrato, gap de aire 1 mm, conectores SMA y la estructura real con la cama de clavos de acero: tornillos métrica 2, longitud 7 mm, periodo 5 mm. Tolerancia de fabricación: 0.1 mm entre líneas.

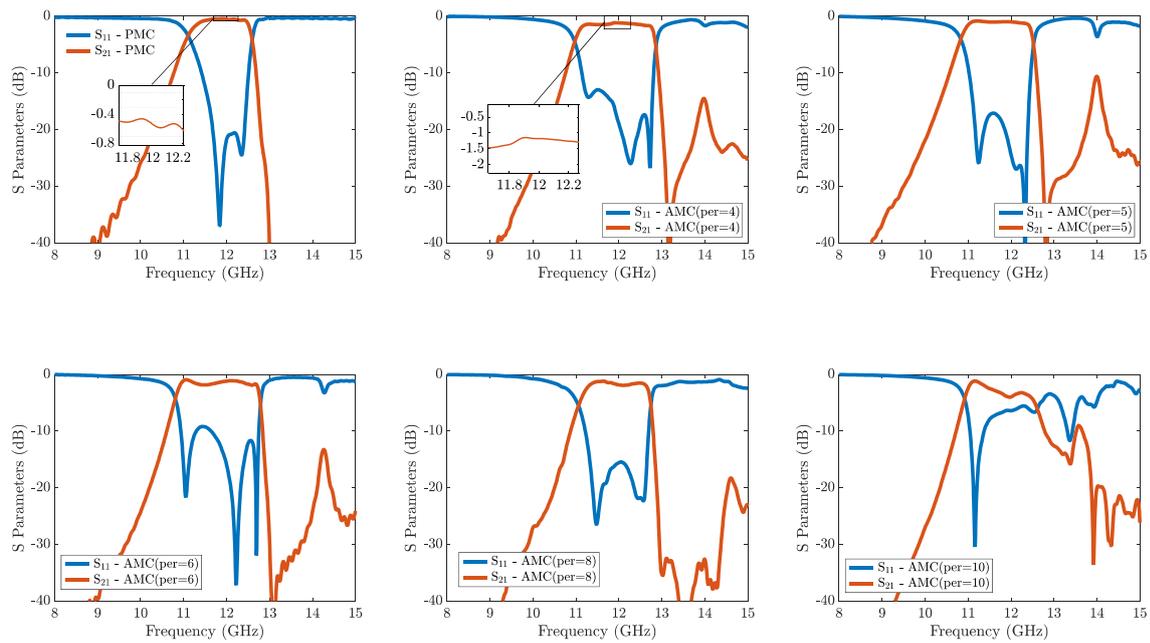


Figura 4.6 - Parámetros S simulados del filtro paso banda en 12 GHz para distintas realizaciones del AMC según la separación entre tornillos. Para PMC y periodo de AMC de 4 a 10 mm.

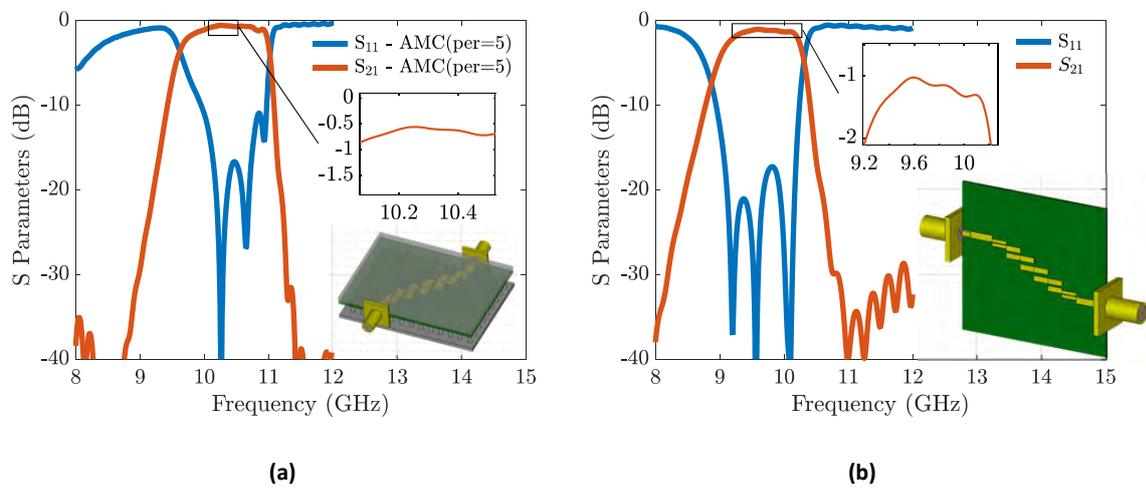


Figura 4.7 - Parámetros S simulados del filtro a 10 GHz en (a) tecnología *Microstrip-Gap* y (b) tecnología *Microstrip Normal* incluyendo en ambos las mismas pérdidas por el modelo de conector SMA  $[0.05\sqrt{f(GHz)} \approx 0.16 \text{ dB máx. a } 10 \text{ GHz}]$ .

## 4.2 Diseño del divisor de potencia y su integración

La simulación de la unión en T nos confirma que estas estructuras simétricas son incapaces de aislar los puertos de salida entre sí, lo cual repercutirá negativamente en la respuesta final del diplexor. Debemos emplear la unión en Y descrita en el apartado teórico.

La estrategia a seguir será (ver Figura 4.8), situar uno de los filtros (*e.g.*,  $f_a \rightarrow$  Filtro 10 GHz) a una distancia de aproximadamente un  $\lambda_{g_a}/4$  (a la frecuencia de diseño de dicho filtro de 10 GHz) de la entrada del otro filtro paso banda (*e.g.*,  $f_b \rightarrow$  Filtro 12 GHz). Por lo tanto, para la banda de frecuencias del primero, el otro se ve desde la entrada como un circuito abierto, por lo que el segundo filtro estará completamente desacoplado, y la señal en la banda de frecuencias del canal inferior fluirá sin perturbaciones a lo largo del filtro primero. En la práctica, debido a efectos espurios esta distancia debe reducirse mediante optimización. Además, las discontinuidades de la unión perturbarán el funcionamiento que requiere algunos ajustes y puesta a punto del filtro. El segundo filtro paso de banda se coloca a una distancia de la de entrada del filtro 1, siguiendo los mismos principios.

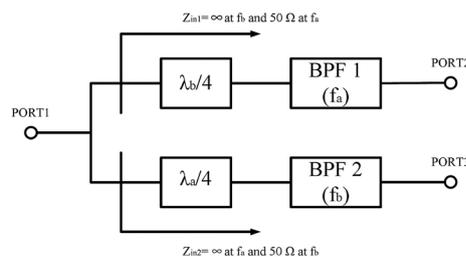


Figura 4.8 – Arquitectura de diplexor empleada con dos filtros paso banda junto a sus redes de adaptación.

Se tuvo en cuenta la discontinuidad en los brazos de la unión y se compensó mediante optimización hasta conseguir una muesca rebajada un 55% (100% = sin muesca). El criterio elegido para la optimización fue conseguir una reflexión mínima en el puerto común en las bandas de paso 10 y 12 GHz.

En Figura 4.9 se puede observar el diseño del divisor de potencia con la estructura real de cama de clavos optimizado para el rechazo de las frecuencias antes mencionadas. La longitud del puerto común no es determinante, basta que ocupe tres periodos de tornillos.

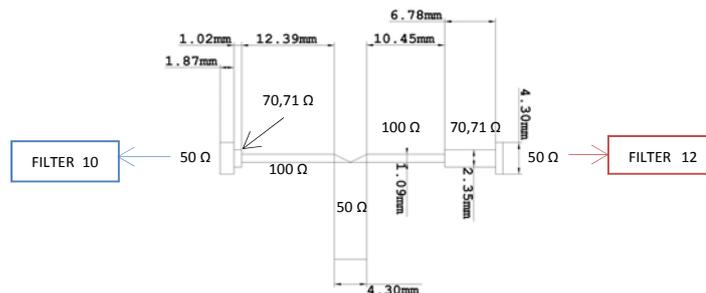


Figura 4.9 – Dimensiones del divisor de potencia tras la optimización.

Para calcular los parámetros S, la solución exacta de los campos en el interior de la estructura periódica no son de interés, y se podría haber empleado un modelo de impedancia superficial. *CST Microwave Studio*® 2015 permite modelar un material de tipo pared corrugada, indicando los parámetros de altura, ancho de diente y separación. Sería suficiente reemplazar la corrugación real por un material apropiado con las mismas propiedades macroscópicas. Como en el modelo de metal con pérdidas que también utilizamos, se emplea un modelo de impedancia superficial para relacionar los campos tangenciales a la superficie corrugada mediante la fórmula:

$$\vec{E}_t(\vec{r}, \omega) = Z(\vec{r}, \omega) \cdot \vec{H}_t(\vec{r}, \omega) \times \vec{n}(\vec{r}) \quad (4.1)$$

Donde  $\vec{E}_t(\vec{r}, \omega)$  y  $\vec{H}_t(\vec{r}, \omega)$  (Figura 4.10) son las componentes tangenciales del campo,  $Z(\vec{r}, \omega)$  es el valor de impedancia de superficie y  $\vec{n}(\vec{r})$  es el vector normal a la superficie apuntando hacia el interior. El modelo de impedancia de superficie conduce, por tanto, a un modelo de línea de transmisión 1D equivalente que relaciona el campo eléctrico y el magnético.

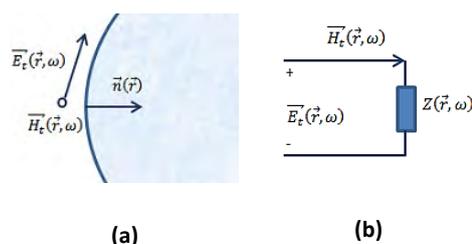


Figura 4.10 - Modelo de impedancia de superficie equivalente.

El modelo de impedancia de superficie de una pared corrugada está disponible tanto para el *transient solver* como para el frecuencial; y es válido para polarizaciones de campo eléctrico perpendiculares a la dirección de la corrugación. Así, la impedancia de superficie viene dada por:

$$Z = j \frac{w}{w+t} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \tan(k_0 d) \quad (4.2)$$



con separación  $w$ , ancho del diente  $t$  (que debe ser inferior a  $w/10$ ), la profundidad de la corrugación  $d$ , que debe ser mucho mayor que  $w$  para que el modelo sea válido. Y el número de corrugaciones por longitud de onda debe ser, al menos, de 10.

Lamentablemente, los parámetros de este modelo no nos sirven, y además, solo soporta la periodicidad en una dimensión, por lo que se tuvo que descartar y hacer simulaciones con la estructura completa. Dadas las características del circuito, tampoco se pueden aplicar condiciones de simetría que reduzcan el dominio de cálculo. Se estudió también la posibilidad de trabajar a nivel de subsistemas con *CST Design Studio 2015*, pero se descartó porque no permitía simular las condiciones de posición relativa de los circuitos

sobre el AMC. O, al menos, no se pudieron aislar estos efectos convenientemente para trabajar con los subsistemas de los filtros y el divisor de potencia.

Tampoco se pudo hacer uso de las instalaciones *HPC (High Performance Computing)* que posee el Dpto. de Teoría de la Señal de la Universidad Carlos III, un cluster de 2 TFLOPS y 1 TB de RAM, porque, a fecha de este proyecto, aún no disponía de licencia de *CST Studio Suite 2015* con “tokens” de aceleración para *Cluster Computing (MPI)*.

Por lo que, dada la complejidad e ingente costo computacional de la tarea de ajuste, para dicho proceso de optimización se estudiaron diferentes estrategias. Estrategias *software* como análisis de los distintos algoritmos de optimización incluidos en *CST Microwave Studio®* (ver Tabla 4.6). Siendo el *Trust Region Framework* y el *Nelder-Mead Simplex Algorithm* los dos preferidos, aunque el primero sobre el segundo, por su menor tiempo de convergencia para un mismo problema.

Optimizadores Local vs. Global	
<i>Classic Powell</i>	
<i>Interpolated Quasi Newton</i>	
<i>Trust Region Framework</i>	
<i>Nelder-Mead Simplex Algorithm</i>	
<i>Particle Swarm Optimization</i>	
<i>Genetic Algorithm</i>	
Local	Global
Los parámetros de búsqueda iniciales ya ofrecen una buena estimación del óptimo. El rango de los parámetros es pequeño.	Los parámetros iniciales dan una estimación pobre del óptimo. El rango y el número de parámetros puede ser mayor.

**Tabla 4.6 - Algoritmos de búsqueda/optimización de CST Studio Suite 2015.**

Y estrategias *hardware*, de las que la aceleración por GPU fue la que mejores resultados nos ofreció. Se alcanzaron aceleraciones en la simulaciones con *transient solver* del orden de x10 (e.g., 8 h  $\approx$  48 min) mediante GPU. También se hizo uso de *cloud computing* (ver traza de datos en ANEXO C1 y C2), aunque con resultados menos destacados en la práctica. Esto nos permitió hacer los ajustes finos necesarios para sortear los problemas relacionados con la alta variación de la impedancia característica de las líneas *microstrip-gap* respecto a su posición sobre los tornillos.

Para lograrlo, se instaló y configuró una tarjeta aceleradora GPU NVIDIA® TESLA™ K40c (ver Figura 4.11). El parámetro que nos interesa de este dispositivo es el ancho de banda de memoria, que es el gran cuello de botella del *transient solver* de CST (ver apartado 2.8.2.5.3 Multithreading). En Tabla 4.7 se muestran sus características más destacadas, comparándolas con nuestra estación de trabajo y el tope de gama a fecha actual, la Tesla K80, la cual, al tener dos GPU integradas, su ancho de banda de memoria debe ser



Figura 4.11 - Tarjeta Aceleradora para GPGPU NVIDIA® TESLA™ K40c.

Feature	Tesla K80	Tesla K40	My Workstation
GPU Chip(s)	2x Kepler GK210	Kepler GK110B	Intel i7-3770k
Manufacturing Process	TSMC 28nm	TSMC 28nm	Intel 22 nm
Microarchitecture	Kepler v.3	Kepler v.2	Ivy Bridge (3rd gen)
Peak Double Precision (base clocks)	1.87 TFLOPS (both GPUs combined)	1.43 TFLOPS	98.78 GFLOPS
Peak Double Precision (GPU Boost)	2.91 TFLOPS (both GPUs combined)	1.68 TFLOPS	99.2 GFLOPS
Onboard GDDR5 Memory <sup>1</sup>	24GB (12GB per GPU)	12 GB	16 GB (DDR3)
Memory Bandwidth <sup>1</sup>	480 GB/s (240 GB/s per GPU)	<b>288 GB/s</b>	<b>29 GBytes/s</b> DDR3-2400 (Dual Chan)
PCI-Express Generation	3.0	3.0	
Achievable PCI-E transfer bandwidth	12 GB/s	12 GB/s	-
# of SMX Units	26 (13 per GPU)	15	
# of CUDA Cores	4992 (2496 per GPU)	2880	4 (CPU cores)
Memory Clock	2500 MHz	3004 MHz	1200 MHz
GPU Base Clock	560 MHz	745 MHz	3.7 GHz
GPU Boost Support	Yes – Dynamic	Yes – Static	Yes – Dynamic
GPU Boost Clocks	23 levels between 562 MHz and 875 MHz	810 MHz 875 MHz	23 levels between 1.6GHz and 3.9 GHz
Architecture features	SMX, Dynamic Parallelism, Hyper-Q	SMX, Dynamic Parallelism, Hyper-Q	MMX, SSE4.2, EM64T, VT-x, AES, AVX, HyperThreading
Compute Capability	CUDA™ 3.7 (SIMD)	CUDA™ 3.5 (SIMD)	MIMD
Workstation Support	-	Yes	-
Server Support	Yes	Yes	
Wattage (TDP)	300W	235W	77 W
1. Measured with ECC disabled. Memory capacity and performance are reduced with ECC enabled.			

Tabla 4.7 - Comparación del ancho de banda de memoria entre los dos buques insignia de NVIDIA para GPU Computing, y el alcanzado en mi equipo con memoria RAM convencional DDR3-2400 con CPU Multithreading.

compartido y se reduce a la mitad. De esta forma, la Tesla K40 es la que posee mayor ancho de banda para nuestras necesidades. De todas formas, la Tesla K80 no dispone de refrigeración activa (ventilador), sólo está disponible para sistemas en *rack* por lo que no se puede instalar en una plataforma como la nuestra.

El driver de NVIDIA certificado por CST (en su guía CST Studio Suite© 2014 – GPU Computing Guide) para sistemas Windows era la versión 331.82. Mediante línea de comandos en un terminal, se accedió al *nvidia-smi* (*NVIDIA System Management Interface*), y se deshabilitó la corrección de errores (*ECC—Error Correction Code*) pues deterioraba el rendimiento de la GPU. También se habilitó el modo *TCC* (*Tesla Compute Cluster*) y deshabilitó el modo Exclusivo. (ver Figura 4.12)

Después, se modificó la frecuencia del reloj del núcleo —“Base Clock” (745 MHz) por la “Boost Clock” (875 MHz)—, pues había suficiente margen térmico para ello (NVIDIA GPU Boost™). La frecuencia de la memoria se mantuvo en 3004 MHz. Mediante el comando *nvidia-smi -q*, se mostró en pantalla los parámetros de la GPU para comprobar que los cambios se habían realizado con éxito (ver Figura 4.13 y Figura 4.14).

Y mediante “*nvidia-smi -q -d -l 1 PERFORMANCE*” se monitorizaba el rendimiento y temperatura de la GPU actualizando la información cada segundo.

```
C:\Program Files\NVIDIA\NVSMI\nvidia-smi -i <number of the GPU card> -e 0
C:\Program Files\NVIDIA\NVSMI\nvidia-smi -i <number of the GPU card> -dm 1
C:\Program Files\NVIDIA\NVSMI\nvidia-smi -g <number of the GPU card> -c 0
C:\Program Files\NVIDIA\NVSMI\nvidia-smi -ac 3004,875
C:\Program Files\NVIDIA\NVSMI\nvidia-smi -q -d -l 1 PERFORMANCE
```

```
Sat Feb 14 11:57:55 2015
+-----+
| NVIDIA-SMI 331.82      Driver Version: 331.82      |
+-----+-----+
| GPU  Name           TCC/WDDM | Bus-Id         Disp.A | Volatile Uncorr. ECC |
| Fan  Temp   Perf   Pwr:Usage/Cap|      Memory-Usage | GPU-Util  Compute M. |
+-----+-----+-----+
|  0  Tesla K40c     TCC      | 0000:01:00.0   Off   |    0x00000000     Off |
| 37%   73C    P0     169W / 235W | 1254MiB / 12287MiB |   93%    Default  |
+-----+-----+-----+
+-----+-----+
| Compute processes:                               GPU Memory |
| GPU      PID  Process name                        Usage      |
+-----+-----+-----+
|  0      7856  ...)\CST STUDIO SUITE 2014\AMD64\modeler_AMD64.exe  71MiB      |
|  0      1560  ... STUDIO SUITE 2014\AMD64\Solver_HF_TD_AMD64.exe  1156MiB    |
+-----+-----+-----+
```

Performance for 8e6 cells

Power Headroom

Figura 4.12 - Configuración de la Tesla K40 y monitorización de rendimiento y temperatura.

En la parte inferior de Figura 4.12 vemos que el rendimiento para un problema de 8 millones de celdas con *transient solver* es superior al 90%, lo que demuestra la excelente implementación del algoritmo para cálculo paralelo.

```

=====NVSMI LOG=====

Timestamp                : Sun Feb 08 16:02:24 2015
Driver Version           : 331.82

Attached GPUs            : 1
GPU 0000:01:00.0
  Product Name           : Tesla K40c
  Display Mode           : Disabled
  Display Active         : Disabled
  Persistence Mode      : N/A
  Accounting Mode        : Disabled
  Accounting Mode Buffer Size : 128
  Driver Model
    Current              : TCC
    Pending              : TCC
  Serial Number          : 0320314082896
  GPU UUID               : GPU-010f9257-6fbb-faf6-9878-dc1b18c47e57
  VBIOS Version          : 80.80.3E.00.02
  Inforom Version
    Image Version        : 2081.0206.01.04
    OEM Object           : 1.1
    ECC Object           : 3.0
    Power Management Object : N/A
  GPU Operation Mode
    Current              : N/A
    Pending              : N/A
  PCI
    Bus                  : 0x01
    Device                : 0x00
    Domain                : 0x0000
    Device Id             : 0x102410DE
    Bus Id                : 0000:01:00.0
    Sub System Id        : 0x098310DE
    GPU Link Info
      PCIe Generation
        Max              : 3
        Current          : 3
      Link Width
        Max              : 16x
        Current          : 16x
    Bridge Chip
      Type               : N/A
      Firmware           : N/A
  Fan Speed               : 37 %
  Performance State       : P0
  Memory Usage
    Total                 : 12287 MiB
    Used                  : 1367 MiB
    Free                  : 10920 MiB
  Compute Mode            : Default
  Utilization
    Gpu                  : 96 %
    Memory               : 78 %
  Ecc Mode
    Current              : Disabled
    Pending              : Disabled
  ECC Errors
    Volatile
      Single Bit         : N/A
      Double Bit         : N/A
    Aggregate
      Single Bit         : N/A
      Double Bit         : N/A
  Temperature
    Gpu                  : 73 C
  Power Readings
    Power Management     : Supported
    Power Draw           : 168.26 W
    Power Limit          : 225.00 W
  
```

Non WDDM (Windows Display Driver Model) (only graphics apps.)

Non Exclusive Mode

Non ECC mode

Figura 4.13 - Respuesta al comando “nvidia-smi -q” Muestra toda la información de la tarjeta GPU.

```

Power Readings
  Power Management      : Supported
  Power Draw            : 168.26 W
  Power Limit           : 235.00 W
  Default Power Limit   : 235.00 W
  Enforced Power Limit  : 235.00 W
  Min Power Limit       : 180.00 W
  Max Power Limit       : 235.00 W

Clocks
  Graphics              : 875 MHz
  SM                    : 875 MHz
  Memory                : 3004 MHz

Applications Clocks
  Graphics              : 875 MHz ← Boost Clock
  Memory                : 3004 MHz

Default Applications Clocks
  Graphics              : 745 MHz
  Memory                : 3004 MHz

Max Clocks
  Graphics              : 875 MHz
  SM                    : 875 MHz
  Memory                : 3004 MHz

Compute Processes
  Process ID           : 8384
  Name                  : C:\Program Files (x86)\CST STUDIO SUITE
2014\AMD64\modeler_AMD64.exe
  Used GPU Memory      : 71 MiB
  Process ID           : 9868
  Name                  : C:\Program Files (x86)\CST STUDIO SUITE
2014\AMD64\modeler_AMD64.exe
  Used GPU Memory      : 71 MiB
  Process ID           : 10144
  Name                  : C:\Program Files (x86)\CST STUDIO SUITE
2014\AMD64\Solver_HF_TD_AMD64.exe
  Used GPU Memory      : 577 MiB
  Process ID           : 9692
  Name                  : C:\Program Files (x86)\CST STUDIO SUITE
2014\AMD64\modeler_AMD64.exe
  Used GPU Memory      : 71 MiB
  Process ID           : 9844
  Name                  : C:\Program Files (x86)\CST STUDIO SUITE
2014\AMD64\Solver_HF_TD_AMD64.exe
  Used GPU Memory      : 543 MiB

```

Figura 4.14 - Respuesta al comando “nvidia-smi -q” Muestra toda la información de la tarjeta GPU. (cont.)

Tras parametrizar completamente la estructura, se procedió a optimizar familias de parámetros. En Figura 4.15 se puede ver la ventana para optimizar la separación mínima entre líneas de los dos filtros en 10 y 12 GHz —que, como se comentó, fue una nueva restricción de fabricación y supuso reoptimizar todos los parámetros del diseño—. Así, conseguimos los parámetros S de la Figura 4.16 —incluye pérdidas por conector SMA—.

Se consigue un buen parámetro de aislamiento (por debajo de  $-40$  dB en la banda deseada) así como pérdidas de inserción muy bajas. En la misma figura se incluye un esquema del diplexor (con la tapa de metal superior transparente).

En Figura 4.17 se puede ver el efecto que tendría eliminar el AMC del circuito diplexor diseñado. Esto lo convertiría en un circuito en tecnología *Inverted Microstrip*. Se puede apreciar que aumentan mucho las pérdidas de inserción, debidas a la radiación.

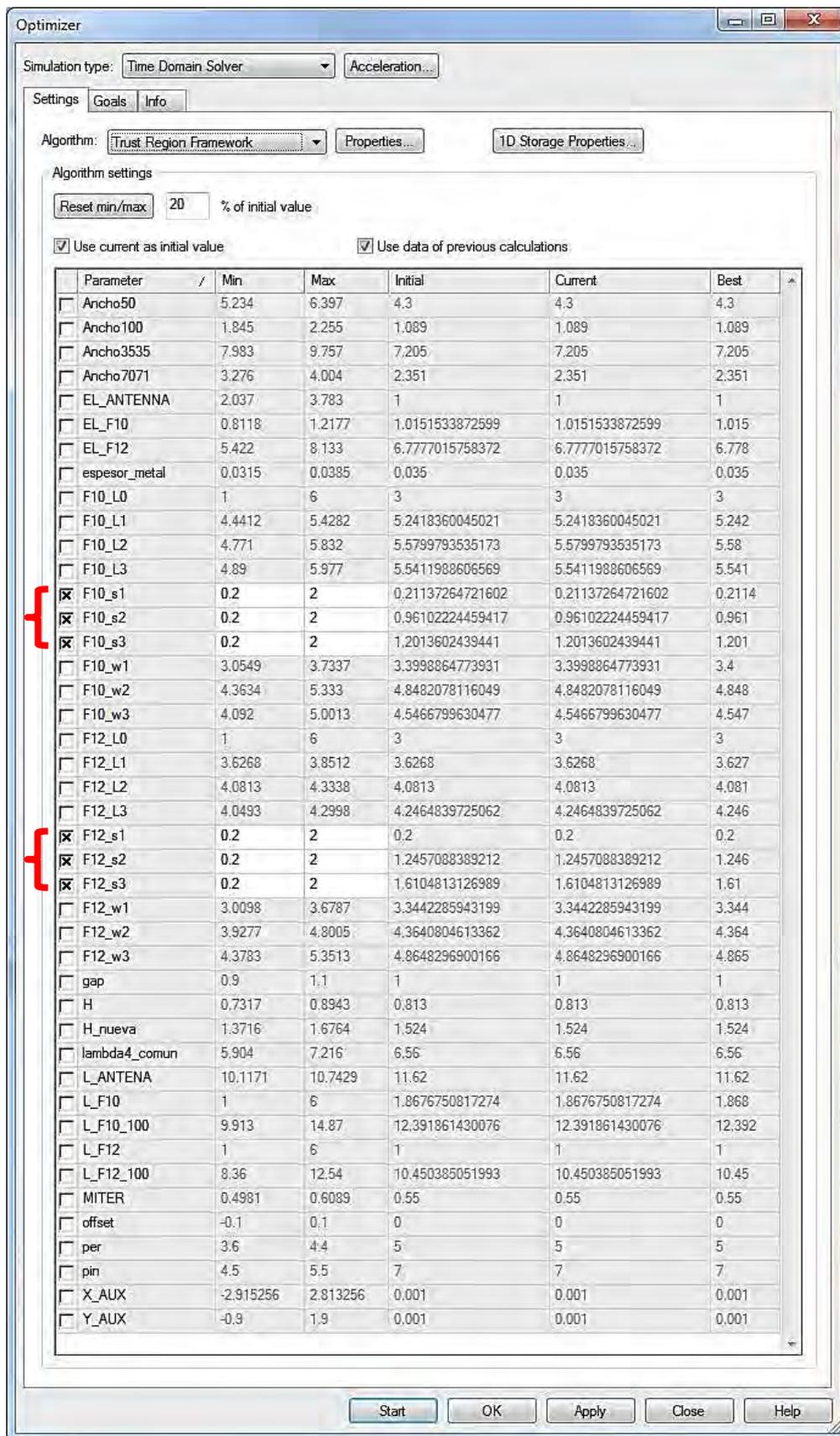


Figura 4.15 –Selección del límite de tolerancia de separación entre líneas impresas a 0.2 mm en el optimizador de CST Microwave Studio®.

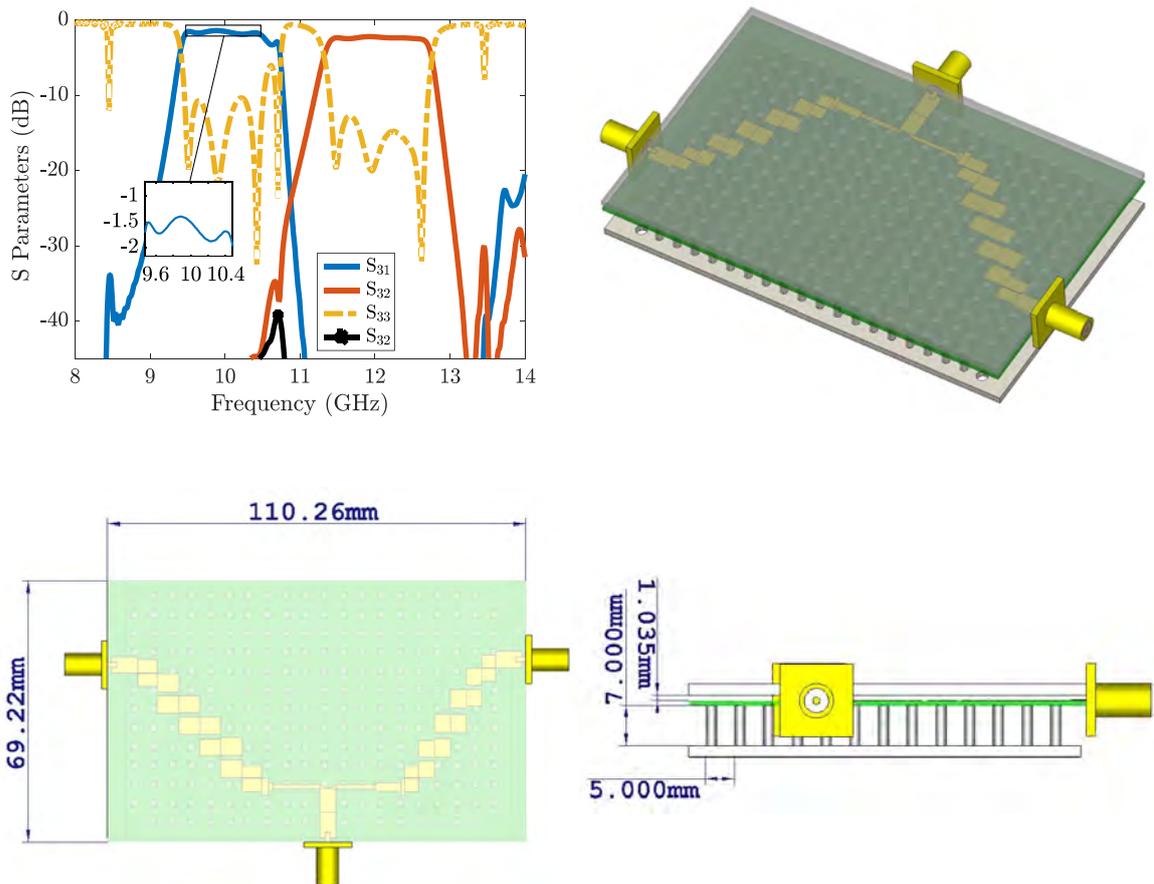


Figura 4.16 - Parámetros S simulados del diplexor en tecnología *Microstrip-Gap* y su modelo asociado. —tapa metálica con transparencia solo para su mejor visualización—.

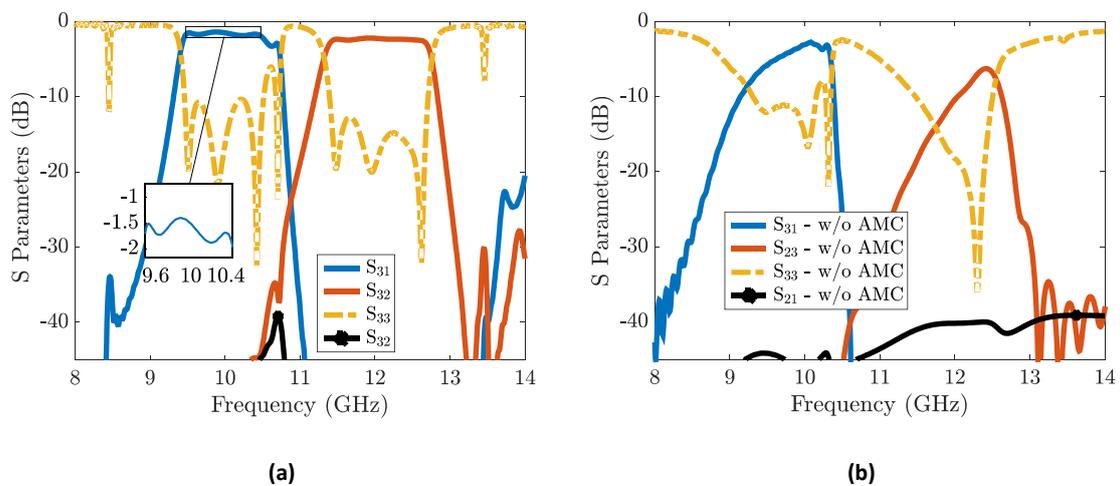


Figura 4.17 - Efecto de la retirada del AMC para el diplexor diseñado en tecnología microstrip-gap.



# CAPÍTULO 5

## DISEÑO DE LA ANTENA

---

### 5.1 Elección del tipo de antena

En este tipo de estructuras, en que tenemos una ‘tapa’ metálica, el tipo de antena más recomendable es una de apertura, en concreto usaremos una antena de tipo *slot* con alimentador en forma de T. No tendría mucho sentido diseñar una antena de hilo, por ejemplo. Así mismo, la elección debe ser de banda ancha para permitir radiar en las dos bandas de trabajo del diplexor, *i.e.* 10 y 12 GHz, cada una con un  $BW_{relativo} = 10\%$ . El objetivo del diseño es obtener un coeficiente de reflexión  $S_{11}$  inferior a  $-10$  dB desde 9.5 GHz a 12.6 GHz, por lo que necesitamos una antena con un ancho de banda del 28% centrada en  $f_0 = 11.05$  GHz (ver Figura 5.1).

### 5.2 Diseño del elemento radiante de banda ancha

Nos apoyamos en el diseño en tecnología Ridge Gap Waveguide de [96]. Escalando las dimensiones de su antena, centramos la banda para tener un punto de partida. Después, mediante barridos paramétricos fijamos el rango de búsqueda del optimizador de CST. El algoritmo elegido será el mismo que en el diseño del diplexor, el *Trust Region Framework* (ver Figura 5.2). De esta manera, tenemos una estructura con resonancia en la parte baja del

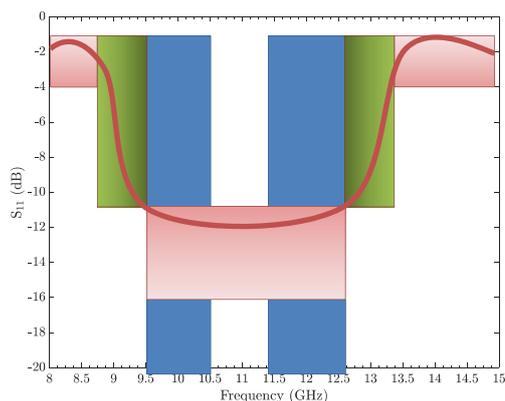


Figura 5.1 - Especificaciones de diseño de la antena de banda ancha. En azul, las bandas de paso de los filtros. En rojo, zonas deseadas del coeficiente de reflexión  $S_{11}$ . En verde, la zona de transición.

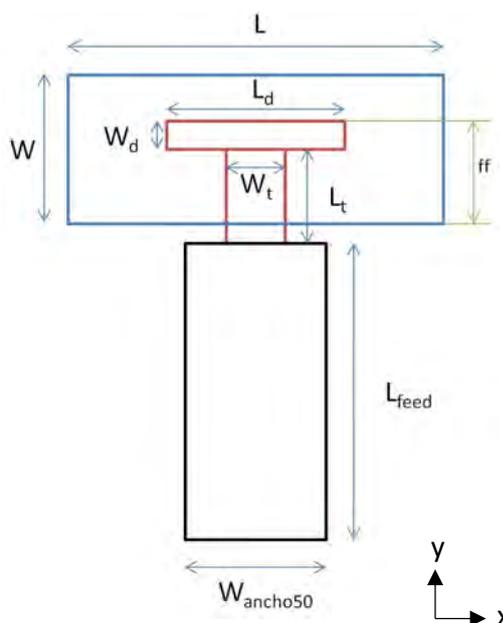
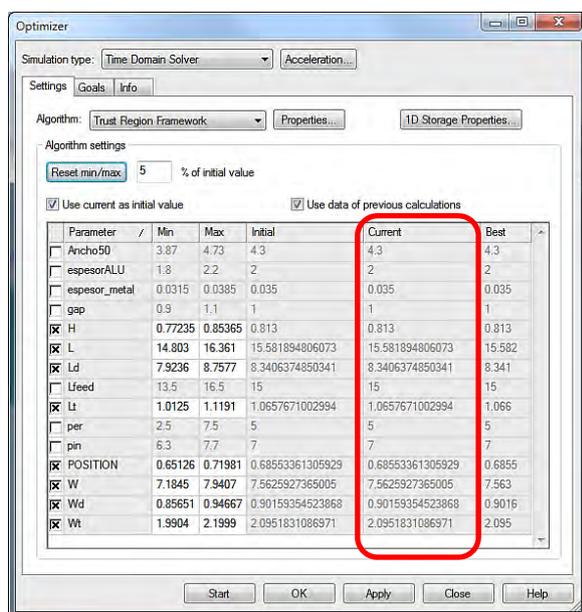


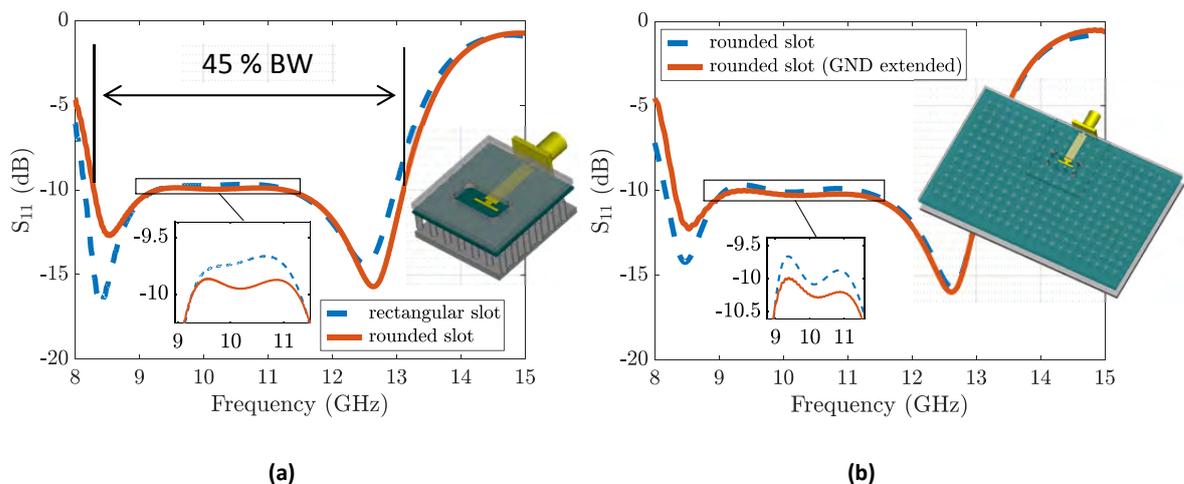
Figura 5.2 – Parámetros optimizados de la antena con *Trust Region Algorithm*. El parámetro  $ff$  — posición del alimentador en forma de T respecto de la ranura— es uno de los más críticos.

espectro —la ranura— y otra en la parte alta —el alimentador con forma de T—. El diseño consiste en combinarlas de forma que obtengamos una respuesta en frecuencia de banda ancha. Se definió un plano de simetría magnética en YZ para reducir el dominio y el tiempo de cálculo a la mitad. Después, se redondearon las esquinas de la ranura para facilitar el fresado en la fase de fabricación con un radio de curvatura de 2 mm. Esto mejoró además, el  $S_{11}$  con respecto a la ranura recta.

Los parámetros que más influyeron en el ancho de banda fueron:  $L$ ,  $W$ ,  $L_d$  y la posición relativa de la ranura con respecto al alimentador en  $T$ ,  $ff$ . No fueron tan determinantes:  $W_d$ ,  $W_t$  y  $L_t$ . El plano de masa donde se realiza la ranura es de aluminio de 2 mm de grosor y el del resto de metalizaciones de cobre, de 35  $\mu\text{m}$ . El periodo entre tornillos es de 5 mm y 7 mm su longitud. La dimensión de la ranura se elige de manera que la relación entre la longitud de la ranura a anchura “ $W/L$ ” se mantuviese menor a 0.5. Esta relación es importante para la supresión de la polarización cruzada. En Figura 5.3(a) podemos ver que el ancho de banda conseguido es:

$$BW_{relativo} = \frac{f_s - f_i}{f_o} = \frac{13.11 - 8.29}{10.70} \times 100 = 45.06 \% \quad (5.1)$$

La diferencia entre el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  al simular la ranura en un plano de masa con dimensiones  $30 \times 30 \text{ mm}$  ( $1\lambda \times 1\lambda$ )<sup>12</sup> y con las dimensiones extendidas del diplexor completo  $110 \times 69 \text{ mm}$  ( $3.6\lambda \times 2.3\lambda$ ) fueron mínimas (ver Figura 5.3(b)). Es una comprobación importante pues en antenas de ranura con planos reales —i.e., finitos—, el diagrama de radiación se ve influido por la posición de esta respecto de los bordes [58].



**Figura 5.3 – (a) Parámetros  $S$  simulados del elemento radiante con bordes redondeados. (b) Parámetros  $S$  simulados del elemento radiante con plano de masa y AMC extendido a las dimensiones del diplexor diseñado en tecnología *microstrip-gap*.**

Puesto que la antena diseñada debería estar polarizada linealmente empleamos la tercera definición de polarización cruzada de Ludwig [97] —que alinea el eje  $z$  en la dirección del lóbulo principal— para discernir las polarizaciones horizontal/vertical y observar la pureza de polarización. Para nuestra AUT (*Antenna Under Test*) con la ranura en el plano

<sup>12</sup> Longitud de onda a 10 GHz en espacio libre.

XY, orientada en el eje  $\hat{x}$  y polarizada en  $\hat{y}$ , la polarización de los campos radiados debe ser también horizontal, en el eje  $\hat{y}$ .

En Figura 5.4 se muestran los diagramas de radiación 3D simulados del campo en valor absoluto a 11 GHz para los dos modelos de antena —versión reducida ( $1.1\lambda \times 1.1\lambda$ ) y extendida ( $4\lambda \times 2.53\lambda$ )—. Es fácil observar que el diagrama dista mucho de ser omniazimutal con un nulo en el eje de la ranura —que es lo que cabría esperar de una ranura ideal o de su dipolo complementario—.

La diferencia se debe a que el plano de masa no es infinito —difracción producida por sus bordes—. Además se debe tener en cuenta que el plano de masa del AMC impide la radiación trasera de la línea de alimentación. Estos diagramas de radiación se explican mejor a partir de los campos en la apertura. En concreto, la radiación en campo lejano está determinada por la transformada de Fourier de la distribución de campo en la apertura. Así, se producen unos diagramas de radiación como en Figura 5.5 [98].

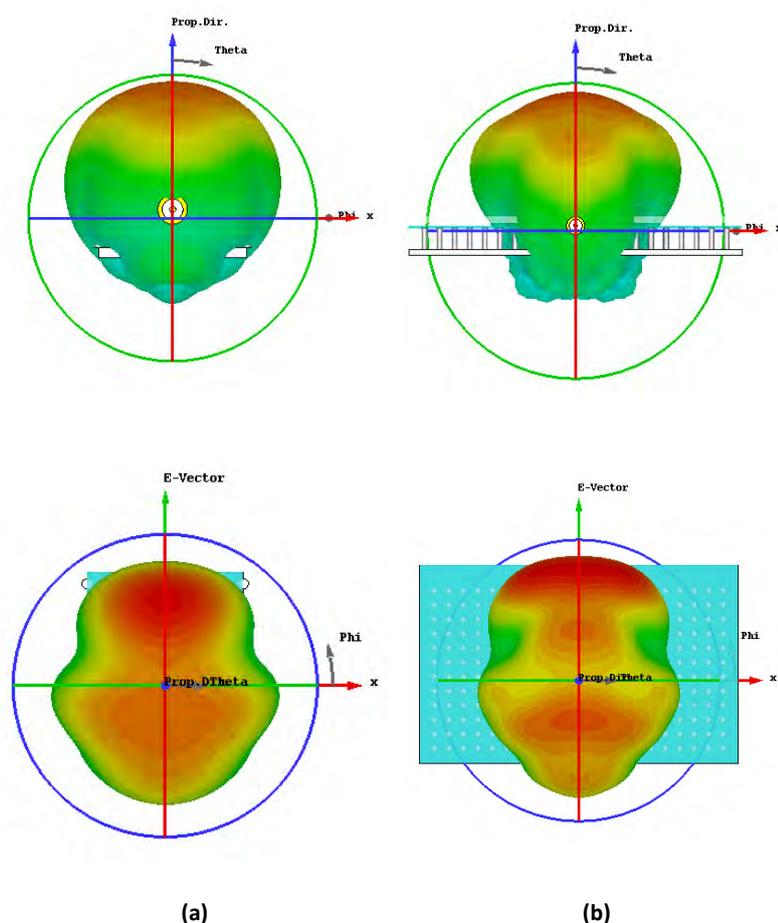


Figura 5.4 - Diagramas de radiación tridimensional del *slot* de banda ancha a 11 GHz. (a) Plano de masa reducido ( $1.1\lambda \times 1.1\lambda$ ) (b) Plano de masa y AMC extendidos ( $4\lambda \times 2.53\lambda$ ).

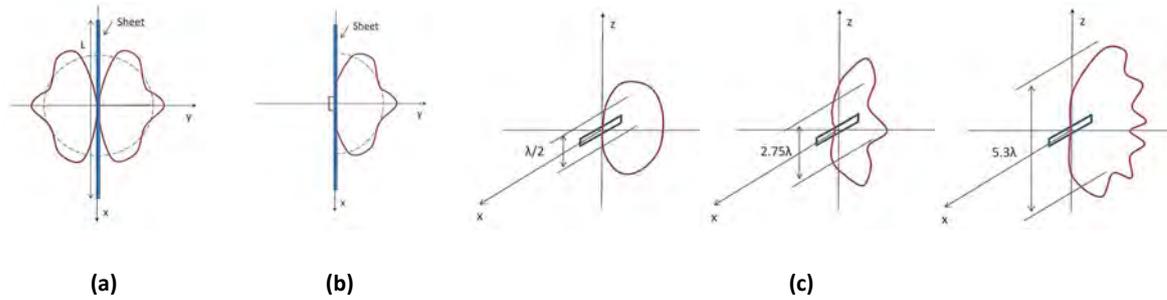


Figura 5.5 - Diagrama de radiación en XY esquemático de una ranura de longitud  $L$  a lo largo del eje  $z$ . En trazo discontinuo se muestra para una lámina infinita, en (a) ranura abierta a ambos lados de la lámina y en (b) cerrada por la izquierda. (c) Diagramas en plano H de antenas de ranura  $\lambda/2$  en láminas finitas de tres longitudes:  $L = 0.5, 2.75$  y  $5.3\lambda$ . El ancho de las ranuras es de  $0.1\lambda$ . [98]

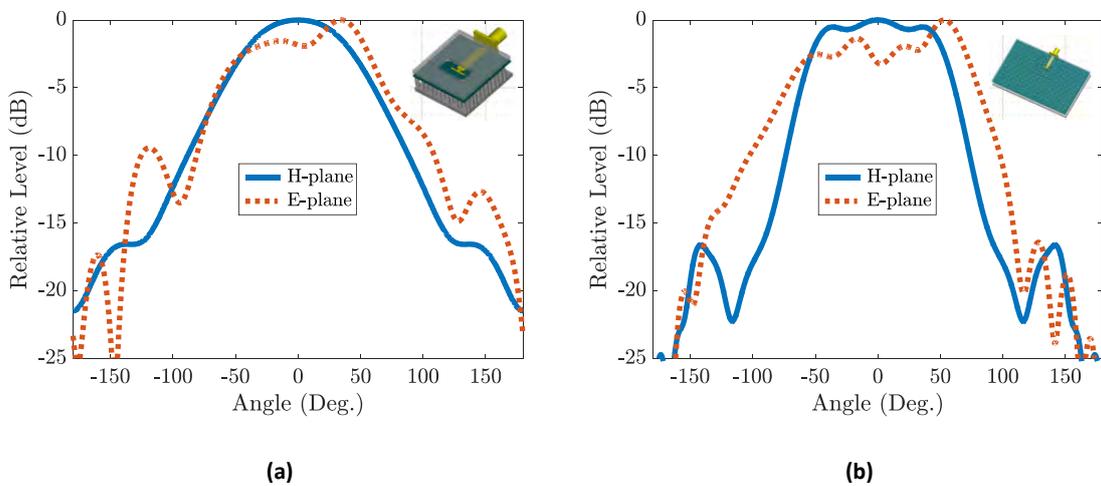


Figura 5.6 –Diagramas de radiación simulado del campo en valor absoluto a 11GHz para el elemento radiante: (a) Dimensiones  $(1.1\lambda \times 1.1\lambda)$ . (b) Dimensiones extendidas al tamaño del diplexor  $(4\lambda \times 2.53\lambda)$ .

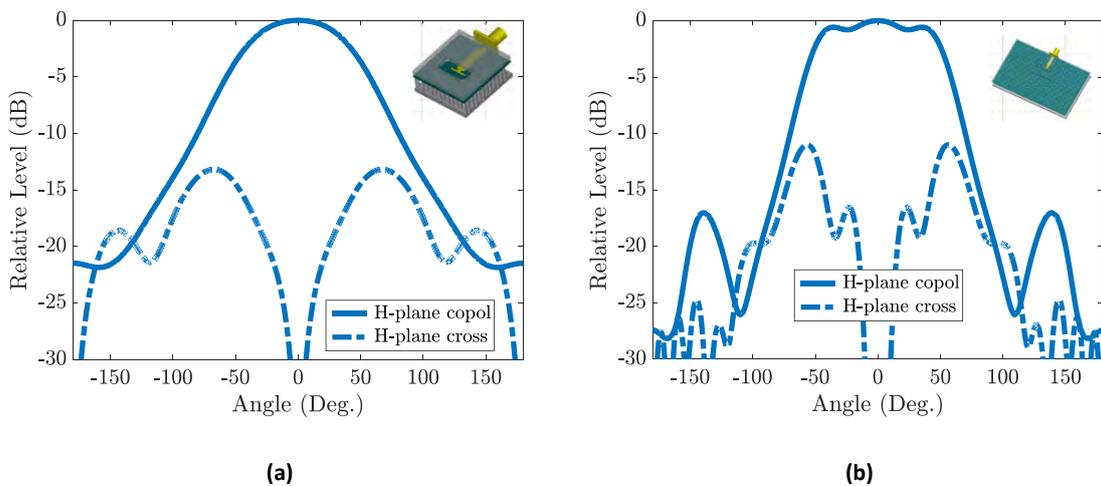
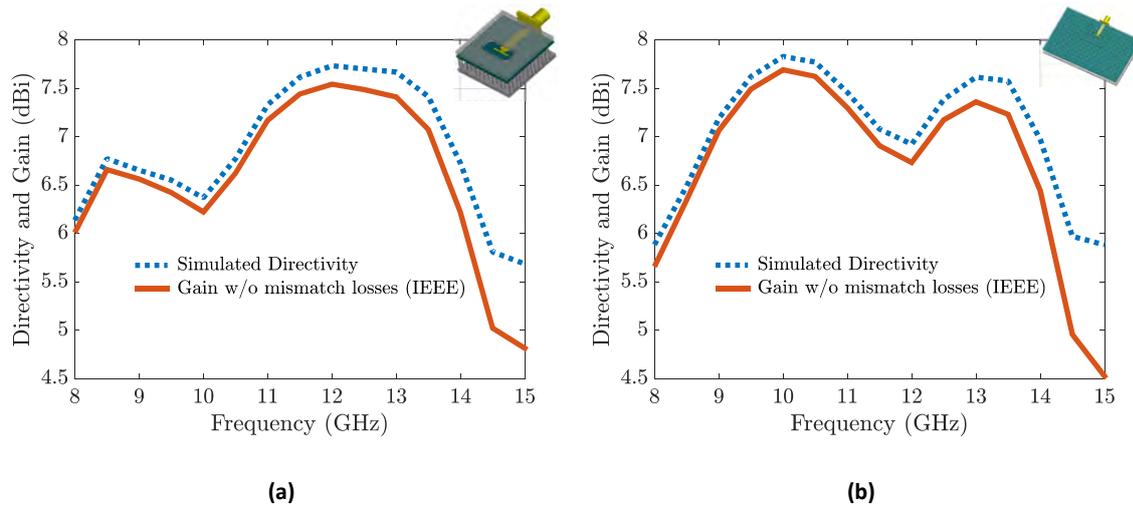
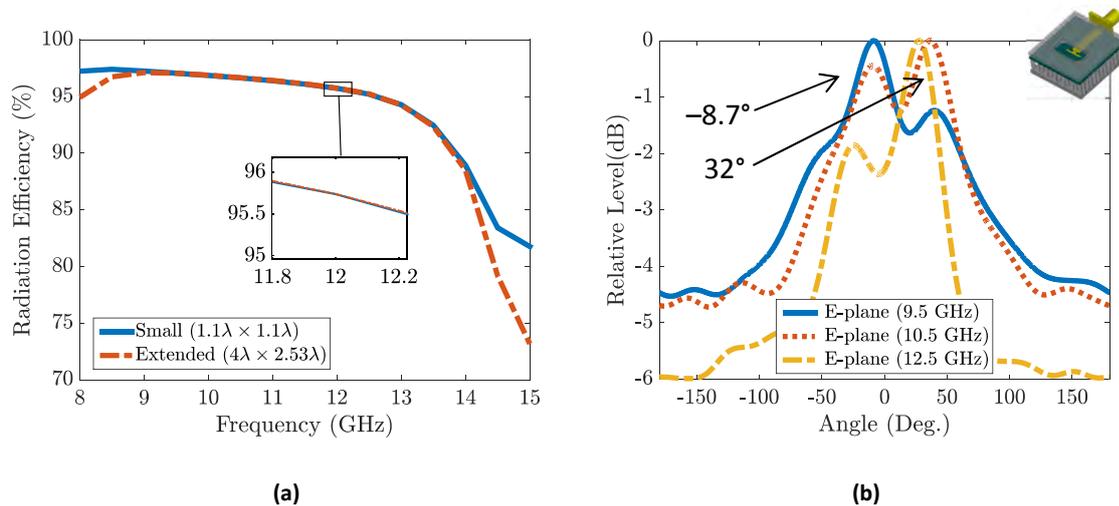


Figura 5.7 - Diagramas de radiación en plano H a 11 GHz de las componentes copolar y de la polarización cruzada para el elemento radiante: (a) Dimensiones  $(1.1\lambda \times 1.1\lambda)$ . (b) Dimensiones extendidas al tamaño del diplexor  $(4\lambda \times 2.53\lambda)$ .



**Figura 5.8 - Directividad y ganancia simuladas para el elemento radiante (a) Dimensiones ( $1.1\lambda \times 1.1\lambda$ ) (b) Dimensiones extendidas al tamaño del diplexor ( $4\lambda \times 2.53\lambda$ ).**



**Figura 5.9 – (a) Eficiencia de radiación del elemento radiante. (b) Diagrama de radiación simulado en plano E ( $\varphi=90^\circ$ ) del elemento radiante pequeño con plano de masa de 1 mm para tres frecuencias 9.5, 10.5 y 12.5 GHz.**

En Figura 5.6 se muestran los diagramas de radiación simulados en el centro de la banda —11 GHz— para el elemento radiante reducido y la versión extendida a las dimensiones del diplexor en plano H ( $\phi = 0^\circ$ ) y en plano E ( $\phi = 90^\circ$ ). Como se puede observar, aparecen los efectos de la difracción de bordes pronosticados en Figura 5.5. Los diagramas en plano H serán simétricos. El diagrama en plano E del elemento pequeño, es muy ancho, por lo que tiene un nivel significativo de radiación trasera. Sin embargo, se ve que para el plano de masa extendido, los diagramas en plano E y H se acercan al de una ranura en un plano de masa infinito —comentado en Figura 2.49—, y tienen menor radiación trasera.

Así mismo, se observa que para la zona de frecuencias comprendidas entre 8.5 GHz y 11 GHz, la dirección de radiación predominante en plano E se encuentra en  $\theta = -8.7^\circ$ , aproximadamente; mientras que de 11 GHz a 13.5 GHz lo hace en  $\theta = 32^\circ$ . La diferente

contribución a los picos por difracción se puede deber a que el elemento radiante que tenemos funciona combinando las resonancias de dos elementos —el alimentador en T y la ranura—. En Figura 5.9(b) podemos ver este efecto de una forma mucho más clara simulando el elemento radiante pequeño con un plano de masa —donde se practica la ranura— de 1 mm en lugar de 2 mm. Con las dimensiones extendidas las diferencias en escala logarítmica son menores.

El nivel de polarización cruzada simulada en plano E es inferior a  $-100$  dB en toda la banda de frecuencias de interés. En Figura 5.7 podemos observar las distintas componentes de campo a 11 GHz en plano H en polarización copolar y cruzada para las dos versiones de la antena —  $(1.1\lambda \times 1.1\lambda)$  y  $(4\lambda \times 2.53\lambda)$ —. Se puede ver que el nivel relativo de polarización cruzada es  $-13$  dB y  $-11$  dB, respectivamente.

Se puede observar en Figura 5.9(a) que al ser antenas resonantes la eficiencia de radiación es muy elevada —por encima del 95% en la banda de interés—.

En cuanto a la directividad, sabemos de 2.7.4 que la directividad de una ranura  $\lambda/2$  es 5.17 dBi. En Figura 5.8 podemos observar la directividad y la ganancia sin las pérdidas por desadaptación —*i.e.*, solo se tienen en cuenta las pérdidas óhmicas en conductores y dieléctricos, definido así por el *IEEE*— para los dos modelos de antena. Observamos que se supera este valor aproximadamente por 2.16dBi, valor que corresponde a la directividad del dipolo eléctrico  $\lambda/2$  que utilizamos como alimentador de la ranura.

Salvo en frecuencias en torno a 10 GHz y 12 GHz en el modelo pequeño y el grande, respectivamente, se observa con claridad la tendencia que debería tener la directividad máxima calculada mediante la conocida fórmula  $4\pi A/\lambda^2$ , válida para grandes aperturas o grandes arrays. Se ha estudiado si esta distorsión se debía al panel de montaje del conector SMA, con resultados poco concluyentes. En Figura 5.10(a) podemos comparar la directividad de los dos modelos de antena junto al modelo pequeño con el panel de montaje recortado a ras del plano de masa de la ranura, pues se podía pensar que actuase como un pequeño reflector. En Figura 5.10(b) podemos ver la diferencia entre el campo E en valor absoluto a 12 GHz con/sin SMA recortado en el modelo reducido con el mismo valor en la fase de  $56.25^\circ$ . Se aprecia un cierto acoplo en el reborde que podría ser la causa de la distorsión de la directividad.

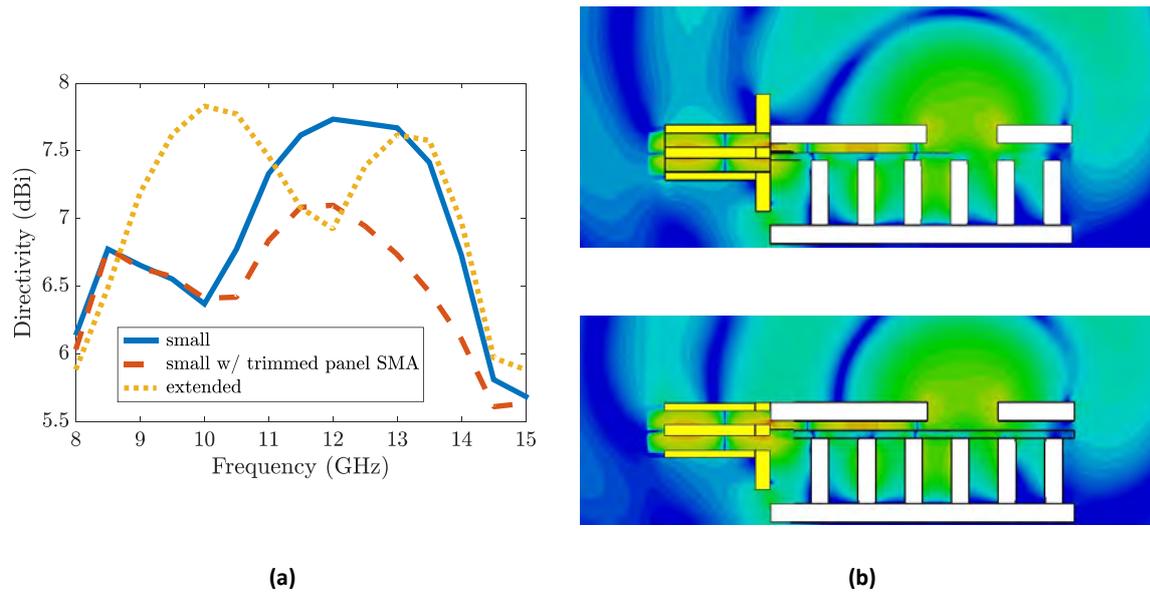


Figura 5.10 – (a) Directividad para los dos modelos de elemento radiante junto con la versión con SMA modificado. (b) Campo E en valor absoluto a 12 GHz en plano E para la versión reducida con/sin SMA modificado, normalizado al valor máximo y con rampa de color hasta  $-60$  dB.

# CAPÍTULO 6

## INTEGRACIÓN DEL ELEMENTO RADIANTE EN EL CIRCUITO DIPLEXOR

---

Una vez diseñado y caracterizado el elemento radiante se pasó a añadir el circuito diplexor en tecnología *microstrip-gap*. Para ello, el puerto común de este circuito pasó a ser el elemento radiante. La posición más lógica para la ranura se encuentra entre los dos subcircuitos del diplexor. Es importante que la ranura no esté cerca de los bordes del plano de masa para evitar mayores efectos de difracción.

### 6.1 Modelo con puertos y conductores ideales

En Figura 6.2 se pueden observar las dimensiones y parámetros S simulados de la estructura completa optimizada con el simulador de onda completa *CST Microwave Studio 2015*. Se puede ver que cada canal está correctamente adaptado con  $S_{11}$  y  $S_{22}$  inferiores a  $-10$  dB a 10 GHz y 12 GHz con un ancho de banda del 10%, respectivamente. El aislamiento entre ambos canales es inferior a  $-40$  dB en la banda de frecuencias de interés.

En Figura 6.2(e) y Figura 6.2(f) podemos ver el campo E en valor absoluto para una excitación de 10 GHz en el canal 1 y de 12 GHz en el canal 2, respectivamente. Los resultados se corresponden con lo esperado.

En Figura 6.1 podemos observar los diagramas de radiación 3D de la antena autodiplexada para el canal de 10 GHz y el de 12 GHz. En Figura 6.3 los diagramas en plano E y H, así como su descomposición en componentes copolar y cruzada. Vemos, que el diagrama en plano E es más ancho de lo esperado según los datos del capítulo anterior, pues las dimensiones finales tras el proceso de optimización se pudieron reducir —siempre respetando la separación mínima de medio periodo entre el plano de montaje del SMA y la primera fila de tornillos—.

Esto se consiguió a costa de perder algo de directividad (*i.e.*, 7.7 dBi a 10 GHz en la versión que antes hemos denominado ‘extendida’ frente a los 7.4 dBi a 10 GHz de la versión final). La diferencia en tamaño eléctrico a 10 GHz es de  $(3.9\lambda \times 2.5\lambda)$  ahora, frente a los  $(4\lambda \times 2.53\lambda)$  caracterizado en el capítulo anterior. Aparece una cierta componente de radiación trasera a pesar de haber situado la ranura alejada de los bordes. Este problema se debe a que el plano de masa es demasiado pequeño y se podría mitigar añadiendo un par de corrugaciones a lo largo de la dimensión más pequeña del plano de masa —plano E— de profundidad  $\lambda/4$  a la frecuencia más baja de operación (9 GHz), como en [96].

Los niveles de polarización cruzada son bastante más elevados que los caracterizados en el elemento radiante de banda ancha del capítulo anterior. Se ha pasado de un nivel inferior a  $-100$  dB en plano E para toda la banda de frecuencias de interés, y  $-11$  dB en plano H —para el elemento de  $(4\lambda \times 2.53\lambda)$ —, a un nivel máximo de  $-10$  dB y  $-18$  dB en plano H y plano E, respectivamente. El motivo se debe a la disposición de la ranura respecto a los filtros, rotada  $90^\circ$ . El efecto entre el filtro a 10 GHz y la antena es menor que entre el filtro a 12 GHz y la ranura. Esto parece indicar que depende del tamaño físico del filtro y su proximidad a la ranura.

### 6.2 Modelo con conector SMA y materiales reales

En Figura 6.4 podemos observar que el cambio de PEC a aluminio en el plano de masa de la ranura, ensancha aún más el diagrama de radiación en ambos planos E y H debido a que se eleva notablemente el nivel de radiación trasera. Una forma de mitigarlo sería añadir un par de corrugaciones como en el caso anterior con PEC.

En Figura 6.5 podemos ver una comparación del diagrama de radiación a 10 GHz para el AMC realizado con materiales reales, añadiendo dos corrugaciones en plano E, añadiendo dos en plano E y dos en plano H, y el caso ideal con PMC infinito.

En Figura 6.6(a) podemos observar la eficiencia de radiación de la antena para cada banda de funcionamiento. La eficiencia tiene valores en torno al 85%, que está de acuerdo con una antena resonante como esta.

Figura 6.6(b) muestra la directividad y ganancia sin las pérdidas por desadaptación —(*IEEE*)— para cada canal. Los valores son algo menores que en el caso del modelo de dipolo de banda ancha con plano de masa y AMC ‘*extended*’ —Figura 5.8(b)—. Aunque

cabría esperar que a la frecuencia superior obtuviéramos más directividad, aparece el mismo efecto —de mínimo local— que en Figura 5.8(b). Esta disminución de la directividad se puede explicar mejor analizando los diagramas de radiación y descomponiéndolos en sus componentes copolar y de polarización cruzada de Figura 6.4.

Figura 6.7 resume el estudio de pérdidas realizado a la antena con materiales reales y conectores SMA. Podemos observar que las pérdidas por dieléctricos y metales en el centro de cada canal son inferiores al 6.5 % y al 2.5 %, respectivamente.

Para aumentar la precisión de este análisis se ha dividido la banda de frecuencias en dos y analizado la respuesta con *'transient solver'* de CST™. De esta forma se pretendía evitar la dispersión en frecuencia que ocurre al calcular los modos en los puertos en el centro de la banda de frecuencias de cálculo. Ni siquiera con la opción de *'Inhomogeneous port accuracy enhancement'* activada y ajustada se podía evitar que resultase un término de pérdidas denominado: *'Power Absorbed at all Ports'*. Esta potencia disipada es equivalente a un término de pérdidas introducido por la condición de contorno de la impedancia interna del *'waveguide port'* que se usa para tratar los modos no considerados en la excitación.

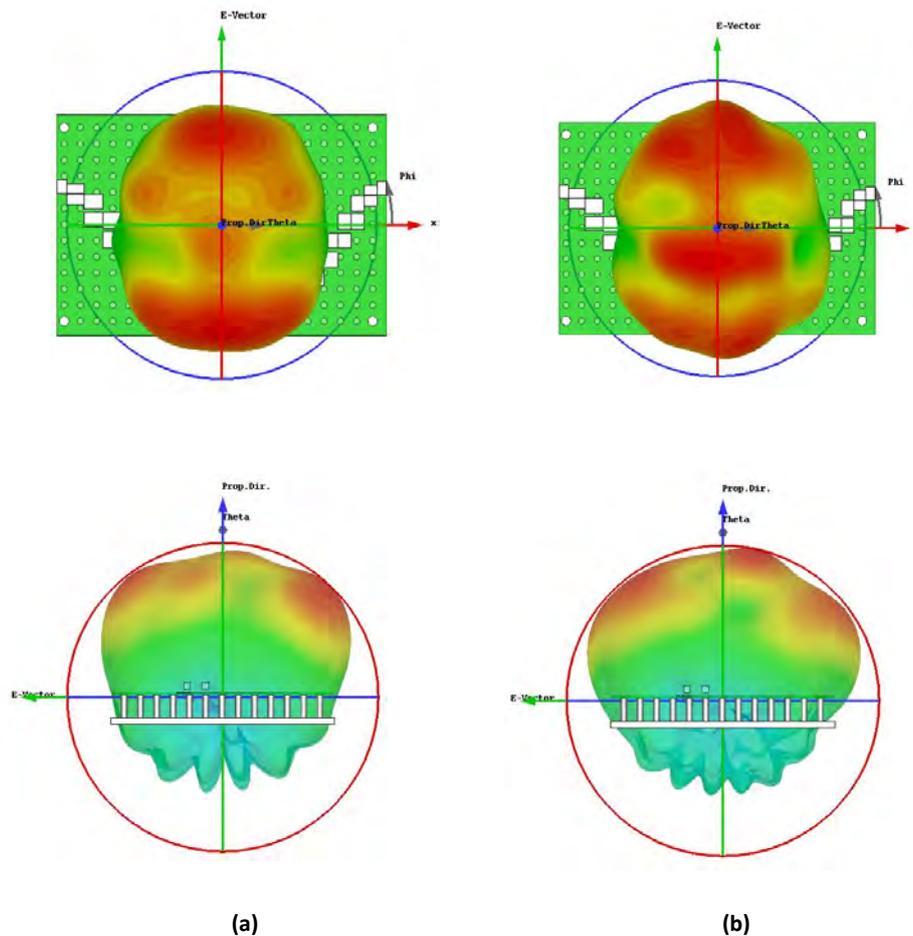


Figura 6.1 - Diagramas de radiación tridimensional de antena autodiplexada con PEC como conductor, sustrato RO4003C™ como dieléctrico y puertos *'CST waveguide ports'* ideales para el canal (a) 10 GHz y (b) 12 GHz.

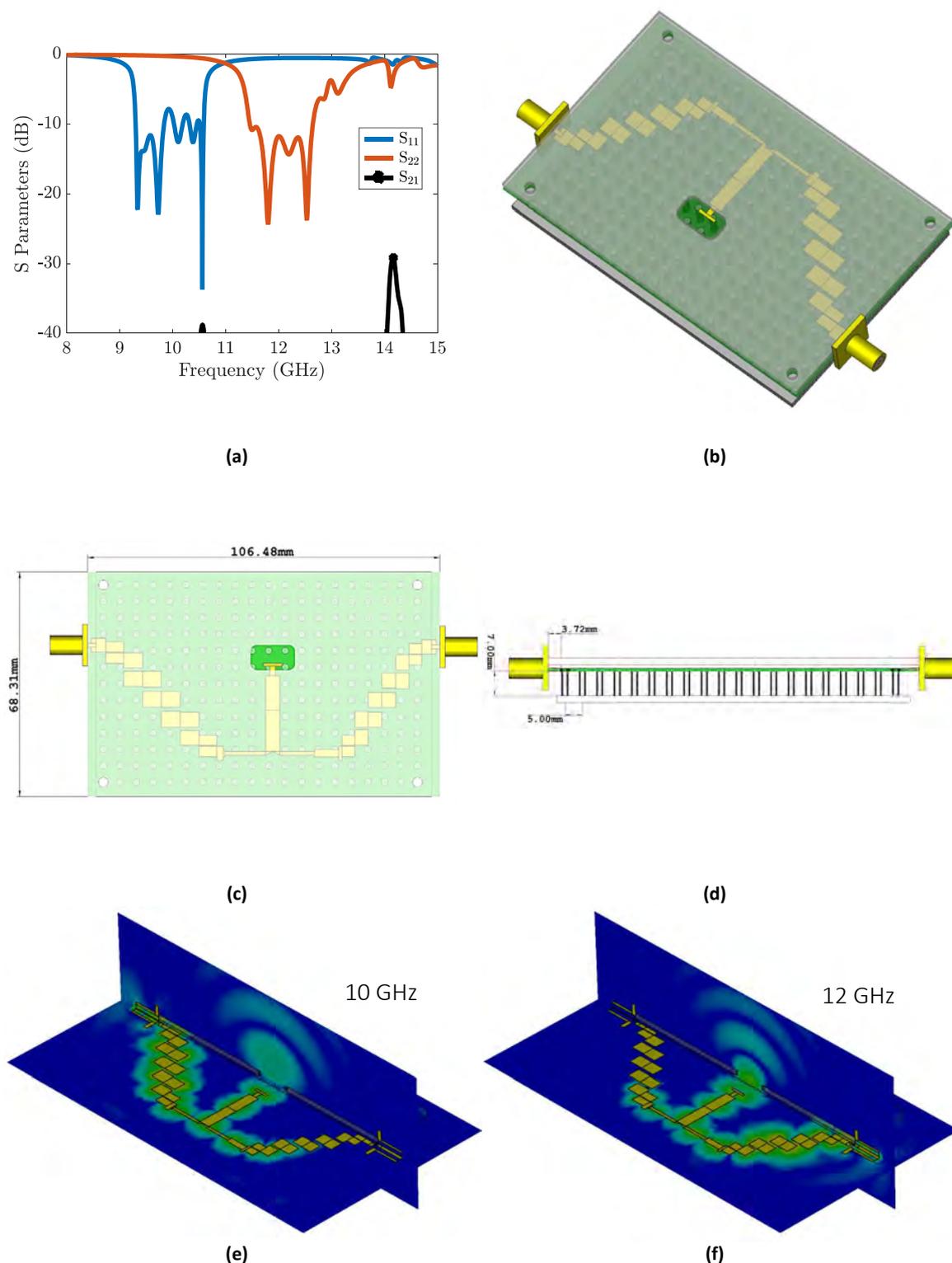
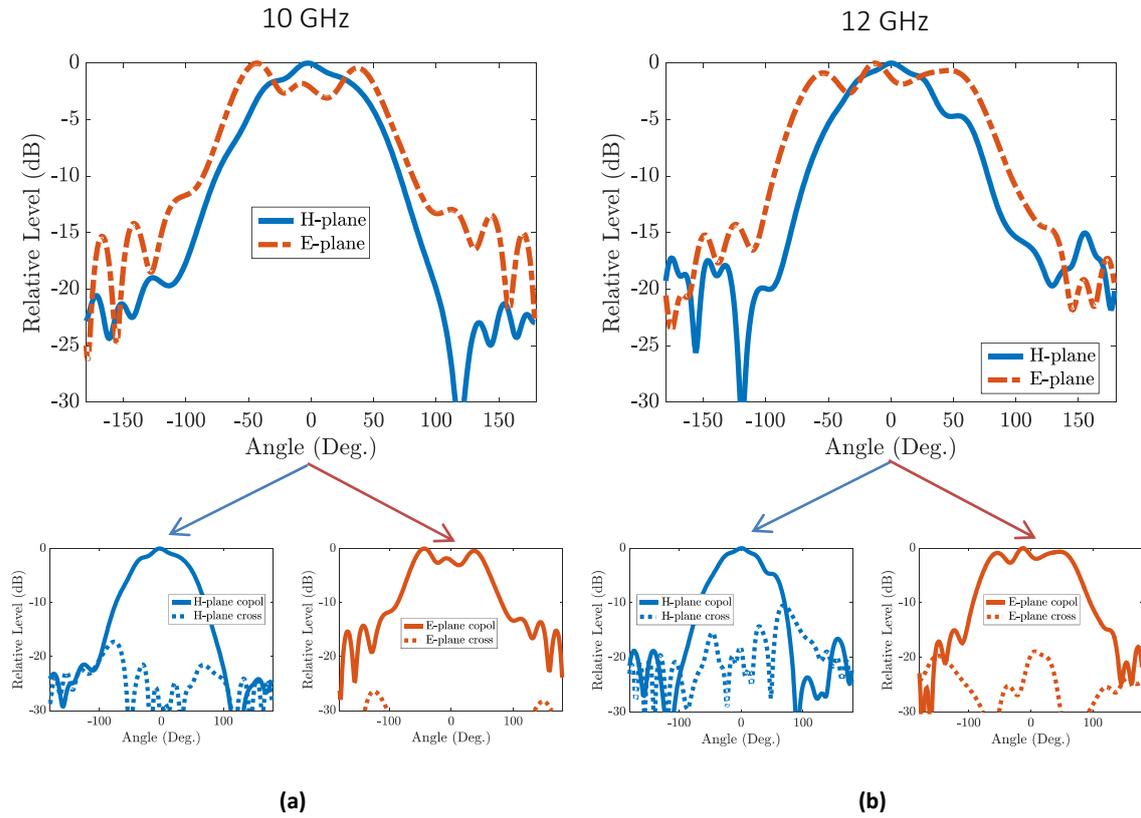
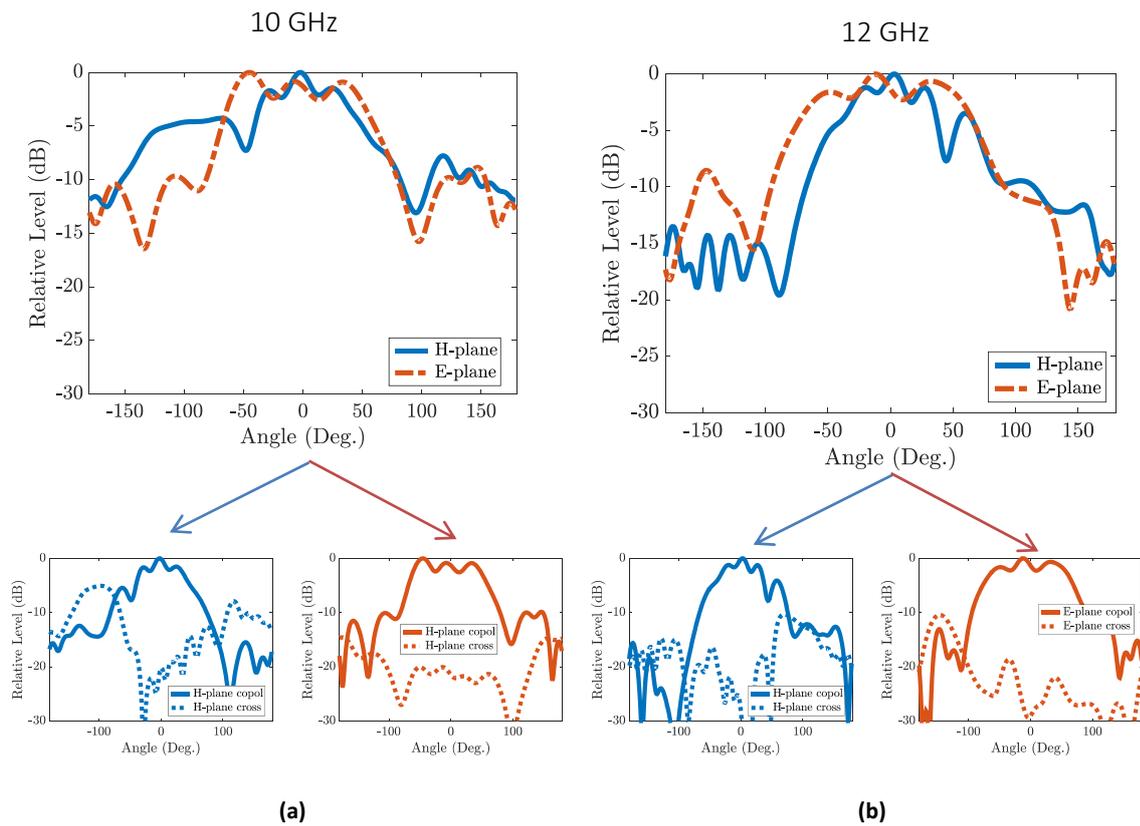


Figura 6.2 - Antena autodiplexada en tecnología *microstrip-gap waveguide* con PEC como conductores, sustrato RO4003C™ como dieléctrico y puertos ‘CST waveguide ports’ ideales. (a) Parámetros S simulados. (b) (c) (d) Dimensiones del modelo con la estructura completa —tapa con transparencia solo para su mejor visualización—. (e) Campo E en valor absoluto para una excitación de 10 GHz desde el puerto 1. (f) Campo E en valor absoluto para una excitación de 12 GHz desde el puerto 2, ambos en escala dBmax (−60dB).



**Figura 6.3 –Diagrama de radiación simulado de la antena autodiplexada con PEC como conductor, sustrato RO4003C™ como dieléctrico y puertos ‘CST waveguide ports’ ideales. Valor del campo en valor absoluto y en componentes copolar y cruzada: (a) Canal a 10 GHz. (b) Canal a 12 GHz.**



**Figura 6.4 – Diagramas de radiación simulados de la antena autodiplexada con materiales reales: sustrato RO4003™, tornillos de acero, placas y metalizaciones de cobre, SMA (panel de montaje, oro como conductor y teflón como aislante). Valor del campo en valor absoluto y en componentes copolar y cruzada para: (a) Canal a 10 GHz. (b) Canal a 12 GHz.**

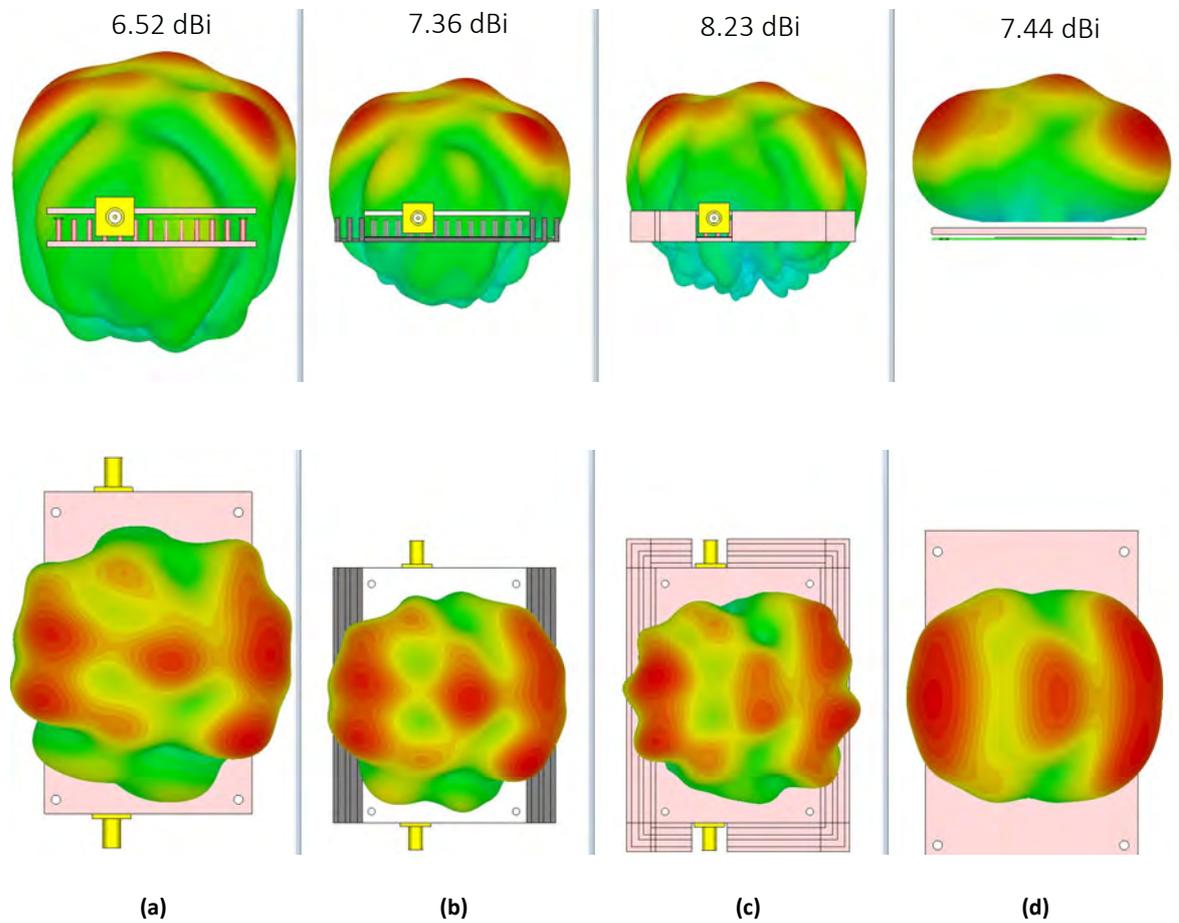


Figura 6.5 – Diagramas de radiación simulados a 10 GHz de la antena autodiplexada realizada con materiales reales para (a) AMC, (b) AMC con dos corrugaciones en plano E, (c) AMC con dos corrugaciones en plano E y dos en plano H, y (d) PMC infinito.

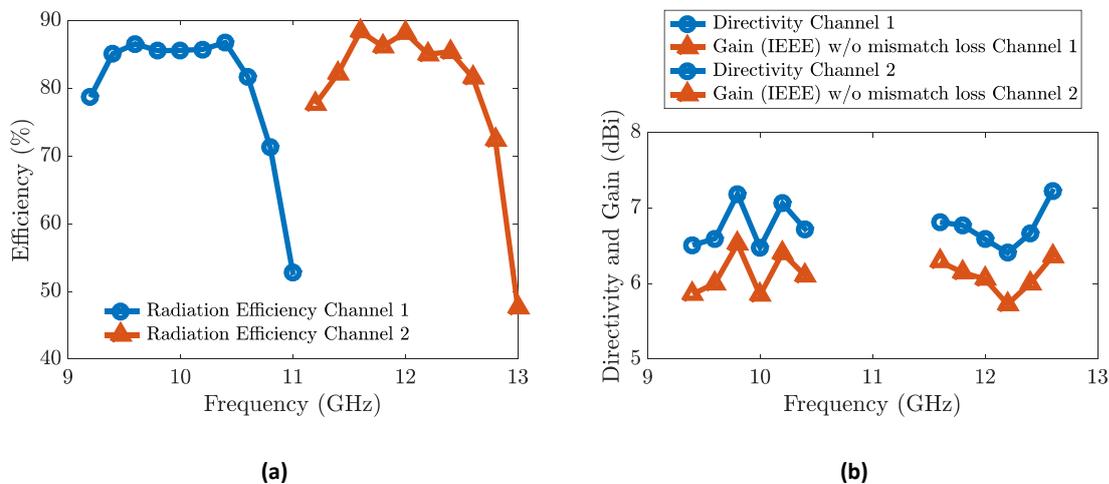


Figura 6.6 - (a) Eficiencia de radiación y directividad simuladas de la antena autodiplexada con materiales reales: sustrato RO4003C™, tornillos de acero, placas y metalizaciones de cobre, SMA (panel de montaje, oro como conductor y teflón como aislante). (b) Directividad y ganancia (IEEE) de la misma antena con conectores y materiales reales.

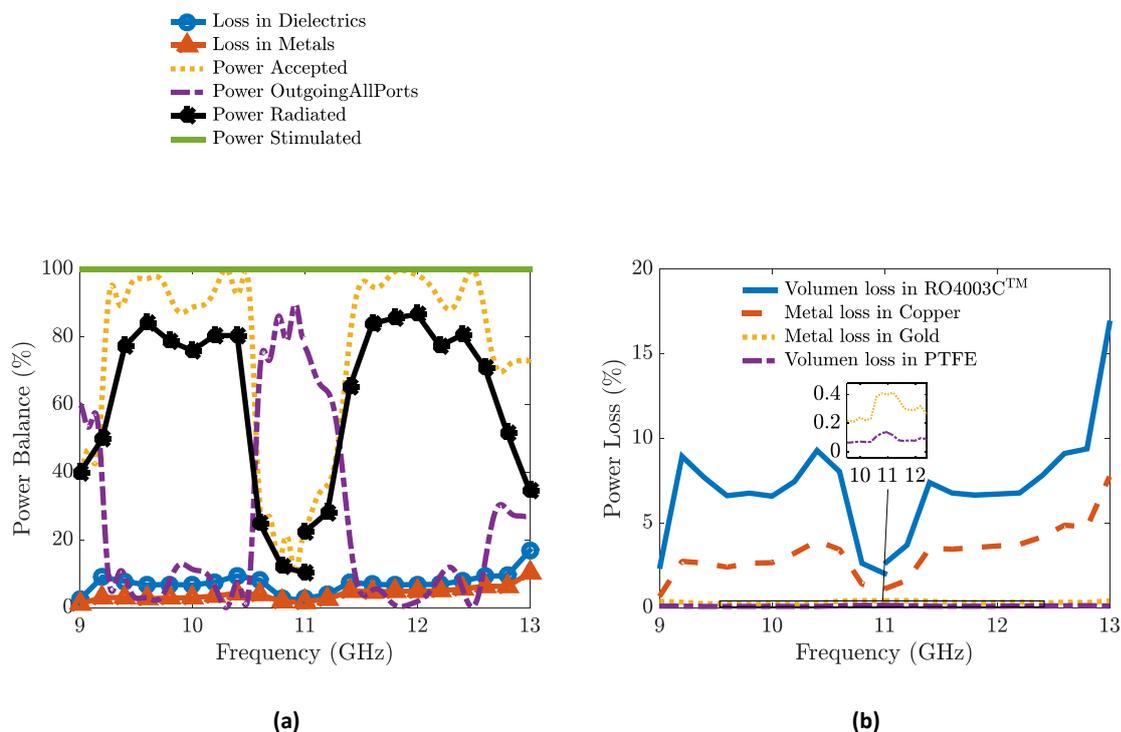


Figura 6.7 – Estudio de pérdidas de la antena autodiplexada con materiales reales: sustrato RO4003C™, tornillos de acero, placas y metalizaciones de cobre, SMA (panel de montaje, oro como conductor y teflón como aislante).

# CAPÍTULO 7

## FABRICACIÓN Y MEDIDAS DEL PROTOTIPO

---

### 7.1 Proceso de fabricación del circuito.

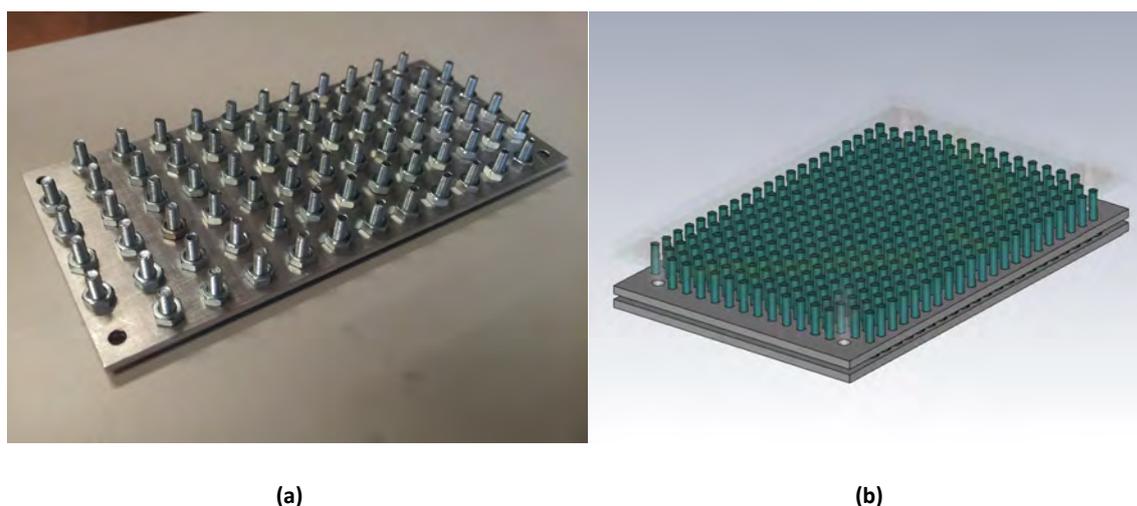
Se hicieron dos prototipos diferentes, el circuito diplexor y la antena autodiplexada. La fabricación de estos prototipos corrió a cargo de la Oficina Técnica de la Universidad Carlos III y se realizó en tres fases por tres equipos técnicos diferentes —una parte fotograbada, una parte mecánica/fresado y otra parte electrónica/soldadura—.

Por un lado, está el fotograbado de los dos circuitos sobre el sustrato Rogers RO4003C™ de 0.813 mm de grosor y 35 μm de metalización de cobre, eliminando el plano de masa trasero, pues nosotros necesitamos el contacto directo del sustrato sobre la cama de clavos (AMC). La tolerancia de fotograbados de esta Oficina Técnica, como ya se adelantó en **4.1.1 Diseño de los filtros en *Inverted Suspended Microstrip***, es de circuitos con una separación mínima entre líneas de 200 μm. Esta restricción no fue advertida hasta el final y se debió optimizar todo el diseño de nuevo, con la pérdida de tiempo y recursos que eso supuso. En Figura 7.1 se muestran las características técnicas de una muestra solicitada al fabricante para evaluar las prestaciones del material.



**Figura 7.1 - Características técnicas de la muestra solicitada de sustrato Rogers RO4003C™.**

Así mismo, la separación mínima entre tornillos de métrica 2 debe ser de 5 mm. Se planteó inicialmente una separación entre tornillos de 10 mm para facilitar su manipulación con tuercas y la reutilización de la matriz de tornillos en otros proyectos académicos. Las simulaciones de Figura 4.6 nos mostraron la naturaleza especialmente sensible de la tecnología *microstrip-gap*, pues cualquier ligera variación de la posición relativa de los circuitos fotograbados sobre la cama de tornillos hace variar su impedancia característica, variando así las propiedades del circuito de forma dramática. Por ello, se fijó en 5 mm el periodo, pues a mayor densidad del AMC, esta sensibilidad era menor. Se ideó una forma de sujetar los tornillos sin tuercas mediante una matriz de agujeros que hace las veces de plano de masa. En Figura 7.2 se pueden ver dos realizaciones de AMC: con periodo de 10 mm y tuercas a la izquierda, y un modelo de la propuesta con la matriz de agujeros sin tuercas a la derecha.



(a)

(b)

**Figura 7.2 – Realización de superficie AMC (*Artificial Magnetic Conductor*) con (a) periodo entre tornillos 10 mm sujetos con tuercas al plano de masa y (b) modelo propuesto con periodo entre tornillos de 5 mm sujetos con una matriz de agujeros pasantes convertida en el nuevo plano de masa.**

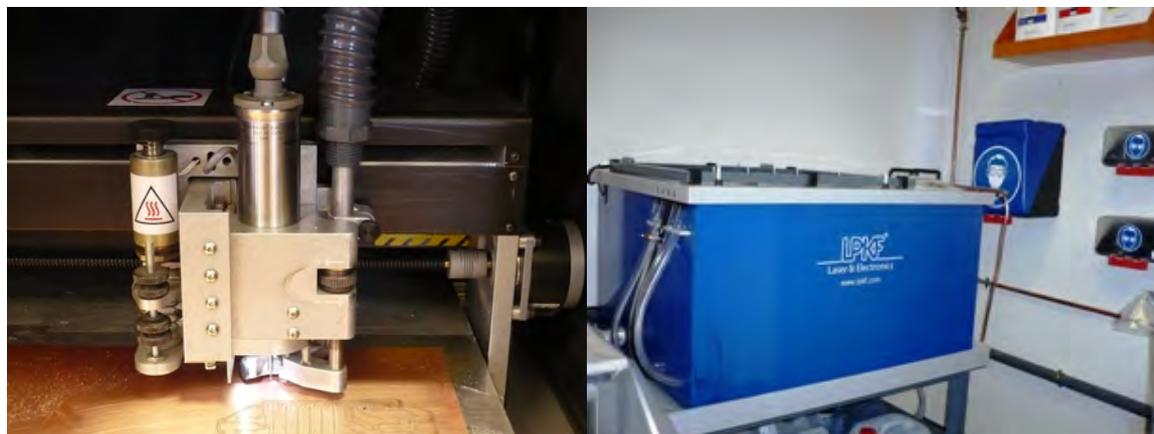
Dadas las especiales características de fabricación de esta tecnología, se estudiaron numerosas alternativas como el contratar por dicha Oficina Técnica el servicio de una empresa de corte por láser — aunque se descartó por motivos económicos—, dado que la microfresadora laser **LPKF® Protolaser S** de que dispone el Dpto. de Teoría de la Señal y las Comunicaciones desde 2010 tiene un uso restringido y, por motivos que se desconocen, no se permite su uso. Con ella, se pueden manejar tolerancias de 25  $\mu\text{m}$  entre líneas y hubiera acortado los plazos de fabricación de los prototipos en más de 8 meses (ver foto en Figura 7.4(b), y detalles técnicos en Anexo E).

La matriz de agujeros en aluminio de 2 mm de grosor presentaba el problema de curvatura por la cercanía de unos taladros a otros. Como alternativa, se propuso hacerlo con un sustrato de muy bajo coste como FR4 metalizado en ambas caras pues las simulaciones ofrecieron el mismo resultado. La sujeción del circuito a la cama de tornillos se realizó con tornillos pasantes de nylon M3 con sus correspondientes tuercas y casquillos separadores también de nylon. Para evitar perturbaciones en la propagación de la señal en el *gap* de aire, se unieron los SMA con el plano de masa de la tapa con cinta de cobre adhesiva, quedando esta por la parte superior. En Figura 7.5 se muestran los esquemas de fabricación con las cotas más importantes. Nótese que para el segundo prototipo se ha diseñado un soporte de metacrilato para fijar la antena al soporte de la cámara anecoica.

Los materiales empleados en la fabricación de los dos prototipos fueron:

- ✓ 2 x 260 x Tornillos DIN84 M2x20 de acero
- ✓ 2 x 4 x Tornillos DIN84 M3x20 de Nylon
- ✓ 2 x 4 x Tuercas Hex DIN 934-M3 de Nylon
- ✓ 2 x 4 x Casquillos pasantes M4 de Nylon (longitud = 7 mm)
- ✓ 2 x Sustrato FR4 (para matriz de agujeros de período 5 mm)
- ✓ 2 x Plancha de aluminio de 2 mm (soporte de los tornillos)
- ✓ 2 x Sustrato Rogers RO4003C™ ( $h=0.813$  mm,  $t=35$   $\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_r=3.55$ )
- ✓ 5 x Conectores SMA con panel de montaje y terminación en patilla para soldar
- ✓ Cinta de cobre (contacto de SMA con plano de masa de la tapa)
- ✓ 2 x 4 x Separadores de teflón (PTFE) de 1 mm de grosor (en rojo en los esquemas)

*Medios del taller de circuitos impresos de la Oficina Técnica UC3M*



(a)

(b)

**Figura 7.3 – En el taller de circuitos impresos se pueden fabricar placas de circuito impreso de doble cara en sustratos FR4, de alta frecuencia y otros especiales, además de poder hacer taladros metalizados hasta clase 5. (a) Microfresadora T-Tech™ para fabricación de placas de circuito impreso. (b) Sistema de metalización de agujeros LPKF™ Contac RS**

Dispositivos	Coste
✓ Microfresadora T-Tech™	No disponible
✓ Sistema de metalización galvánica LPKF™ Contac RS	No disponible

*Medios del Dpto. de Tª de la Señal y Comunicaciones UC3M*

Instalaciones de fabricación y medida de dispositivos en milimétricas y THz formado por:

Dispositivos	Coste
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Microfresadora Laser LPKF® modelo Protolaser S - Resolución de líneas de 50 µm y gaps de 25 µm</li> </ul> <p>Expediente: 2010/0001993-10SU10NEGLT Empresa: AGILENT TECHNOLOGIES SPAIN, S.L.</p>	112.417,50 € + IVA
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Agilent™ PNA-X N5247A (0-67 GHz) de 4 puertos + Extensiones de frecuencia de OML™ Inc.</li> <li>✓ OML™ V10VNA2 (75-110 GHz) WR-10</li> <li>✓ OML™ V08VNA2 (90-140 GHz) WR-08</li> </ul> <p>Expediente: 2011/0005675_11SU11PA-RA Empresa: AGILENT TECHNOLOGIES SPAIN, S.L.</p>	291.991,68 € + IVA
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Equipo de generación de potencia mediante laser en banda de THz para espectroscopía CW THz</li> </ul> <p>Expediente: 2012/0003811-32SU12NEGLT Empresa: TOPTICA PHOTONICS AG</p>	39.000,00 € + IVA
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Detector Golay con ventana de diamante (Golay Cell GC-1D)</li> <li>✓ Espejos elípticos y paraboloides THz</li> <li>✓ Amplificador Lock-in SRS™ 830 (desde nanoVoltios)</li> </ul>	No disponible
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Estación de soldadura de dispositivos de montaje superficial SMD (hasta tamaño 0201)</li> </ul>	No disponible
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Cámara anecoica (6m x 4m x 3m) para medidas hasta 40 GHz</li> <li>✓ Antenas de bocina cónica de paredes corrugadas</li> </ul>	No disponible

Instalaciones de cálculo:

- ✓ Cluster HPC 2 Tflops, 1 TB RAM, 16 TB HDD

No disponible

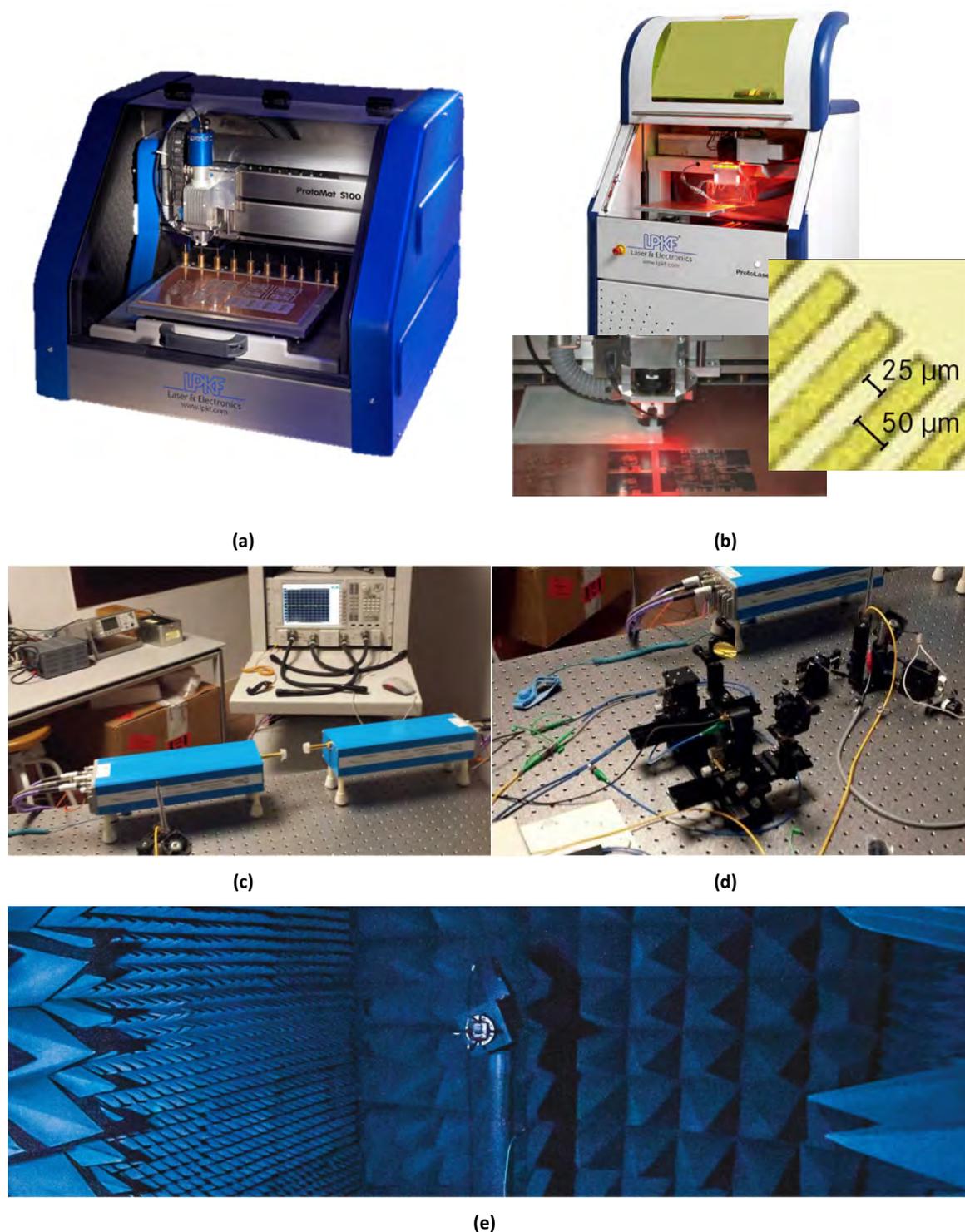
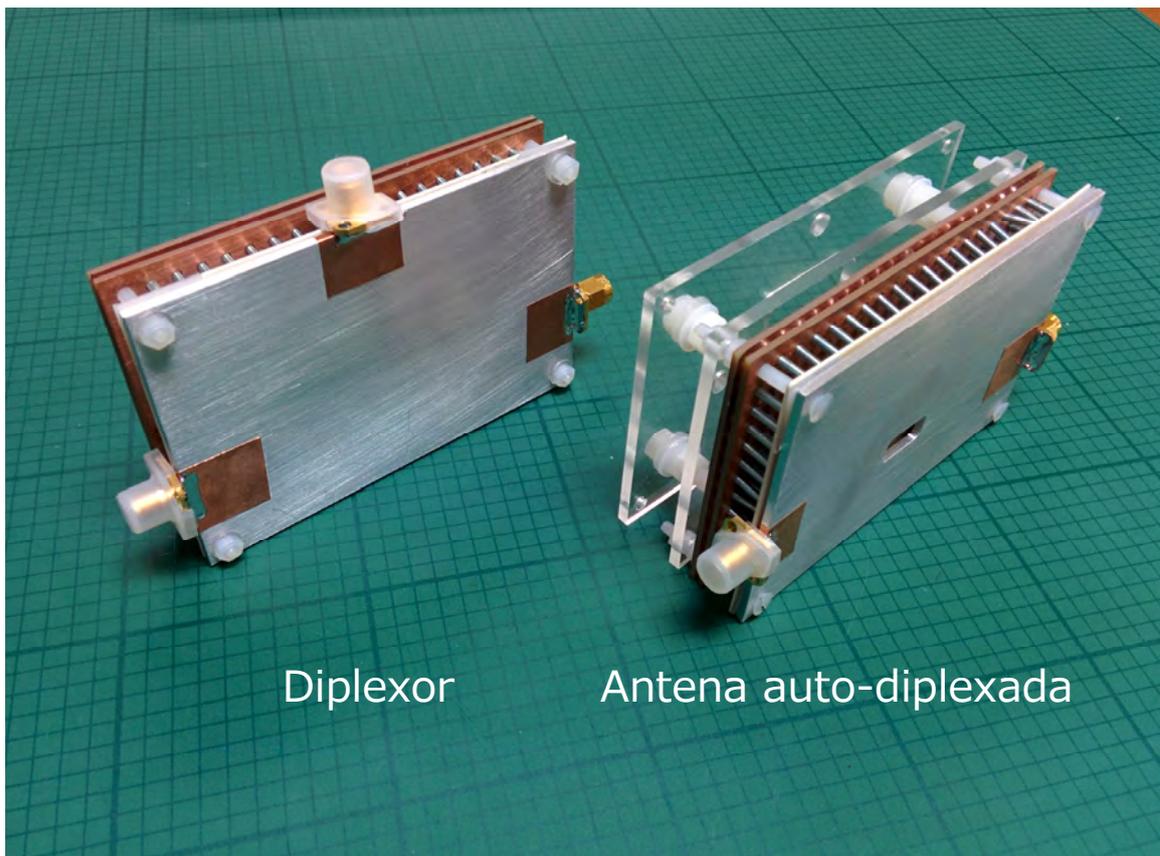
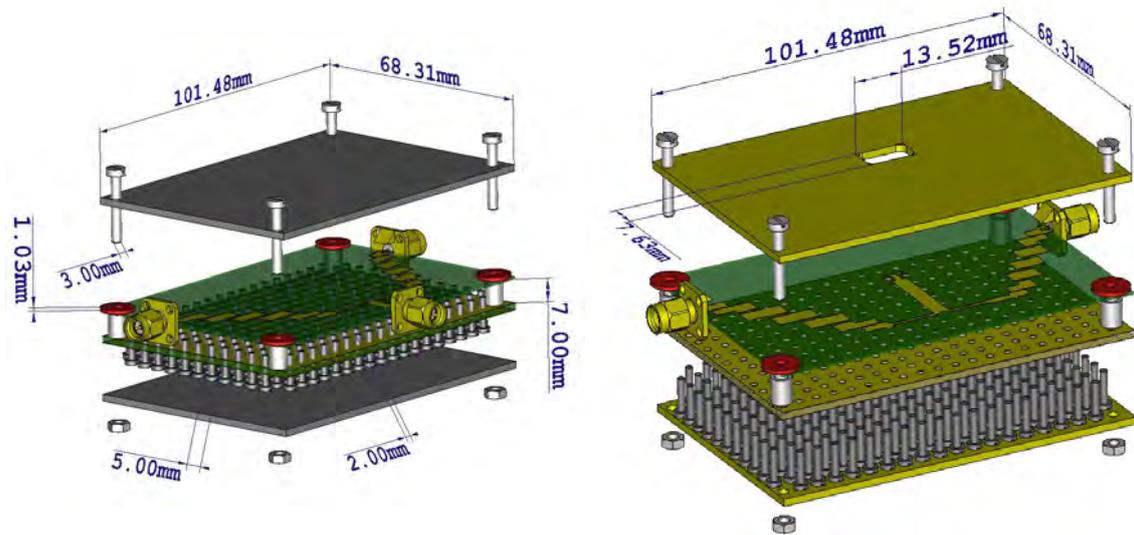


Figura 7.4 – Medios del Dpto. T<sup>3</sup> Señal UC3M: (a) Microfresadora LPKF® modelo Protomat S100 (resolución 0.25  $\mu\text{m}$  en los ejes X e Y y 0.5  $\mu\text{m}$  en Z) (b) Microfresadora Laser LPKF® modelo Protolaser S (resolución de líneas de 50  $\mu\text{m}$  y gaps de 25  $\mu\text{m}$ ). (c) Agilent PNA-X N5247A (0-67 GHz) de 4 puertos con los extensores de frecuencia de OML™ hasta 140 GHz. (d) Espectroscopía CW THz. (e) Cámara anecoica 6 m x 4 m x 3 m.



Diplexor

Antena auto-diplexada

(a)

(b)

Figura 7.5 - Esquemas de montaje de los prototipos: (a) del diplexor en tecnología *microstrip-gap* y (b) de la antena autodiplexada en tecnología *microstrip-gap*.

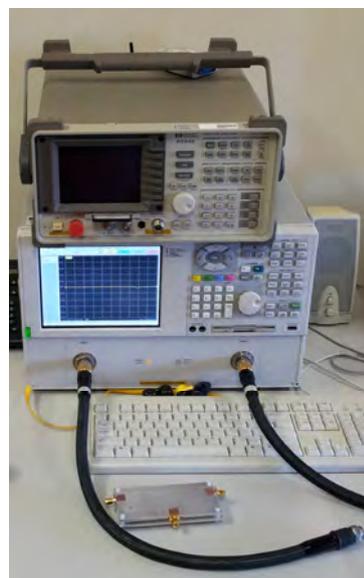
## 7.2 Medidas de los prototipos

Las medidas de los prototipos se realizaron con el analizador de redes disponible en el laboratorio: Agilent™ E8364B, que tiene un rango de frecuencias de trabajo de 10 Mhz a 50 GHz. El módulo de calibración empleado antes de hacer las mediciones fue el Agilent™ N4693-60001 con el mismo rango de funcionamiento.

Se tuvo en cuenta la rigidez de los cables que conectan el VNA con nuestro DUT para diseñar la disposición de los conectores SMA en los prototipos.

En Figura 7.8 podemos comprobar la razonable similitud de los resultados simulados frente a los medidos. Las diferencias claramente se deben a las tolerancias de fabricación, que provocan pequeñas desviaciones del circuito sobre la cama de tornillos, modificando la impedancia característica de las líneas y los polos y ceros de transmisión de los filtros.

Aunque el Dpto. de Tª de la Señal y las Comunicaciones de la UC3M dispone de una cámara anecoica completamente operativa para hacer medidas hasta 40 GHz, no se pudo emplear para medir los diagramas de radiación de la antena por los mismos incomprensibles motivos antes comentados sobre la microfresadora láser.



**Figura 7.6 - Analizador de redes Agilent™ E8364B. Antes de medir el circuito diplexor**



**Figura 7.7 - Cámara anecoica del DEPARTAMENTO de Teoría de la Señal y las Comunicaciones de la Universidad Carlos III de Madrid.**

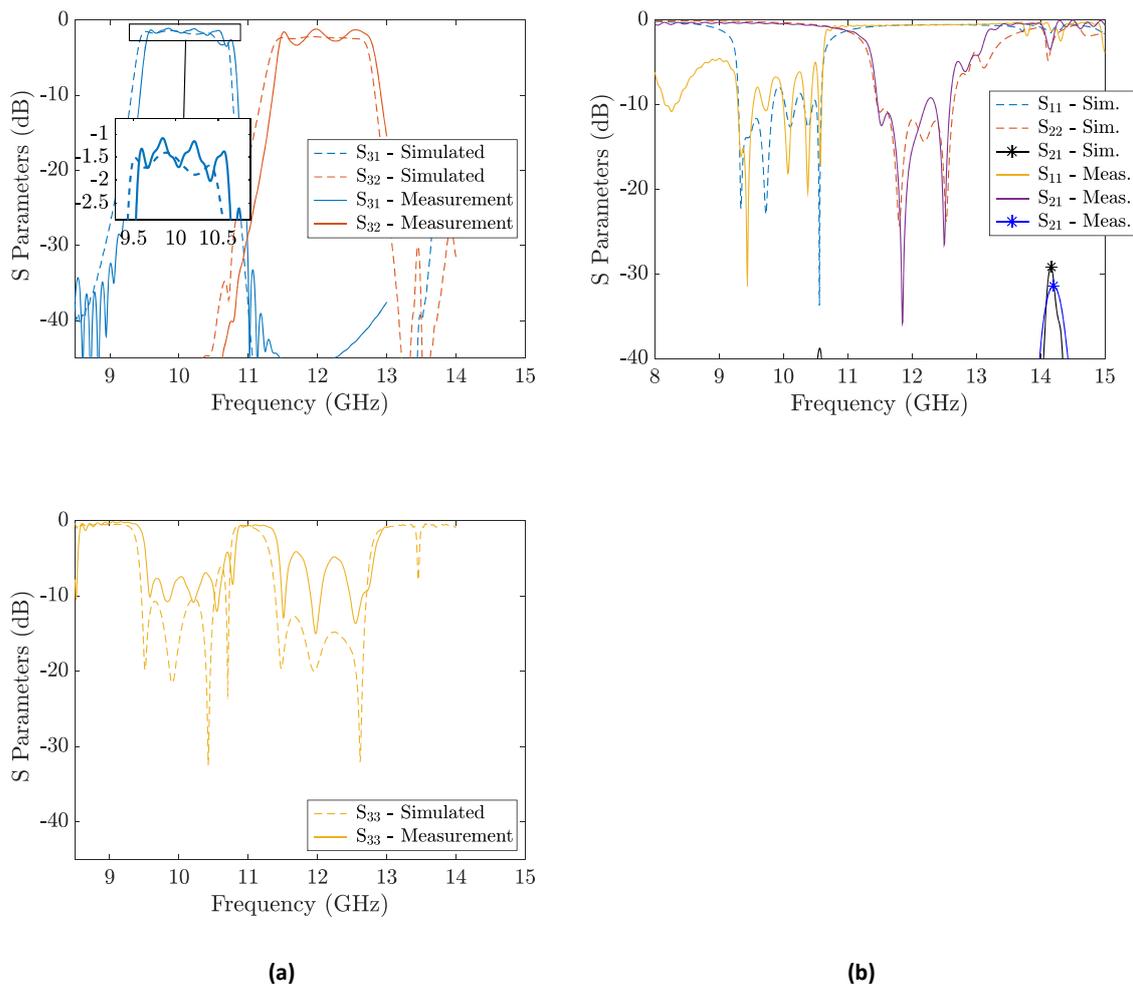


Figura 7.8 – Parámetros S simulados y medidos de los prototipos. (a) Diplexor en tecnología *microstrip-gap*. (b) Antena autodiplexada en tecnología *microstrip-gap*.



# CAPÍTULO 8

## CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

---

### 8.1 Principales conclusiones

La tecnología Gap-Waveguide está siendo desarrollada en los últimos años con la intención de reemplazar a las técnicas convencionales para circuitos de microondas, en especial a partir de los 30 GHz. La estructura *Microstrip-Gap* puede ser una buena solución para el diseño y fabricación de prototipos de una forma rápida y poco costosa. El objetivo de este trabajo se ha centrado en el diseño de una antena autodiplexada en esta tecnología.

En primer lugar se ha demostrado la viabilidad de utilizar la tecnología *Microstrip-Gap* en las frecuencias de la banda X-Ku, en concreto, se ha diseñado una estructura periódica con *stopband* entre 8 y 16 GHz.

Uno de los aspectos principales ha sido el diseño del diplexor sobre esta estructura periódica. Como hemos visto, un periodo elevado, hará muy costoso en la práctica el diseño de circuitos complejos con *gaps*, curvas y otras discontinuidades en esta tecnología, pues la impedancia característica de líneas *microstrip-gap* varía mucho dependiendo de si bajo ella se encuentran filas de pines, o no. Sin embargo, empleando estructuras periódicas de muy

alta densidad, este problema se minimiza y se consiguen resultados muy próximos al PMC ideal.

El diplexor se realiza con dos filtros paso banda de líneas acopladas, diseñados inicialmente a partir de una nueva base de datos de *X-Models* en tecnología *Inverted Suspended Microstrip* con el simulador circuital AWR™ v10, pues aún no existe este tipo de tecnología GAP implementada en el software comercial disponible. Posteriormente, se optimizaron con la estructura periódica en CST Microwave Studio™ 2015, donde se echa en falta un tipo de puerto que maneje mejor la periodicidad en la dirección de propagación que tienen estas superficies con textura.

La parte más importante del diseño del diplexor recae en el divisor con brazos en Y, que debe aislar las salidas de los filtros respecto del puerto común dependiendo de la banda de trabajo. Su correcto diseño y optimización es crucial, pues debe permitir el paso de las frecuencias a las que trabaja el primer filtro y transformar el segundo en un circuito abierto a esas frecuencias. Y al mismo tiempo, dejar pasar las frecuencias de la banda del segundo filtro mientras transforma el primero en un circuito abierto a estas segundas frecuencias.

El segundo pilar sobre el que se asienta este trabajo trata del elemento radiante. Puesto que en esta tecnología siempre tenemos una ‘tapa’ metálica, la mejor solución es practicar una apertura y tratar con antenas de ranura (*slots*), cuya facilidad para controlar su diagrama de radiación mediante *arrays* las hacen ideales en numerosas aplicaciones como sistemas radar o antenas sectoriales en estaciones de telefonía móvil. Las principales ventajas de este tipo de antenas son su tamaño, simplicidad de diseño, robustez y fácil adaptación para su producción en masa con técnicas de circuitos impresos.

Este elemento radiante debía cubrir las dos bandas de frecuencias a las que trabaja el diplexor, y se consiguió un ancho de banda del 45% —muy superior al 28% mínimo que se necesitaba—. Su integración con el circuito diseñado fue muy sencilla, pues bastaba sustituir uno de los puertos del diplexor por la línea de alimentación y situar esta ranura de banda ancha entre ambos filtros.

Por último, merece la pena destacar los innumerables inconvenientes que nos hemos encontrado en la fase de fabricación de los prototipos. Sobre todo, por las tolerancias que la Oficina Técnica de la UC3M está acostumbrada a manejar con sus medios disponibles. Quizás hubiera sido más conveniente que de la fabricación de los prototipos se hubiese encargado el Laboratorio del mismo Departamento de Teoría de la Señal y las Comunicaciones donde se ha realizado este proyecto, donde existen costosas herramientas de muy alta precisión, o bien, permitir su acceso al personal de dicha Oficina Técnica.

## 8.2 Líneas futuras de investigación

De manera global, la tecnología Gap-Waveguide seguirá necesitando grandes esfuerzos en el desarrollo de aspectos básicos. Impedancia característica, factor de calidad y su integración con otros componentes activos y pasivos son campos que están abiertos a ser investigados en profundidad. La influencia de las estructuras de *band-gap* (EBG) en este tipo de realizaciones presenta dificultades a la hora de realizar algunos estudios que son de gran importancia para el desarrollo de métodos de análisis y síntesis. Además, serán necesarios más avances en el campo de las transiciones con otras tecnologías de alta frecuencia, sobre todo para el campo de la instrumentación a THz.

Como resultado del trabajo presentado se pueden destacar algunas cuestiones que requieren de un mayor estudio en profundidad. La realización con *microstrip* de la tecnología *Gap-Waveguide* introduce el uso de dieléctricos sobre la estructura periódica, y, dada la naturaleza especialmente sensible de la impedancia característica en función de la posición sobre ella, se plantea un estudio detallado en función del grosor y permitividad de este dieléctrico.

La tendencia actual en la investigación de Gap-Waveguides, apunta a la versión *Groove* de esta tecnología, donde se están haciendo grandes esfuerzos por desarrollar un *RF front-end* completo donde se integren todos los MMIC's, dispositivos activos, pasivos y antenas en el mismo módulo (ver Figura 8.1).

También se anima a los grandes fabricantes de software de simulación EM, a implementar modelos de puertos específicos para este tipo de estructuras que manejen mejor la periodicidad en la dirección de propagación, así como la opción de emplear materiales volumétricos PMC, de la misma forma que ya existen para PEC.

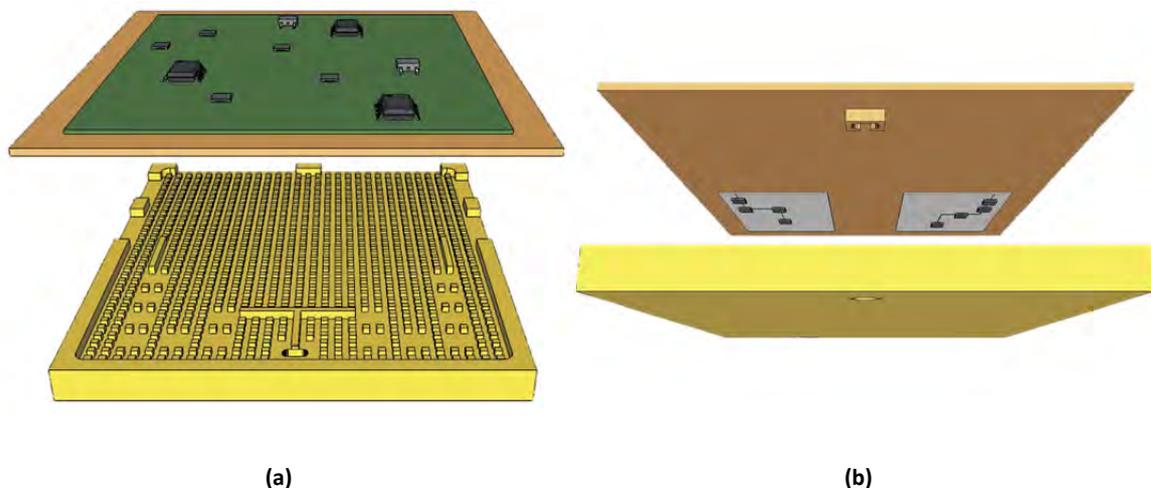


Figura 8.1 – Esquema del front-end de un transceptor en microondas con filtro diplexor integrado en tecnología Gap-Waveguide. [99]



---

# REFERENCIAS

---

- [1] ITU-R, "Attenuation by Atmospheric Gases," *ITU-R P. 676-6 "Attenuation by Atmospheric Gases"*, 2013.
- [2] J. Hirokawa and M. Ando. Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On* 46(5), pp. 625-630. 1998. . DOI: 10.1109/8.668903.
- [3] X. Shang, M. Ke, Y. Wang and M. J. Lancaster. Micromachined W-band waveguide and filter with two embedded H-plane bends. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* 5(3), pp. 334-339. 2011. . DOI: 10.1049/iet-map.2010.0272.
- [4] J. P. Becker, J. R. East and L. P. B. Katehi. Performance of silicon micromachined waveguide at W-band. *Electronics Letters* 38(13), pp. 638-639. 2002. . DOI: 10.1049/el:20020457.
- [5] Miao Zhang, J. Hirokawa and M. Ando. An E-band partially corporate feed uniform slot array with laminated quasi double-layer waveguide and virtual PMC terminations. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On* 59(5), pp. 1521-1527. 2011. . DOI: 10.1109/TAP.2011.2122301.
- [6] G. M. Rebeiz. Millimeter-wave and terahertz integrated circuit antennas. *Proceedings of the IEEE* 80(11), pp. 1748-1770. 1992. . DOI: 10.1109/5.175253.
- [7] C. Vicente and H. L. Hartnagel. Passive-intermodulation analysis between rough rectangular waveguide flanges. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On* 53(8), pp. 2515-2525. 2005. . DOI: 10.1109/TMTT.2005.852771.

- [8] A. Uz Zaman, "Gap Waveguide: Low Loss Microwave Passive Components and MMIC Packaging Technique for High Frequency Applications", Ph.D. dissertation, Dept. Signal, Chalmers Univ. of Tech., Gothenburg, Sweden, 2013, .
- [9] H. Shigesawa, M. Tsuji and A. A. Oliner. Simultaneous propagation of bound and leaky dominant modes on printed-circuit lines: A new general effect. Presented at Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International. 1995, . DOI: 10.1109/MWSYM.1995.406079.
- [10] F. Mesa, A. A. Oliner, D. R. Jackson and M. J. Freire. The influence of a top cover on the leakage from microstrip line. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 48(12)*, pp. 2240-2248. 2000. . DOI: 10.1109/22.898970.
- [11] W. E. McKinzie and N. Alexopoulos. Leakage losses for the dominant mode of conductor-backed coplanar waveguide. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE 2(2)*, pp. 65-66. 1992. . DOI: 10.1109/75.122412.
- [12] Sung-Jin Kim, Ho-Sung Yeon and Hai-Young Lee. Suppression of leakage resonance in coplanar MMIC packages using a si sub-mount layer. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 48(12)*, pp. 2664-2669. 2000. . DOI: 10.1109/22.899028.
- [13] P. S. Hall and C. M. Hall. Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H 135(3)*, pp. 180-186. 1988.
- [14] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman and D. Treves. A study of microstrip array antennas with the feed network. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On 37(4)*, pp. 426-434. 1989. . DOI: 10.1109/8.24162.
- [15] M. Ando, Y. Tsunemitsu, Miao Zhang, J. Hirokawa and S. Fujii. Reduction of long line effects in single-layer slotted waveguide arrays with an embedded partially corporate feed. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On 58(7)*, pp. 2275-2280. 2010. . DOI: 10.1109/TAP.2010.2044346.
- [16] SeHyun Park, Y. Tsunemitsu, J. Hirokawa and M. Ando. Center feed single layer slotted waveguide array. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On 54(5)*, pp. 1474-1480. 2006. . DOI: 10.1109/TAP.2006.874310.
- [17] Y. Miura, J. Hirokawa, M. Ando, Y. Shibuya and G. Yoshida. Double-layer full-corporate-feed hollow-waveguide slot array antenna in the 60-GHz band. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On 59(8)*, pp. 2844-2851. 2011. . DOI: 10.1109/TAP.2011.2158784.
- [18] D. G. Swanson. Narrow-band microwave filter design. *Microwave Magazine, IEEE 8(5)*, pp. 105-114. 2007. . DOI: 10.1109/MMM.2007.904724.
- [19] R. Levy and S. B. Cohn. A history of microwave filter research, design, and development. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 32(9)*, pp. 1055-1067. 1984. . DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132817.

- 
- [20] G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Artech House, 1980.
- [21] J. T. Gear, "Microwave absorbers manage military electronics RF interference," pp. 6-9, August 2004.
- [22] A. U. Zaman, M. Alexanderson, T. Vukusic and P. -. Kildal. Gap waveguide PMC packaging for improved isolation of circuit components in high-frequency microwave modules. *Components, Packaging and Manufacturing Technology, IEEE Transactions On 4(1)*, pp. 16-25. 2014. . DOI: 10.1109/TCPMT.2013.2271651.
- [23] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. United States of America: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [24] L. Young. Direct-coupled cavity filters for wide and narrow bandwidths. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 11(3)*, pp. 162-178. 1963. . DOI: 10.1109/TMTT.1963.1125629.
- [25] F. R. Connor, *Wave Transmission*. Edward Arnold Ltd, 1972.
- [26] B. Bhat and S. K.Koul, *Stripline-Like Transmission Lines for Microwave Integrated Circuits*. New Age International, 1989.
- [27] M. J. L. JiaShen G.Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons Inc., 2001.
- [28] S. Bhattacharjee, D. Poddar, S. Mukherjee, S. Saurabh and S. Das, "Design of Microstrip Parallel Coupled Band Pass Filter for Global Positioning System," *Journal of Engineering, Computers & Applied Sciences (JEC&AS)*, vol. 2, No. 5, pp. 28-32, May, 2013.
- [29] M. Kirschning and R. H. Jansen. Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 32(1)*, pp. 83-90. 1984. . DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132616.
- [30] J. Zürcher and F. E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*. Artech House, 1995.
- [31] D. Deslandes and Ke Wu. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE 11(2)*, pp. 68-70. 2001. . DOI: 10.1109/7260.914305.
- [32] Feng Xu and Ke Wu. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 53(1)*, pp. 66-73. 2005. . DOI: 10.1109/TMTT.2004.839303.
- [33] Ke Wu. Towards system-on-substrate approach for future millimeter-wave and photonic wireless applications. Presented at Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific. 2006. . DOI: 10.1109/APMC.2006.4429778.

- [34] G. Six, G. Prigent, E. Rius, G. Dambrine and H. Happy. Fabrication and characterization of low-loss TFMS on silicon substrate up to 220 GHz. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On* 53(1), pp. 301-305. 2005. . DOI: 10.1109/TMTT.2004.839915.
- [35] K. Nishikawa, S. Sugitani, K. Inoue, T. Ishii, K. Kamogawa, B. Piernas and K. Araki. Low-loss passive components on BCB-based 3D MMIC technology. Presented at Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International. 2001, . DOI: 10.1109/MWSYM.2001.967275.
- [36] M. F. Shafique and I. D. Robertson. Laser prototyping of multilayer LTCC microwave components for system-in-package applications. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* 5(8), pp. 864-869. 2011. . DOI: 10.1049/iet-map.2010.0352.
- [37] Tze-Min Shen, Chi-Feng Chen, T. Huang and R. Wu. Design of vertically stacked waveguide filters in LTCC. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On* 55(8), pp. 1771-1779. 2007. . DOI: 10.1109/TMTT.2007.902080.
- [38] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and E. Rajo-Iglesias. Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* 8pp. 84-87. 2009. . DOI: 10.1109/LAWP.2008.2011147.
- [39] P. -. Kildal, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso and A. Valero-Nogueira. Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* 5(3), pp. 262-270. 2011. . DOI: 10.1049/iet-map.2010.0089.
- [40] Y. Rahmat-Samii. The marvels of electromagnetic band gap (EBG) structures: Novel microwave and optical applications. Presented at Microwave and Optoelectronics Conference, 2003. IMOC 2003. Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International. 2003, . DOI: 10.1109/IMOC.2003.1244869.
- [41] N. I. Zheludev, "The Road Ahead for Metamaterials," *Science - AAAS*, vol. 328, pp. 582-583, April 30, 2010, .
- [42] P. S. Kildal. Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On* 38(10), pp. 1537-1544. 1990. . DOI: 10.1109/8.59765.
- [43] P. S. Kildal, "Waveguides and transmission lines in gaps between parallel conducting surfaces," European patent application EP08159791.6, Jul. 7, 2008.
- [44] P. Kildal and A. Kishk. EM modeling of surfaces with STOP or GO characteristics-artificial magnetic conductors and soft and hard surfaces. *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.* 18(1), pp. 32-40. 2003.
- [45] P. S. Kildal, "Strip-loaded dielectric substrates for improvements of antennas and microwave devices," Patent US 2005/0040918 A1, Feb. 24, 2005.

- [46] P. Kildal and A. Kishk. EM modeling of surfaces with STOP or GO characteristics-artificial magnetic conductors and soft and hard surfaces. *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.* 18(1), pp. 32-40. 2003.
- [47] Z. Sipus, H. Merkel and P. -. Kildal. Green's functions for planar soft and hard surfaces derived by asymptotic boundary conditions. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings 144(5)*, pp. 321-328. 1997. . DOI: 10.1049/ip-map:19971335.
- [48] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On* 47(11), pp. 2059-2074. 1999. . DOI: 10.1109/22.798001.
- [49] S. P. Skobelev and P. -. Kildal. Mode-matching modeling of a hard conical quasi-TEM horn realized by an EBG structure with strips and vias. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On* 53(1), pp. 139-143. 2005. . DOI: 10.1109/TAP.2004.840417.
- [50] G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain, "Metamaterials for controlling and guiding electromagnetic radiation and applications therefor," US 6859114 B2, 22 Feb 2005.
- [51] J. M. Schellenberg. CAD models for suspended and inverted microstrip. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On* 43(6), pp. 1247-1252. 1995. . DOI: 10.1109/22.390179.
- [52] T. N. Anderson. Rectangular and ridge waveguide. *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions On* 4(4), pp. 201-209. 1956. . DOI: 10.1109/TMTT.1956.1125063.
- [53] P. -. Kildal. Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves. Presented at Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference On. 2009, .
- [54] A. Valero-Nogueira, E. Alfonso, J. I. Herranz and P. -. Kildal. Experimental demonstration of local quasi-TEM gap modes in single-hard-wall waveguides. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 19(9), pp. 536-538. 2009. . DOI: 10.1109/LMWC.2009.2027051.
- [55] E. Rajo-Iglesias and P. -. Kildal. Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* 5(3), pp. 282-289. 2011. . DOI: 10.1049/iet-map.2010.0073.
- [56] A. Valero-Nogueira, M. Baquero, J. I. Herranz, J. Domenech, E. Alfonso and A. Vila. Gap waveguides using a suspended strip on a bed of nails. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* 10pp. 1006-1009. 2011. . DOI: 10.1109/LAWP.2011.2167591.
- [57] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On* 47(11), pp. 2059-2074. 1999. . DOI: 10.1109/22.798001.

- [58] C. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*. Wiley, 2005.
- [59] P. Kildal, *Foundations of Antenna Engineering: A Unified Approach for Line-of-Sight and Multipath*. Gothenburg, Sweden: Kildal Antenn AB, April 2015.
- [60] D. G. Swanson and W. J. R. Hoefer, *Microwave Circuit Modeling using Electromagnetic Field Simulation*. Artech House, 2003.
- [61] Kane Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On 14(3)*, pp. 302-307. 1966. . DOI: 10.1109/TAP.1966.1138693.
- [62] T. Weiland, "A Discretization Method for the Solution of Maxwell's Equations for Six-Component Fields," *Electronics and Communications AEUE*, vol. 31, no3, pp. 116-120, 1977.
- [63] B. Krietenstein, R. Schuhmann, P. Thoma and T. Weiland, "The perfect boundary approximation technique facing the challenge of high precision field computation," *Proc. XIX Int. Linear Accelerator Conf. (LINAC'98)*, pp. 860–862, 1998.
- [64] T. Weiland, M. Timm and I. Munteanu. A practical guide to 3-D simulation. *Microwave Magazine, IEEE 9(6)*, pp. 62-75. 2008. . DOI: 10.1109/MMM.2008.929772.
- [65] A. Taflove and M. E. Brodwin. Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent maxwell's equations. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 23(8)*, pp. 623-630. 1975. . DOI: 10.1109/TMTT.1975.1128640.
- [66] R. Courant, K. Friedrichs and H. Lewy, "Über die partiellen Differenzgleichungen der mathematischen Physik," *Mathematische Annalen*, vol. 100, no 1, pp. 32-74, 1928.
- [67] R. Schuhmann and T. Weiland. Stability of the FDTD algorithm on nonorthogonal grids related to the spatial interpolation scheme. *Magnetics, IEEE Transactions On 34(5)*, pp. 2751-2754. 1998. . DOI: 10.1109/20.717639.
- [68] F. Zheng, Zhizhang Chen and Jiazong Zhang. A finite-difference time-domain method without the courant stability conditions. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE 9(11)*, pp. 441-443. 1999. . DOI: 10.1109/75.808026.
- [69] Erping Li, I. Ahmed and R. Vahldieck. Numerical dispersion analysis with an improved LOD–FDTD method. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE 17(5)*, pp. 319-321. 2007. . DOI: 10.1109/LMWC.2007.895687.
- [70] K. M. Krishnaiah and C. J. Railton. A stable subgridding algorithm and its application to eigenvalue problems. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 47(5)*, pp. 620-628. 1999. . DOI: 10.1109/22.763164.
- [71] P. Thoma and T. Weiland, "A consistent subgridding scheme for the finite difference time domain method," *Int. J. Numer. Model. , Electron. Network, Devices Fields*, vol. 9, no. 5, pp. 359–374, 1996.

- 
- [72] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002.
- [73] W. H. Schilders, H. A. van der Vorst and J. Rommes, *Model Order Reduction: Theory, Research Aspects and Applications, (Mathematics in Industry/the European Consortium for Mathem)*. New York: Springer-Verlag, 2008.
- [74] G. Conciauro, M. Guglielmi and R. Sorrentino, *Advanced Modal Analysis*. New York: Wiley, 2000.
- [75] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1993.
- [76] W. C. Chew, J. Jin, E. Michielssen and J. Song, *Fast and Efficient Algorithms in Computational Electromagnetics*. Norwood, MA: Artech House, 2001.
- [77] J. P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *J. Comput. Phys*, vol. 114, no 2, pp. 185–200, 1994.
- [78] C. E. Shannon. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IRE 37(1)*, pp. 10-21. 1949.
- [79] J. G. Maloney and G. S. Smith. The efficient modeling of thin material sheets in the finite-difference time-domain (FDTD) method. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On 40(3)*, pp. 323-330. 1992. . DOI: 10.1109/8.135475.
- [80] E. Gjonaj, M. Perotoni and T. Weiland. Large scale simulation of an integrated circuit package. Presented at Electrical Performance of Electronic Packaging, 2006 IEEE. 2006, . DOI: 10.1109/EPEP.2006.321158.
- [81] H. Raza, Jian Yang, P. -. Kildal and E. Alfonso. Resemblance between gap waveguides and hollow waveguides. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET 7(15)*, pp. 1221-1227. 2013. . DOI: 10.1049/iet-map.2013.0178.
- [82] S. H. Raza Zaidi, "EM Design for New Ultra Wide Band Technologies: Eleven Feed Baluns, Bowtie Antennas and Gap Waveguides," *Chalmers Reproservice*, 2014.
- [83] P. Kildal, "Chapter 2 - characterization of directive antennas," in *Foundations of Antenna Engineering - A Unified Approach for Line-of-Sight and Multipath* Anonymous Kildal Antenn AB, April 2015, pp. 70.
- [84] A. Algaba Brazalez, E. Rajo Iglesias and P. -. Kildal. Investigation of transitions for use in inverted microstrip gap waveguide antenna arrays. Presented at Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference On. 2014, . DOI: 10.1109/EuCAP.2014.6901932.
- [85] E. J. Denlinger. Losses of microstrip lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On 28(6)*, pp. 513-522. 1980. . DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130112.

- [86] R. A. Pucel, D. J. Masse and C. P. Hartwig. Losses in microstrip. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On* 16(6), pp. 342-350. 1968. . DOI: 10.1109/TMTT.1968.1126691.
- [87] R. S. Tomar and P. Bhartia. New quasi-static models for the computer-aided design of suspended and inverted microstrip lines (short paper). *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions On* 35(4), pp. 453-457. 1987. . DOI: 10.1109/TMTT.1987.1133671.
- [88] IEC, "Radio-Frequency Connectors. Part 15: R.F. coaxial connectors with inner diameter of outer conductor 4.13 mm (0.163 in) with screw coupling — Characteristic impedance 50 ohms (Type SMA)," *International Electrotechnical Commission, IEC 60169-15*, 1979.
- [89] J. Palecek, M. Vestenicky, P. Vestenicky and J. Spalek. Examination of SMA connector parameters. Presented at Intelligent Engineering Systems (INES), 2012 IEEE 16th International Conference On. 2012, . DOI: 10.1109/INES.2012.6249841.
- [90] T. Hirano, J. Hirokawa and M. Ando, "Influence of the SMA connector and its modeling on electromagnetic simulation," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, pp. 2168-2171, September 2015.
- [91] A. Polemi and S. Maci. Closed form expressions for the modal dispersion equations and for the characteristic impedance of a metamaterial-based gap waveguide. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* 4(8), pp. 1073-1080. 2010. . DOI: 10.1049/iet-map.2009.0613.
- [92] A. Polemi, S. Maci and P. S. Kildal. Dispersion characteristics of a metamaterial-based parallel-plate ridge gap waveguide realized by bed of nails. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On* 59(3), pp. 904-913. 2011. . DOI: 10.1109/TAP.2010.2103006.
- [93] D. Zayniyev, H. F. AbuTarboush and D. Budimir. Microstrip antenna diplexers for wireless communications. Presented at Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European. 2009, .
- [94] Ming-Lin Chuang and Ming-Tien Wu. Microstrip diplexer design using common T-shaped resonator. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 21(11), pp. 583-585. 2011. . DOI: 10.1109/LMWC.2011.2168949.
- [95] Pu-Hua Deng, Chi-Hsueh Wang and Chun-Hsiung Chen. Compact microstrip diplexers based on a dual-passband filter. Presented at Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific. 2006, . DOI: 10.1109/APMC.2006.4429629.
- [96] A. Zaman and P. Kildal. Wide-band slot antenna array with single-layer corporate-feed network in ridge gap waveguide technology. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On* PP(99), pp. 1-1. 2014. . DOI: 10.1109/TAP.2014.2309970.
- [97] A. Ludwig. The definition of cross polarization. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions On* 21(1), pp. 116-119. 1973. . DOI: 10.1109/TAP.1973.1140406.
- [98] J. D. Krauss, *Antennas*. McGraw-Hill, Inc., 1988.

[99] E. Pucci, "Gap Waveguide Technology for Millimeter Wave Applications and Integration with Antennas," 2013.

[100] ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection), "Guidelines for Limiting Exposure to Time-varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)," *Health Phys*, vol. 75, pp. 494-523, Oct. 1998.



---

# ANEXOS

---



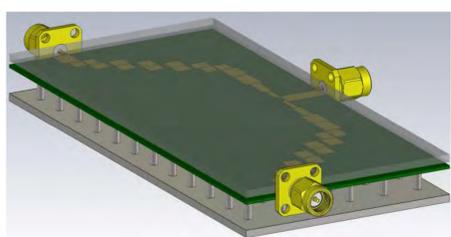
---

**A - Artículos presentados en Congreso  
Internacional**

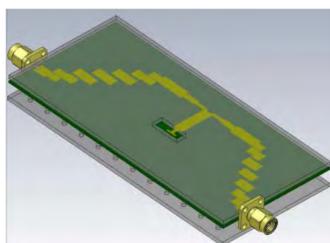


## ABSTRACT

The diplexer is realized by a texture of screws and two parallel coupled lines passband filters (BPFs), and the radiating slot is placed in the smooth top plate. The diplexer layout has been optimized in order to ensure compactness. The diplexer shows excellent performance in terms of high isolation and low insertion loss.



MICROSTRIP GAP DIPLEXER

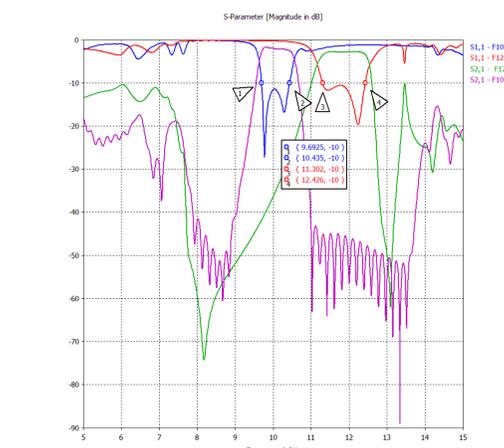
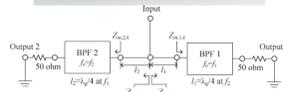
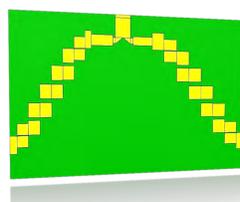


MICROSTRIP GAP SELF-DIPLEXED ANTENNA

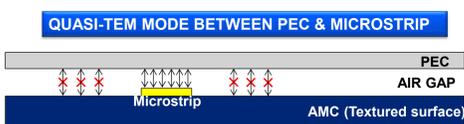
## II - DESIGNING THE DIPLEXER

The power divider is based on diplexer presented on [1]. In that proposed narrow band diplexer design, two different quarter wavelength lines ( $l_1$  and  $l_2$ ) at the center frequencies ( $f_2$  and  $f_1$ ) of two BPFs are used to separate the BPFs.

### OPTIMIZED 10-12 GHz DIPLEXER (PMC)



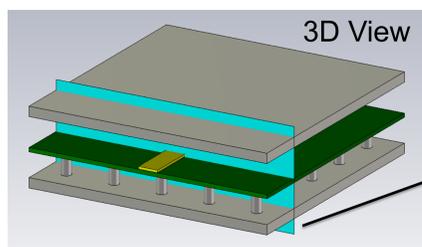
## LOW-COST GAP WAVEGUIDE CONCEPT



LOW-COST AMC IMPLEMENTATION

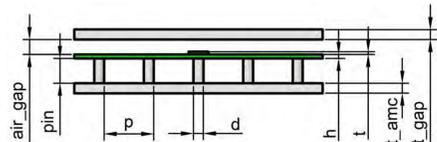


SURFACE OF SCREWS



3D View

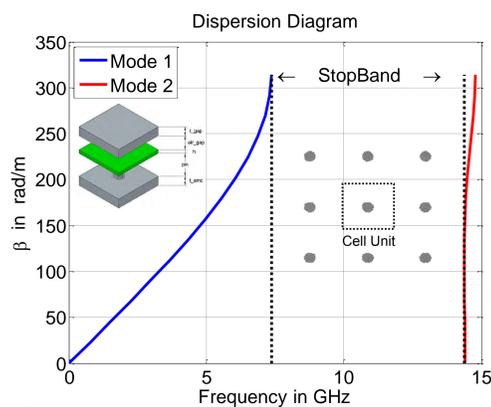
View of Cross-section



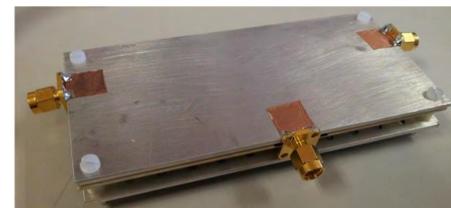
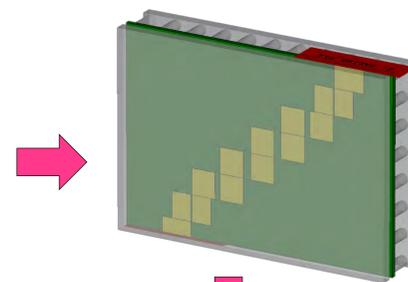
Dimensions microstrip waveguide geometry used:

$d = 2 \text{ mm}$ ,  $pin = 5 \text{ mm}$ ,  $p = 10 \text{ mm}$ ,  $air_{gap} = 1 \text{ mm}$ ,  $h = 0.813 \text{ mm}$ ,  $t = 35 \mu\text{m}$ ,  $t_{amc} = t_{gap} = 2 \text{ mm}$ .

## III - DESIGNING THE STOP BAND



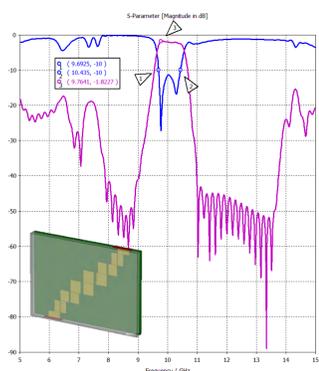
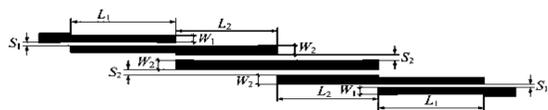
Dispersion diagram showing cut-off bandgap with bed of screws (modeled as cylindrical pins) EBG/PMC surface (8 to 14GHz).  $pin = 5 \text{ mm}$ ,  $p = 10 \text{ mm}$ ,  $air_{gap} = 1 \text{ mm}$ ,  $h = 0.813 \text{ mm}$ ,  $t_{amc} = t_{gap} = 2 \text{ mm}$ .



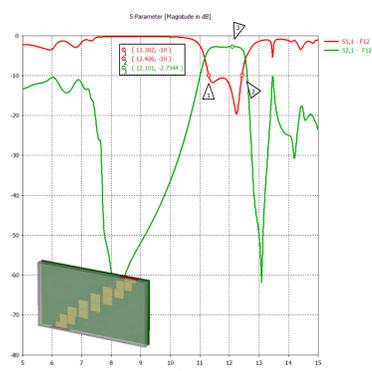
## I - DESIGNING THE FILTERS

Two microstrip fifth order coupled-line bandpass filters have been designed for ~10% bandwidth.

The two prototypes have been designed to produce a Chebyshev response in a fifth order filter with 0.03 dB ripple. The material used as substrate for both filters is Rogers RO4003C™ with relative permittivity  $\epsilon_r = 3.55$ , loss tangent  $\tan\delta = 0.0027$ , and thickness  $h = 0.813 \text{ mm}$ .



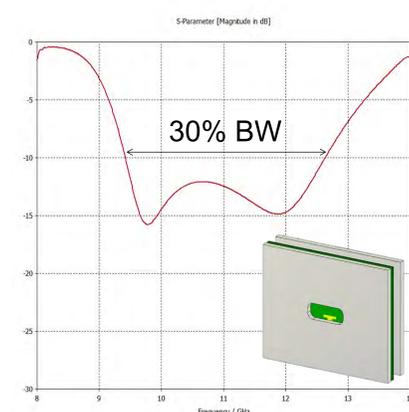
FILTER 10 GHz (PMC)



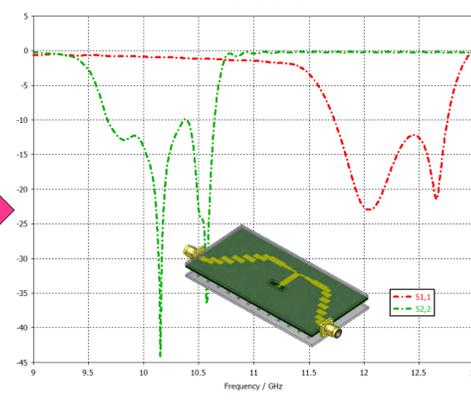
FILTER 12 GHz (PMC)

## IV - ANTENNA DESIGN

### T-shaped microstrip-fed Printed slot antenna [2]:



### SELF-DIPLEXED ANTENNA GAP



Optimized s-parameters for the self-diplexed antenna...coming soon!!

#### References

- [1] Dong-Jin Jung and Kai Chang, "Microstrip diplexer design for X-band RF/microwave front-end applications", Antennas and Prop. (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium On, 2011.
- [2] J. Yong-Woong, "Wide Band T-Shaped Microstrip-Fed Twin-Slot Array Antenna," ETRI Journal, vol. 23, 2001.

#### Contact information

Email: carlos.sacabello@alumnos.uc3m.es, eva@tsc.uc3m.es | www.tsc.uc3m.es | Department of Communications and Signal Theory, Carlos III University, Spain

---

# Low Cost Self-Diplexed Antenna in Inverted Microstrip Gap Waveguide Technology

Carlos Sánchez Cabello<sup>1</sup>, Eva Rajo-Iglesias<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Dpt. Signal Theory and Communications, Carlos III University of Madrid, Madrid, Spain

**Abstract** –Low cost low-loss self-diplexed slot antenna is described. The antenna is built using a novel microstrip waveguide technology, formed between two parallel metal plates without the requirements of electrical contact between these plates. The diplexer is realized by using a texture of screws as Artificial Magnetic Conductor (AMC) and two parallel coupled lines passband filters (BPFs), and the radiating slot is placed in the smooth top plate. The diplexer layout has been optimized in order to ensure compactness. The diplexer shows excellent performance in terms of high isolation and low insertion loss.

**Index Terms** —Coupled lines passband filter, perfect electric conductor (PEC), perfect magnetic conductor (PMC), gap waveguide (GWG), waveguide slot antenna.

## I. INTRODUCTION

A diplexer is a device that allows two separate systems to share a single antenna. A diplexer consists of two separate filters that match the bandpass and bandwidth requirements of each connected system. In satellite communications, for example, diplexers transmit-receive part of the transponder payload and are used to properly isolate signals uplink and downlink, which share the same antenna. In this sense, this device must have low insertion loss to allow the reception of the signal rising while maximizing the transmitted signal power down. At the same time, it must be selective enough to avoid the interference from the downlink and uplink signals. Therefore, in such applications the most important design parameter is the insertion loss of the filters, and the isolation level.

The GAP waveguide technology (GWG) is a new microwave circuit technology that has major advantages for use in the frequency band from 30 GHz to Terahertz frequencies [1]. The GAP waveguides have smaller losses than commonly used microstrip lines and coplanar waveguide, based on metal strips on a dielectric substrate. They have also lower losses than so-called substrate integrated waveguides (SIW). Moreover the groove GAP waveguide version can have similar losses as commonly-used entire-metal rectangular waveguides, but are on the other hand more cost-effective in production because they can be made without conducting joints between metal parts. The GAP waveguides can also be used for eliminating cavity modes appearing when packaging passive and active circuits based on microstrip and coplanar waveguides [2]. The superior performances of the GAP waveguide technology both as a

transmission line for making advanced microwave circuits and as a packaging technology, have already been verified and described in several scientific journal articles, letters and conference papers [3-5].

This paper presents a low cost self-diplexed slot antenna operating at 10 and 12 GHz, manufactured later in printed circuited board thanks to the microstrip GWG technology with low cost, weight and size.

## II. DESIGNING THE FILTERS

Two microstrip fifth order coupled-line bandpass filters have been designed for ~10% bandwidth. The center frequency of the passbands were chosen to be  $f_o = 10$  GHz and 12 GHz respectively in order to work at a frequency where we can use coaxial connectors and available vector network analyzer.

The two prototypes have been designed to produce a Chebyshev response in a fifth order filter with 0.03 dB ripple. The material used as substrate for both filters is Rogers RO4003C™ with relative permittivity  $\epsilon_r = 3.55$ , loss tangent  $\tan\delta = 0.0027$ , and thickness  $h = 0.813$  mm. Nevertheless the wave propagates in air, and this material is just the support for the printed parts.

## III. DESIGNING THE DIPLEXOR

The power divider is based on diplexer presented on [6]. In that proposed narrow band diplexer design, two different quarter wavelength lines ( $l_1$  and  $l_2$ ) at the center frequencies ( $f_2$  and  $f_1$ ) of two BPFs are used to separate the BPFs. Since the quarter wavelength impedance transformer (at  $f_o$ ) transforms a low impedance level ( $\approx 0$ ) to a high impedance region ( $\approx \infty$ ) at the frequency of  $f_o$ , it can be used for narrow band microstrip circuit design to change the impedance level.

## IV. DESIGNING THE STOP BAND

As mentioned in [5], the main performance of the gap waveguide is determined by its ability to create parallel-plate stopband for wave propagation in undesired directions. This ability is determined by the quasi-periodic pin structure and the height of the air gap. How to design such type of structures can be found in [7].

We use a textured surface made of screws, modeled by cylindrical pins. This surface is designed to have the stopband covering 8–14 GHz. The dispersion diagrams for the parallel-plate geometry with metal pins that are used is shown in Fig. 1. The screw dimensions are also shown in the figure.

As shown in the figure, a large stop-band is created by the pin surface after 8 GHz where all the parallel-plate modes are in cutoff. Once the dimensions of the periodic pin structure are obtained, the diplexer circuit can be incorporated on the periodic pin structure.

Fig. 2 shows s parameters for the microstrip-gap diplexer. Isolation parameter  $S_{21}$ , is below -30dB on desired band.

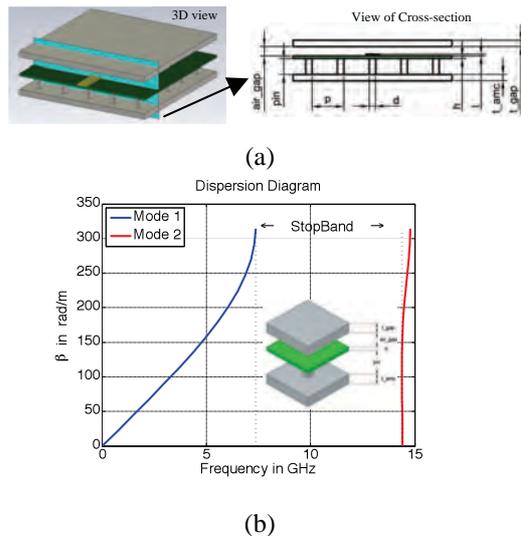


Fig. 1 (a) Detailed dimensions of the periodic metal pin and microstrip waveguide geometry used. (b) Dispersion diagram of the unit cell of the periodic pins used in the diplexer design,  $d = 2\text{ mm}$ ,  $pin = 5\text{ mm}$ ,  $p = 10\text{ mm}$ ,  $air\_gap = 1\text{ mm}$ ,  $h = 0.813\text{ mm}$ ,  $t = 0.035\text{ }\mu\text{m}$ ,  $t_{amc} = t\_gap = 2\text{ mm}$ .

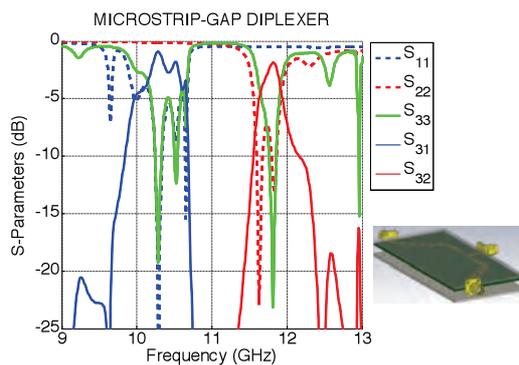


Fig. 2. Simulated s-parameters for the microstrip-gap diplexer (experimental results will be presented at the conference).

## V. ANTENNA DESIGN

The design of the slot antenna in the paper is based on T-shaped microstrip-fed printed slot antenna [8]. It has been optimized entirely by numerical simulations using a cut-and-try approach based on intelligent guessing from previous experience. Fig. 3 shows the self-diplexed antenna layout and simulated  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ . Isolation parameter  $S_{21}$ , is below -30dB on desired band.

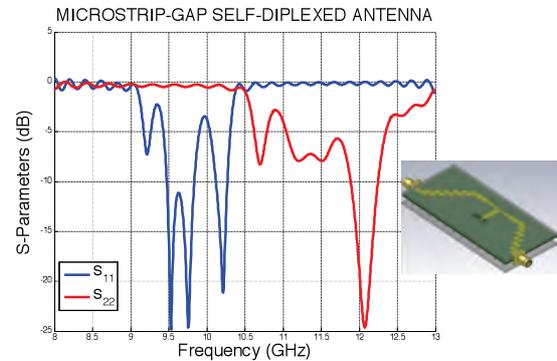


Fig. 3. Simulated s-parameters for the low cost self-diplexed antenna (experimental results will be presented at the conference).

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank PhD. Ashraf Uz Zaman from Chalmers University of Technology for his advices and help to this project, and Carlos III University of Madrid, for his help regarding the manufacturing of the antenna.

This work has been funded by Spanish Government under project TEC2013-44019-R.

## REFERENCES

- [1] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and E. Rajo-Iglesias. Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates. *Antennas and Wireless Prop. Letters, IEEE 8pp.* 84-87. 2009.
- [2] A. U. Zaman, M. Alexanderson, T. Vukusic and P. Kildal. Gap waveguide PMC packaging for improved isolation of circuit components in high-frequency microwave modules. *Components, Packaging and Manufacturing Technology, IEEE Trans.On 4(1)*, pp. 16-25. 2014.
- [3] A. U. Zaman and P. Kildal. Wide-band slot antenna arrays with single-layer corporate-feed network in ridge gap waveguide technology. *Antennas and Prop., IEEE Trans On 62(6)*, pp. 2992-3001. 2014.
- [4] E. Pucci, E. Rajo-Iglesias and P. Kildal. New microstrip gap waveguide on mushroom-type EBG for packaging of microwave components. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE 22(3)*, pp. 129-131. 2012.
- [5] P. Kildal, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso and A. Valero-Nogueira. Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression. *Microwaves, Antennas & Prop., IET 5(3)*, pp. 262-270. 2011.
- [6] Dong-Jin Jung and Kai Chang. "Microstrip diplexer design for X-band RF/microwave front-end applications". *Antennas and Prop. (APSURSI)*, 2011 IEEE International Symposium On. 2011.
- [7] E. Rajo-Iglesias and P. Kildal. Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides. *Microwaves, Antennas & Prop, IET 5(3)*, pp. 282-289. 2011.



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID  
DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

16 January 2015

**Subject:** Support letter for the 2015 IEEE APS student paper competition

To whom it may concern,

With this letter I would like to state that my contribution to the paper entitled **“Optimized Self-Diplexed Antenna In Gap Waveguide Technology”** has been primarily advisory. All the work has been carried out by undergraduate student, Carlos Sánchez-Cabello. He has done an excellent job and I truly believe that he is a good candidate for the student paper competition.

With Best Regards,



Eva Rajo-Iglesias  
Associate Professor  
Department of Signal Theory and  
Communications  
University Carlos III of Madrid  
Leganés-Madrid (SPAIN)  
Phone: (+34) 91.624.8774  
Fax: (+34) 91.624.8749  
E-mail: [eva@tsc.uc3m.es](mailto:eva@tsc.uc3m.es)



# Optimized Self-Diplexed Antenna In Gap Waveguide Technology

Carlos Sánchez Cabello, Eva Rajo-Iglesias  
Dpt of Signal Theory and Communications  
University Carlos III of Madrid  
Leganés (Madrid), Spain  
eva@tsc.uc3m.es

**Abstract**—An optimized self-diplexed slot antenna is presented. The antenna is designed using the novel low loss inverted microstrip gap waveguide technology, formed between two parallel metal plates without the requirement of electrical contact between these plates. A texture of screws is used to provide the needed AMC condition in order to make the manufacturing low cost. The diplexer layout has been optimized in order to ensure compactness showing an excellent performance in terms of high isolation and low insertion loss.

## I. INTRODUCTION

A self-diplexed antenna is a device that allows two separate systems to share a single antenna. A diplexer consists of two separate filters that match the bandpass and bandwidth requirements of each connected system. The most important design parameter is the insertion loss of the filters, however, also is required to meet the selectivity and strong constraints on the band flatness and isolation.

The GAP waveguide technology (GWG) is a new technology that has major advantages for use in the frequency band from 30 GHz to Terahertz frequencies [1]. GAP waveguides have smaller losses than commonly used microstrip lines and coplanar waveguide, based on metal strips on a dielectric substrate. They have also lower losses than so-called substrate integrated waveguides (SIW). They can have similar losses as commonly-used entire-metal rectangular waveguides, but are on the other hand more cost-effective in production because they can be made without conducting joints between metal parts. Besides, they can also be used for eliminating cavity modes appearing when packaging passive and active circuits based on printed technology [2]. This emerging technology has already been verified and described in several scientific journal articles, letters and conference papers [1]-[7].

There are different versions of this technology, namely ridge, groove or microstrip gap waveguides. This paper presents an optimized self-diplexed slot antenna operating at 10 and 12 GHz, designed using the microstrip GWG technology version which allows printed circuit board manufacturing. The technology is based on the use of a periodic structure providing the Artificial Magnetic Conductor (AMC) characteristic. In this work a low cost periodic structure (a bed of nails made with screws) is proposed for the first time.

## II. LOSS STUDY

The GWG technology is mainly advantageous at millimetric frequencies. However the inverted microstrip version can be used to replace ordinary microstrip technology even at lower frequencies in designs where the losses are critical, as it is the case of a diplexer. In Figure 1 a comparative study of the losses for microstrip and microstrip gap transmission lines in the frequency range of interest is presented. The study is made using a double bent transmission line as in [4] and shown in the figure inset. The comparison between two different AMC implementations (dense and non dense pin lattice), is also included. The advantage of GWG when compared to microstrip technology is demonstrated even at these frequencies.

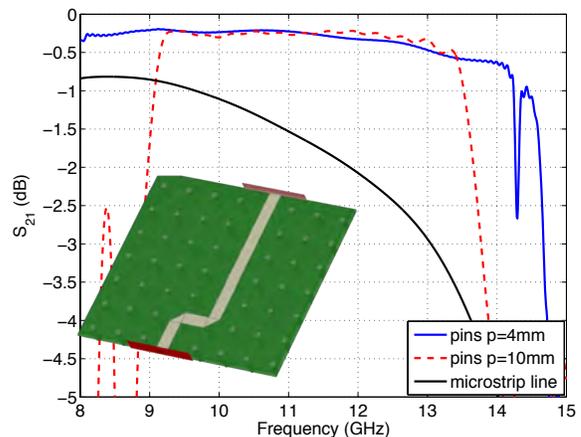


Fig. 1. Loss study (Microstrip-Gap AMC Dense, Microstrip- Gap AMC Non-Dense, Microstrip). All the transmission lines use the same dielectric.

### A. Effect of the density of the bed of nails

The bed of nails was designed based on the guidelines given in [7] but also once the height of the pins was determined, a parametric study about the convenient period has been carried out. To perform it, one of the filters of the diplexer was taken as ‘test circuit’. The results are presented in Figure 2 where it is evident that a dense mesh of pins provides a behaviour close to the ideal PMC and consequently reduces the losses.

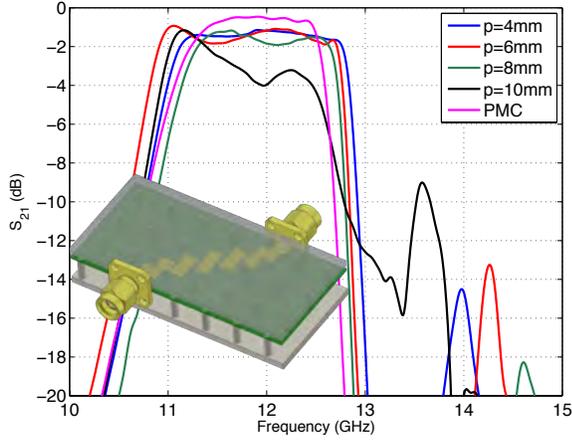


Fig. 2. Insertion loss of the microstrip-gap bandpass filter at 12 GHz as a function of the periodicity of the pins.

### III. ANTENNA DESIGN

Initially the diplexer was designed using the circuitual solver AWR and modeling the microstrip gap waveguide as an inverted suspended microstrip. Two fifth order coupled-line bandpass filters have been designed for 10% bandwidth filling a new database of X-models with AWR Design Environment<sup>TM</sup> (AWRDE) v10. The center frequency of the passbands were chosen to be  $f_0=10$  GHz and 12 GHz respectively. The design has been optimized from the filter response type Tchebysheff. The material used as substrate for both filters is Rogers RO4003C with relative permittivity  $\epsilon_r = 3.55$ , loss tangent  $\tan\delta = 0.0027$ , and thickness  $h = 0.813$  mm.

Afterwards, the prototype was simulated and optimized using the real structure with the bed of nails in CST Microwave Studio. The final design for the diplexer is presented in Figure ??diplexer. A good isolation parameter is achieved (below -40dB in the desired band) as well as very low insertion loss. A sketch of the diplexer (without the upper metal lid) is included in the same figure.

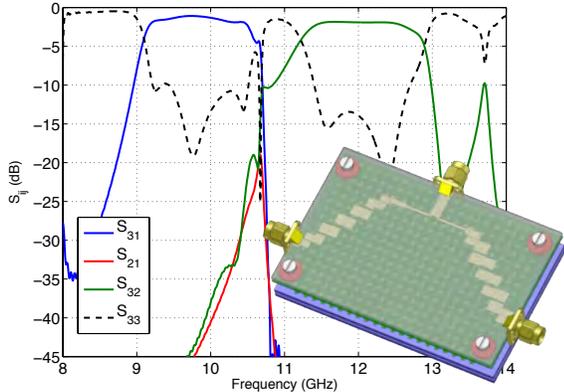


Fig. 3. Simulated insertion loss and return loss of the microstrip-gap diplexer in CST Studio Suite.

### A. Optimized self-diplexed antenna

Finally the antenna was added to the diplexer using a slot on the upper lid as suggested in [5]. The antenna is fed with a T-shaped line to cover the complete bandwidth. It has been optimized entirely by numerical simulations using a cut-and-try approach based on intelligent guessing from previous experience. The antenna and its performance are presented in Figure 4, where excellent matching is observed in the two bands as well as a very high isolation. The prototype is currently under construction.

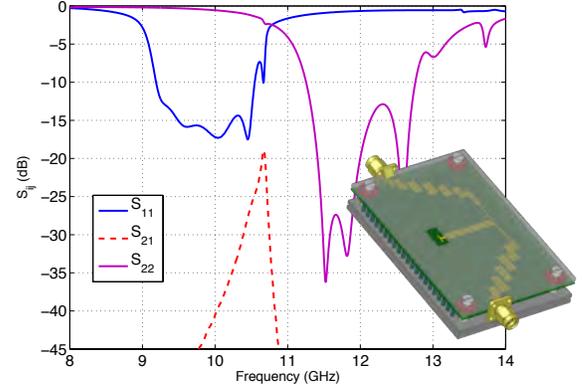


Fig. 4. Simulated s-parameters for the self-diplexed antenna (experimental results will be presented at the symposium).

### ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by Spanish Government under project TEC2013-44019-R and by Comunidad de Madrid under project S2013/ICE-3000.

### REFERENCES

- [1] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and E. Rajo-Iglesias. Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates. *IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters*, pp: 84-87. 2009.
- [2] A. U. Zaman, M. Alexanderson, T. Vukusic and P. Kildal. Gap waveguide PMC packaging for improved isolation of circuit components in high-frequency microwave modules. *IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 4(1), pp. 16-25. 2014.
- [3] A. U. Zaman and P. Kildal. Wide-band slot antenna arrays with single-layer corporate-feed network in ridge gap waveguide technology. *IEEE Trans on Antennas and Prop.* 62(6), pp. 2992-3001, 2014.
- [4] E. Pucci, E. Rajo-Iglesias and P. Kildal. New microstrip gap waveguide on mushroom-type EBG for packaging of microwave components. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 22(3), pp. 129-131, 2012.
- [5] P. Kildal, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso and A. Valero-Nogueira. Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression. *IET Microwaves, Antennas & Prop.*, 5(3), pp. 262-270. 2011.
- [6] Dong-Jin Jung and Kai Chang. Microstrip diplexer design for X-band RF/microwave front-end applications. *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Prop.* (APSURSI).
- [7] E. Rajo-Iglesias and P. Kildal. Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides. *IET Microwaves, Antennas & Prop.* 5(3), pp. 282-289. 2011.

## B – Subrutina para calcular el diagrama de dispersión de estructuras arbitrarias

```
' userdefined watch for parameter sweep

'-----
' This userdefined watch calculates the dispersion behaviour of arbitrary waveguides,
' including slow wave structures such as e.g. helix-structures.
'
' As a result of a parameter sweep of the phase between the periodic boundary-walls, beta,
' phase and group-velocity as well as power flow, axial electric field amplitude and Pierce
' Impedance are calculated and displayed
'
' It is recommended to perform a sweep with phase stepwidth=10 in order to receive enough
' information for the dispersion diagrams (e.g. phase=10 to 180 step 10)
'-----
```

### Option Explicit

```
Sub ParameterSweepWatch(action As Integer)
```

```
    ' Definition of variables
    Dim sBaseResult As String
    Dim sBaseTemp As String
    Dim sFileVphase As String
    Dim sFileVgroup As String
    Dim sFileEabs As String
    Dim sFilePflux As String
    Dim sFileZpierce As String
    Dim sFileBeta As String

    Dim oResultVphase As Object
    Dim oResultVgroup As Object
    Dim oResultPflux As Object
    Dim oResultBeta As Object
    Dim oResultEabs As Object
    Dim oResultZpierce As Object

    ' e.g. "C:\MyFolder\MyProject"
    sBaseResult = GetProjectPath("Result")
    sBaseTemp = GetProjectPath("Temp")

    sFileVphase = "vphase"
    sFileVgroup = "vgroup"
    sFileEabs = "Eabs"
    sFilePflux = "Pflux"
    sFileZpierce = "Zpierce"
    sFileBeta = "beta"

    Dim iModes As Integer
    Dim iModeID As Integer

    iModes = Solver.AKSGetNumberOfModes

    Dim dFrequency As Double
    Dim dBeta As Double

    '
    ' --- automatic detection of periodic boundary direction x,y,z
    '
    Dim idir As Integer, ii As Integer, cBoxMin(3) As Double, cBoxMax(3) As Double
    Dim dPitchSI As Double, dPitchUnit As Double
    '
    idir = 0
    With Boundary
        If .GetXmin = "periodic" Then idir = 1
        If .GetYmin = "periodic" Then idir = 2
        If .GetZmin = "periodic" Then idir = 3
        If idir = 0 Then MsgBox "no periodic boundary condition is set", vbCritical
        .GetCalculationBox cBoxMin(1), cBoxMax(1), cBoxMin(2), cBoxMax(2), cBoxMin(3),
```

```

cBoxMax(3)
    dPitchUnit = cBoxMax(idir) - cBoxMin(idir)
    dPitchSI = dPitchUnit * Units.GetGeometryUnitToSI
End With

Dim sFileName As String

Select Case action
Case 0
    'Please define actions before the parametersweep starts.

    ' Initialize empty files

    For iModeID = 1 To iModes
        sFileName = sBaseTemp + "_" + sFileBeta + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
        On Error GoTo CannotDelete
        Kill sFileName
CannotDelete: On Error GoTo 0
        Open sFileName For Output As #11
        Close #11

        sFileName = sBaseTemp + "_" + sFileEabs + "_" + CStr(iModeID) +
".sig"
        On Error GoTo CannotDelete2
        Kill sFileName
CannotDelete2: On Error GoTo 0
        Open sFileName For Output As #11
        Close #11
    Next iModeID

Case 1
    'Please define actions after each calculation.

    '
    ' --- read phase value
    '
    Dim dValuePhase As Double
    With ParameterSweep
        If (.GetNumberOfVaryingParameters = 1) Then
            dValuePhase = .GetValueOfVaryingParameter(0)
            If dValuePhase = 0.0 Then MsgBox "Parameter Phase has 0 value", vbCritical
        Else
            MsgBox "wrong number of varying parameters (>1) in Parameter Sweep",
vbCritical
        End If
    End With

    Dim cxyz(3) As Double, vre(3) As Double, vim(3) As Double, lok As Boolean

    For ii = 1 To 3
        cxyz(ii) = 0.5 * (cBoxMax(ii) + cBoxMin(ii))
    Next ii

    ' --- write one wavelength of electric field function

    Dim dWavelengthUnit As Double, dWavelengthSI As Double, dStepSize As Double, NSteps
As Integer
    dWavelengthUnit = dPitchUnit * 360 / dValuePhase

    NSteps = 360 ' every 1 degree
    dStepSize = dWavelengthUnit / NSteps

    For iModeID = 1 To iModes

        Mesh.ViewMeshMode False
        SelectTreeItem "2D/3D Results\Modes\Mode " + CStr(iModeID) + "\e"
        Wait 0.3
        dFrequency = GetFieldFrequency() * Units.GetFrequencyUnitToSI

        Plot3DPlotsOn2DPlane False ' true (plot on 2d plane) might give smoother
curve

        With VectorPlot2D
            If idir = 1 Then
                ' take ycut at center

```

```

        .PlaneNormal "y"
        .PlaneCoordinate cxyz(2)
    Else
        ' take xcut at center
        .PlaneNormal "x"
        .PlaneCoordinate cxyz(1)
    End If
End With
Wait 0.1
Plot.Update
Wait 0.1

cxyz(idir) = cBoxMin(idir) + 0.5 * dStepSize

Dim dAddLengthIdir As Double, dAddPhase As Double, cosa As Double, sina As
Double

dAddLengthIdir = 0.0
dAddPhase = 0.0
cosa = 1.0
sina = 0.0

Dim Eoabs As Double, dValue As Double, dFourierReal As Double, dFourierImag As
Double

Eoabs = 0.0
dFourierReal = 0.0
dFourierImag = 0.0

Dim oResultEw As Object
    Set oResultEw = Result1D("")

    For ii = 1 To NSteps

        If (cxyz(idir) > cBoxMax(idir)) Then
            cxyz(idir) = cxyz(idir) - dPitchUnit
            dAddLengthIdir = dAddLengthIdir + dPitchUnit
            dAddPhase = dAddPhase - dValuePhase
            cosa = Cos(dAddPhase * Pi / 180)
            sina = Sin(dAddPhase * Pi / 180)
        End If

        lok = GetFieldVector(cxyz(1), cxyz(2), cxyz(3), vre(1), vre(2), vre(3),
vim(1), vim(2), vim(3))

        dValue = vre(idir) * cosa - vim(idir) * sina

        If Abs(dValue) > Eoabs Then Eoabs = Abs(dValue)

        dFourierReal = dFourierReal + dValue * Cos(ii / NSteps * 2 * Pi)
        dFourierImag = dFourierImag + dValue * Sin(ii / NSteps * 2 * Pi)

        oResultEw.AppendXY cxyz(idir) + dAddLengthIdir, dValue

        cxyz(idir) = cxyz(idir) + dStepSize

    Next ii

With oResultEw
    .Title "1 wavelength of Electric field along periodic structure"
    .XLabel "Length / " + Units.GetGeometryUnit
    .Type "Linear"
    .Save sBaseResult + "^E" + CStr(iModeID) + ".sig"
    .AddToTree "1D Results\Ew\Mode " + CStr(iModeID)
End With

' SelectTreeItem "1D Results\Ew"

Dim Efourier As Double
Efourier = 2 / NSteps * Sqr(dFourierReal ^ 2 + dFourierImag ^ 2)

' MsgBox "Eabs (from curve) = " + CStr(Eoabs) + vbCrLf + "EFourier = " +
CStr(Efourier)

sFileName = sBaseTemp + "_" + sFileEabs + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"

```

```

        Open sFileName For Append As #11
        Print #11, Format(dFrequency / 100000000.0, "0.000000e+000 ");
Format(Eoabs, "0.000000e+000")
        Close #11

        dBeta = (2 * Pi) * dValuePhase / 360.0 / dPitchSI

        sFileName = sBaseTemp + "_" + sFileBeta + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"

        Open sFileName For Append As #11
        Print #11, Format(dFrequency / 100000000.0, "0.000000e+000 ");
Format(dBeta, "0.000000e+000")
        Close #11

        Next iModeID

Case 2
'Please define actions after the parametersweep has finished.

' Definition of local variables (only used in case=2)

Dim nn As Integer
Dim dFreq2 As Double
Dim dFreqm As Double
Dim dBeta2 As Double
Dim dBetam As Double
Dim dEabs As Double
Dim dEabs2 As Double
Dim dEabsm As Double
Dim dVPhase As Double
Dim dVPhaseNormed As Double
Dim dVGroup As Double
Dim dVGroupNormed As Double
Dim dPflux As Double
Dim dZpierce As Double

Dim bVPhase As Boolean
Dim bVGroup As Boolean

bVPhase = False
bVGroup = False

Dim sNewFileName As String

sNewFileName = sBaseResult
For iModeID = 1 To iModes

    dFreq2 = 0
    dBeta2 = 0
    dEabs2 = 0

        Set oResultVphase = Result1D("")
        Set oResultVgroup = Result1D("")
        Set oResultPflux = Result1D("")
        Set oResultBeta = Result1D("")
        Set oResultEabs = Result1D("")
        Set oResultZpierce= Result1D("")

        Dim sFileNameEabs As String
        sFileNameEabs = sBaseTemp + "_" + sFileEabs + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
        Dim oResultTempEabs As Object
        Set oResultTempEabs = Result1D("")
        oResultTempEabs.LoadPlainFile(sFileNameEabs)

        Dim sFileNameBeta As String
        sFileNameBeta = sBaseTemp + "_" + sFileBeta + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
        Dim oResultTempBeta As Object
        Set oResultTempBeta = Result1D("")
        oResultTempBeta.LoadPlainFile(sFileNameBeta)

    With oResultTempBeta
        nn = .GetN ' Get number of frequency points in the file
        For ii = 0 To nn - 1 ' Read all frequency points; index of first point

```

is zero.

```
dFrequency = .GetX(ii) * 100000000.0
dBeta = .GetY(ii)
dEabs = oResultTempEabs.GetY(ii)

oResultBeta.AppendXY dFrequency / 100000000.0, dBeta
oResultEabs.AppendXY dFrequency / 100000000.0, dEabs

If dBeta <> 0 Then

    ' calculate phase velocity (= omega / beta)
    dVPhase = (2 * Pi * dFrequency) / dBeta

    dVPhaseNormed = dVPhase / 299800000.0

    oResultVphase.AppendXY dFrequency / 100000000.0, dVPhaseNormed

    bVPhase = True

End If

If (ii > 0) Then

    ' calculate group velocity (= d omega / d beta)

    If dBeta <> dBeta2 Then

        dVGroup = (2 * Pi) * (dFrequency - dFreq2) / (dBeta - dBeta2)
        dVGroupNormed = dVGroup / 299800000.0

        dPflux = 0.5 * 1 * dVGroup / dPitchSI

        dBetam = 0.5 * (dBeta2 + dBeta)
        dEabsm = 0.5 * (dEabs2 + dEabs)
        dFreqm = 0.5 * (dFrequency + dFreq2)
        If (dBetam <> 0) And (dPflux <> 0) Then
            dZpierce = dEabsm ^ 2 / (2 * dBetam ^ 2 * dPflux)
        Else
            dZpierce = 0.0
        End If

        oResultVgroup.AppendXY dFreqm / 100000000.0, dVGroupNormed
        oResultPflux.AppendXY dFreqm / 100000000.0, dPflux
        oResultZpierce.AppendXY dFreqm / 100000000.0, dZpierce

        bVGroup = True

    End If

End If

dFreq2 = dFrequency
dBeta2 = dBeta
dEabs2 = dEabs

Next ii
End With

' Add graphs to the navigation tree

With oResultBeta
    .Title "Propagation Constant beta / m"
    .XLabel "Frequency / GHz"
    .Type "Linear"
    .Save sNewFileName + sFileBeta + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
    .AddToTree "1D Results\Dispersion Diagram\Mode " + CStr(iModeID)
End With

With oResultEabs
    .Title "Axial electric field amplitude"
    .XLabel "Frequency / GHz"
    .Type "Linear"
    .Save sNewFileName + sFileEabs + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
```

```

        .AddToTree "1D Results\Eaxis Amplitude\Mode " + CStr(iModeID)
    End With

    If bVGroup Then
        With oResultVgroup
            .Title "Group velocity / clight"
            .XLabel "Frequency / GHz"
            .Type "Linear"
            .Save sNewFileName + sFileVgroup + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
            .AddToTree "1D Results\Group Velocity\Mode " + CStr(iModeID)
        End With
        With oResultPflux
            .Title "Power Flow / W"
            .XLabel "Frequency / GHz"
            .Type "Linear"
            .Save sNewFileName + sFilePflux + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
            .AddToTree "1D Results\Power Flow\Mode " + CStr(iModeID)
        End With
        With oResultZpierce
            .Title "Pierce Impedance / Ohm"
            .XLabel "Frequency / GHz"
            .Type "Linear"
            .Save sNewFileName + sFileZpierce + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
            .AddToTree "1D Results\Pierce Impedance\Mode " + CStr(iModeID)
        End With
    End If

    If bVPhase Then
        With oResultVphase
            .Title "Phase velocity / clight"
            .XLabel "Frequency / GHz"
            .Type "Linear"
            .Save sNewFileName + sFileVphase + "_" + CStr(iModeID) + ".sig"
            .AddToTree "1D Results\Phase Velocity\Mode " + CStr(iModeID)
        End With
    End If

    On Error GoTo CannotDelete3
    Kill sFileNameEabs
CannotDelete3: On Error GoTo 0

    On Error GoTo CannotDelete4
    Kill sFileNameBeta
CannotDelete4: On Error GoTo 0

    Next iModeID

    SelectTreeItem "1D Results\Phase Velocity"

End Select

End Sub

Sub Main()
    ' this routine is only needed for debugging the function
    ParameterSweepWatch 0
    ParameterSweepWatch 1
    ParameterSweepWatch 2
End Sub

```

## C.1 – Panel de control del cluster de NIMBIX® cloud-computing.

The screenshot shows the NIMBIX Dashboard interface. At the top, there are navigation tabs: Dashboard (selected), Build, Compute, Visualize, and Task Builder. The user's name 'cscabello' is visible in the top right corner. The main dashboard area is divided into several sections:

- Dashboard Header:** Includes the NIMBIX logo and the word 'Dashboard'.
- User Information:** A form showing 'Username: cscabello' and 'Email: cscabello@gmail.com'.
- RECENT JOBS:** A table with columns: Name, Status, Start Date, and Compute Time.

Name	Status	Start Date	Compute Time
CST Studio Suite 2013@: mpi	Processing	08/01/2014 20:00	00:00
CST Studio Suite 2013@: license	Transfer Complete	08/01/2014 19:37	00:00
CST Studio Suite 2013@: visualize	Transfer Complete	08/01/2014 19:41	00:00
- CURRENT MONTH - STATS:** A summary box with four metrics:
  - WALL TIME: 00:00:00 (hours:min:sec)
  - JOBS RUN: 0
  - COMPUTE TIME: 00:00:00 (hours:min:sec)
  - ACCRUED AMOUNT: \$0.00
- LAST USED APP:** A section for 'CST Studio Suite 2013@' by 'CST Computer Simulation Technology AG', priced at '\$2.00/hr'.

## C.2 - Traza completa de la información intercambiada con NIMBIX® durante una simulación de tipo cloud-computing.

```
Licensing application...
Using machine file: /tmp/cst-nodelist
Machine file contents:
#CSTMachinFile 20140101
#DefaultInstallationFolder /var/nimbix/image/applications/cst
DAL1P4UTIL8
DAL1P4UTIL6
DAL1P4UTIL4
DAL1P4UTIL10
DAL1P4UTIL1
DAL1P4UTIL5
DAL1P4UTIL3
DAL1P4UTIL2
DAL1P4UTIL7
Using working directory: /tmp/cst_dc_workdir

*****
*                               Performing system sanity test                               *
*****

1 - Checking whether passwordless ssh works for all machines in the specified
    machine file /tmp/cst-nodelist.

Sending the following command line to remote hosts:
ssh -q -oStrictHostKeyChecking=no -oPasswordAuthentication=no <host> hostname

Testing machine DAL1P4UTIL8. ---> SUCCESS

Testing machine DAL1P4UTIL6. ---> SUCCESS

Testing machine DAL1P4UTIL4. ---> SUCCESS

Testing machine DAL1P4UTIL10. ---> SUCCESS

Testing machine DAL1P4UTIL1. ---> SUCCESS

Testing machine DAL1P4UTIL5. ---> SUCCESS
```

---

```
Testing machine DAL1P4UTIL3. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL2. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL7. ---> SUCCESS

2 - Checking whether DC Solver Server executable is accessible on all machines.
```

```
Testing machine DAL1P4UTIL8. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL6. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL4. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL10. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL1. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL5. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL3. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL2. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL7. ---> SUCCESS
```

```
3 - Checking whether lsof executable is available on all machines.
```

```
Testing machine DAL1P4UTIL8. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL6. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL4. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL10. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL1. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL5. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL3. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL2. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL7. ---> SUCCESS
```

```
4 - Checking whether nohup executable is available on all machines.
```

```
Testing machine DAL1P4UTIL8. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL6. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL4. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL10. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL1. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL5. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL3. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL2. ---> SUCCESS
Testing machine DAL1P4UTIL7. ---> SUCCESS
```

```
*****
*                               Summary                               *
*****
* Passwordless ssh check      |      SUCCESSFUL      *
* DC binary detect            |      SUCCESSFUL      *
* lsof program check          |      SUCCESSFUL      *
* nohup program check         |      SUCCESSFUL      *
*****
```

```
-----
Starting creation of working folders.
Checking for folder on DAL1P4UTIL8 ---> SUCCESS
Checking for folder on DAL1P4UTIL6 ---> SUCCESS
Checking for folder on DAL1P4UTIL4 ---> SUCCESS
Checking for folder on DAL1P4UTIL10 ---> SUCCESS
Checking for folder on DAL1P4UTIL1 ---> SUCCESS
Checking for folder on DAL1P4UTIL5 ---> SUCCESS
Checking for folder on DAL1P4UTIL3 ---> SUCCESS
Checking for folder on DAL1P4UTIL2 ---> SUCCESS
Checking for folder on DAL1P4UTIL7 ---> SUCCESS
Create working folder on all machines.
Creating folder on DAL1P4UTIL8 ---> SUCCESS
Creating folder on DAL1P4UTIL6 ---> SUCCESS
Creating folder on DAL1P4UTIL4 ---> SUCCESS
Creating folder on DAL1P4UTIL10 ---> SUCCESS
Creating folder on DAL1P4UTIL1 ---> SUCCESS
Creating folder on DAL1P4UTIL5 ---> SUCCESS
Creating folder on DAL1P4UTIL3 ---> SUCCESS
Creating folder on DAL1P4UTIL2 ---> SUCCESS
Creating folder on DAL1P4UTIL7 ---> SUCCESS
-----
Starting DC Main Controller...
Trying to find free port.
Port 35600 seems to be available. Will try this one.

Writing Main Controller configuration for this run on DAL1P4UTIL8.
/tmp/cst_dc_workdir/.cst2013/CST AG/CST DC Main Control 2013.ini

Contents of the configuration file are:
[Usersettings]
ServerPort=35600
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir
LogDebug=3

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL8. ---> SUCCESS
---> SUCCESS
DC Main Controller has been started successfully.
Logfile: /tmp/cst_dc_workdir/mc.log ; PID: 28747
-----
Starting DC Solver Servers...
Trying to find free port.

Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL8 ---> SUCCESS
Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL6 ---> SUCCESS
Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL4 ---> SUCCESS
Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL10 ---> SUCCESS
```

---

```
Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL1 ---> SUCCESS
Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL5 ---> SUCCESS
Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL3 ---> SUCCESS
Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL2 ---> SUCCESS
Checking for port 37600 on DAL1P4UTIL7 ---> SUCCESS

Port 37600 seems to be available for all hosts.

Writing DC Solver Server configuration for this run on all hosts.
Configuration is written to:
/tmp/cst_dc_workdir/.cst2013/CST AG/CST DC Solver Control 2013.ini

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL8.

Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL8
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL8. ---> SUCCESS

Writing frontend configuration for DAL1P4UTIL8.

Content of the configuration file:
[2013]
SYSTEM_ID=AMD64
INSTALLPATH=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL8. ---> SUCCESS

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL6.

Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL6
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL6. ---> SUCCESS

Writing frontend configuration for DAL1P4UTIL6.

Content of the configuration file:
[2013]
SYSTEM_ID=AMD64
INSTALLPATH=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL6. ---> SUCCESS

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL4.

Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
```

```
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL4
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL4. ---> SUCCESS

Writing frontend configuration for DAL1P4UTIL4.

Content of the configuration file:
[2013]
SYSTEM_ID=AMD64
INSTALLPATH=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL4. ---> SUCCESS

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL10.

Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL10
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL10. ---> SUCCESS

Writing frontend configuration for DAL1P4UTIL10.

Content of the configuration file:
[2013]
SYSTEM_ID=AMD64
INSTALLPATH=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL10. ---> SUCCESS

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL1.

Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL1
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL1. ---> SUCCESS

Writing frontend configuration for DAL1P4UTIL1.

Content of the configuration file:
[2013]
SYSTEM_ID=AMD64
INSTALLPATH=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL1. ---> SUCCESS

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL5.
```

```
Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL5
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL5. ---> SUCCESS

Writing frontend configuration for DAL1P4UTIL5.

Content of the configuration file:
[2013]
SYSTEM_ID=AMD64
INSTALLPATH=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL5. ---> SUCCESS

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL3.

Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL3
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL3. ---> SUCCESS

Writing frontend configuration for DAL1P4UTIL3.

Content of the configuration file:
[2013]
SYSTEM_ID=AMD64
INSTALLPATH=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL3. ---> SUCCESS

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL2.

Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL2
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL2. ---> SUCCESS

Writing frontend configuration for DAL1P4UTIL2.

Content of the configuration file:
[2013]
SYSTEM_ID=AMD64
INSTALLPATH=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS
```

```
Copying file to DAL1P4UTIL2. ---> SUCCESS

Writing solver server configuration for DAL1P4UTIL7.

Content of the configuration file:
[Usersettings]
ServerPort=37600
AllowedSubnets=10.2.*
WorkingDir=/tmp/cst_dc_workdir/DAL1P4UTIL7
MainController=DAL1P4UTIL8:35600
LogDebug=3
InstallPath=/var/nimbix/image/applications/cst

Creating remote directory. ---> SUCCESS

Copying file to DAL1P4UTIL7. ---> FAILED
Output was:
lost connection

-----
Stopping DC Solver Servers...

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL8:
No port information found. Nothing to do.

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL6:
No port information found. Nothing to do.

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL4:
No port information found. Nothing to do.

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL10:
No port information found. Nothing to do.

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL1:
No port information found. Nothing to do.

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL5:
No port information found. Nothing to do.

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL3:
No port information found. Nothing to do.

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL2:
No port information found. Nothing to do.

Stopping DC Solver Server on DAL1P4UTIL7:
No port information found. Nothing to do.

-----
Stopping DC Main Controller on host DAL1P4UTIL8
Sending DC Main Controller (pid: 28747) the kill signal.
DC Main Controller killed successfully.

Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL8
Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL6
Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL4
Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL10
Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL1
Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL5
Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL3
Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL2
Removing /tmp/cst_dc_workdir on DAL1P4UTIL7
Will overwrite previous setting
```

---

```
Writing setting to user directory
INSTALLPATH: /var/nimbix/image/applications/cst ok
Will overwrite previous setting
Writing setting to user directory
SYSTEM_ID: amd64 ok
Will overwrite previous setting
Writing setting to user directory
LICENSESERVER: @ ok
Detected centos operating system.
Starting virtual X-server...
```

## D – Tabla de X-Models suministrados con AWRDE

### X-model Tables Shipped with the AWRDE

The following sections list the X-models and Er values shipped with the AWRDE.

#### Microstrip

The following substrates are filled for the MSTEPX, MTEEX, MBENDRWX, MGAPX, MCROSSX, MBEND90X, MLEFX and MOPENX models:

- Er = 2.2
- Er = 2.33
- Er = 2.45
- Er = 2.5
- Er = 2.94
- Er = 3
- Er = 3.2
- Er = 3.25
- Er = 3.38
- Er = 3.4
- Er = 3.48
- Er = 3.66
- Er = 4.5
- Er = 4.99
- Er = 6
- Er = 6.15
- Er = 9.2
- Er = 9.7
- Er = 9.8
- Er = 10.2
- Er = 10.8
- Er = 11.2
- Er = 12.4
- Er = 12.9

#### Stripline

The SGAPX model has the same values as the microstrip models.

#### Coplanar Waveguide

The following substrates are filled for the CPWABRGX, CPWBENDX, and CPWTEEX models:

- Er = 3.38, H=813um, Hab=35.6um, No Cover, No Gnd
- Er = 3.38, H=1000um, Hab=50um, NoCover, No Gnd
- Er = 9.8, H=508um, Hab=25.4um, HCover=508um, Gnd
- Er = 12.4, H=280um, Hab=1.5um, No Cover, Gnd
- Er = 12.9, H=100um, Hab=3um, No Cover, No Gnd

The following substrates are filled for the CPWLINX model:

- Er = 3.38, H=813um, Hab=35.6um, No Cover, No Gnd, T=35.6um, Rho=1, Tand=0, Acc\_10
- Er = 3.38, H=1000um, Hab=50um, No Cover, No Gnd, T=0um, Rho=1, Tand=0, Acc\_10
- Er = 9.8, H=508um, Hab=25.4um, HCover=508um, Gnd, T=0um, Rho=0, Tand=0, Acc\_10
- Er = 12.4, H=280um, Hab=1.5um, No Cover, Gnd, T=0um, Rho=1, Tand=0, Acc\_10
- Er = 12.9, H=100um, Hab=3um, No Cover, No Gnd, T=2um, Rho=1, Tand=0.001, Acc\_10

#### Suspended Microstrip

The following substrates are filled for the MSBND90X, MSCROSSX,

---

MSOPENX, MSSTEPX, and MSTEEX, models:

Er = 3.38, Tand=0, H1=500um, H2=1000um

The following substrates are filled for the MS1LINX, MS2CLINX and MSBCPLX models:

Er = 3.38, Tand=0, H1=500um, H2=1000um, T=25um, Rho=1, Acc=1

### Suspended Stripline

The following substrates are filled for the SSBND90X, SSCROSSX, SSOPENX, SSSTEPX, and SSTEEX models:

Er = 3.38, Tand=0, H1=1000um, H2=500um, H3=500um

The following substrates are filled for the SS1LINX, SS2CLINX and SSBCPLX models:

Er = 3.38, Tand=0, H1=1000um, H2=5000um, H3=500um, T=25um, Rho=1, Acc=1

**E - Microfresadora Láser LPKF™ Protolaser S - Dpto. Tª Señal UC3M**

Nº de expediente:	2010/0001993-10SU10NEGLT
Procedimiento de adjudicación:	Negociado
Presupuesto base de licitación:	No procede
Fecha de envío del anuncio previo:	No procede
Fecha de envío del anuncio licitación D.O.U.E.:	No procede
Anuncio B.O.E.:	No procede
Pliegos:	No procede
Proyecto de obras:	No procede
Fecha límite de presentación de ofertas:	No procede
Apertura de ofertas:	No procede
Adjudicación provisional:	<ul style="list-style-type: none"><li>• Fecha de adjudicación: 11/05/2010</li><li>• Empresa: LPKF Laser&amp;Electronics Spain, S.L.</li><li>• Importe de adjudicación: <del>Ciento treinta mil cuatrocientos cuatro euros con treinta céntimos (130.404,30 €)</del> + I.V.A. <b>Rect. de error: Ciento doce mil cuatrocientas diecisiete Euros con cincuenta céntimos (112.417,50 €) + IVA</b></li><li>• Fecha de publicación en el Perfil de Contratante: <b>17/05/2010</b></li></ul>
Adjudicación definitiva:	<ul style="list-style-type: none"><li>• Fecha de adjudicación: 07/06/2010</li><li>• Empresa: LPKF Laser&amp;Electronics Spain, S.L.</li><li>• Importe de adjudicación: Ciento doce mil cuatrocientos diecisiete euros con cincuenta céntimos (112.417,50 €) + I.V.A.</li><li>• Fecha de publicación en el Perfil de Contratante: <b>09/06/2010</b></li></ul>



## V. Anuncios

### A. Anuncios de licitaciones públicas y adjudicaciones

#### UNIVERSIDADES

**32829** *Anuncio de la Universidad Carlos III de Madrid de la adjudicación de la contratación de la adquisición de una microfresadora láser. Expediente: 2010/0001993-10SU10NEGLT.*

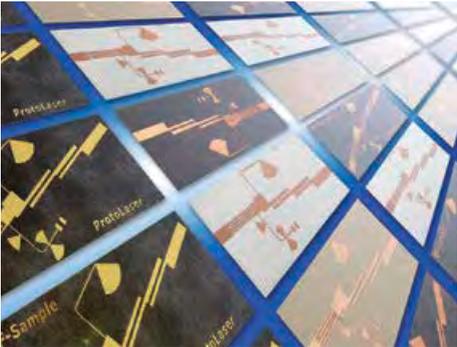
1. Entidad adjudicadora:
  - a) Organismo: Universidad Carlos III de Madrid.
  - b) Dependencia que tramita el expediente: Gerencia.
  - c) Número de expediente: 2010/0001993-10SU10NEGLT.
  - d) Dirección de Internet del perfil del contratante: [http://www.uc3m.es/portal/page/portal/perfil\\_contratante](http://www.uc3m.es/portal/page/portal/perfil_contratante).
2. Objeto del contrato:
  - a) Tipo: Suministro.
  - b) Descripción: Adquisición de una microfresadora láser.
3. Tramitación y procedimiento:
  - a) Tramitación: Ordinaria.
  - b) Procedimiento: Negociado.
4. Presupuesto base de licitación. Importe neto: 112.417,50 euros. IVA (%): 16. Importe total: 130.404,30 euros.
5. Adjudicación:
  - a) Fecha: 7 de junio de 2010.
  - b) Contratista: "Lpkf Laser & Electronic Spain, S. L."
  - c) Importe o canon de adjudicación. Importe neto: 112.417,50 euros. IVA (%): 16. Importe total: 130.404,30 euros.

Getafe, 9 de septiembre de 2010.- El Gerente, Juan Manuel Moreno Álvarez.

ID: A100067266-1

---

The Next Generation of In-House Prototyping  
LPKF ProtoLaser S





# PCBs at the Press of a Button

Getting your hands on prototype PCBs quickly is a crucial advantage in electronics development. This is what the new LPKF ProtoLaser S is all about. The laser system opens up a new dimension in in-house prototyping: it transfers the layout onto the PCB with unprecedented speed and precision – easily and with no chemicals.

## Slashing Development Times

At the same time as circuit layouts become increasingly complex, with the frequent involvement of numerous iteration steps and several prototypes, there is also increasing pressure to shorten development times. Companies gain a vital advantage here if they are able to make prototype PCBs themselves, so they don't have to wait on external service providers. In the same time it takes to prepare an order for external prototype PCB production, the ProtoLaser S can already transfer the complete layout onto the PCB. This slashes development times and cuts time in the production pipeline. The confidential data also stays in-house and away from prying eyes.

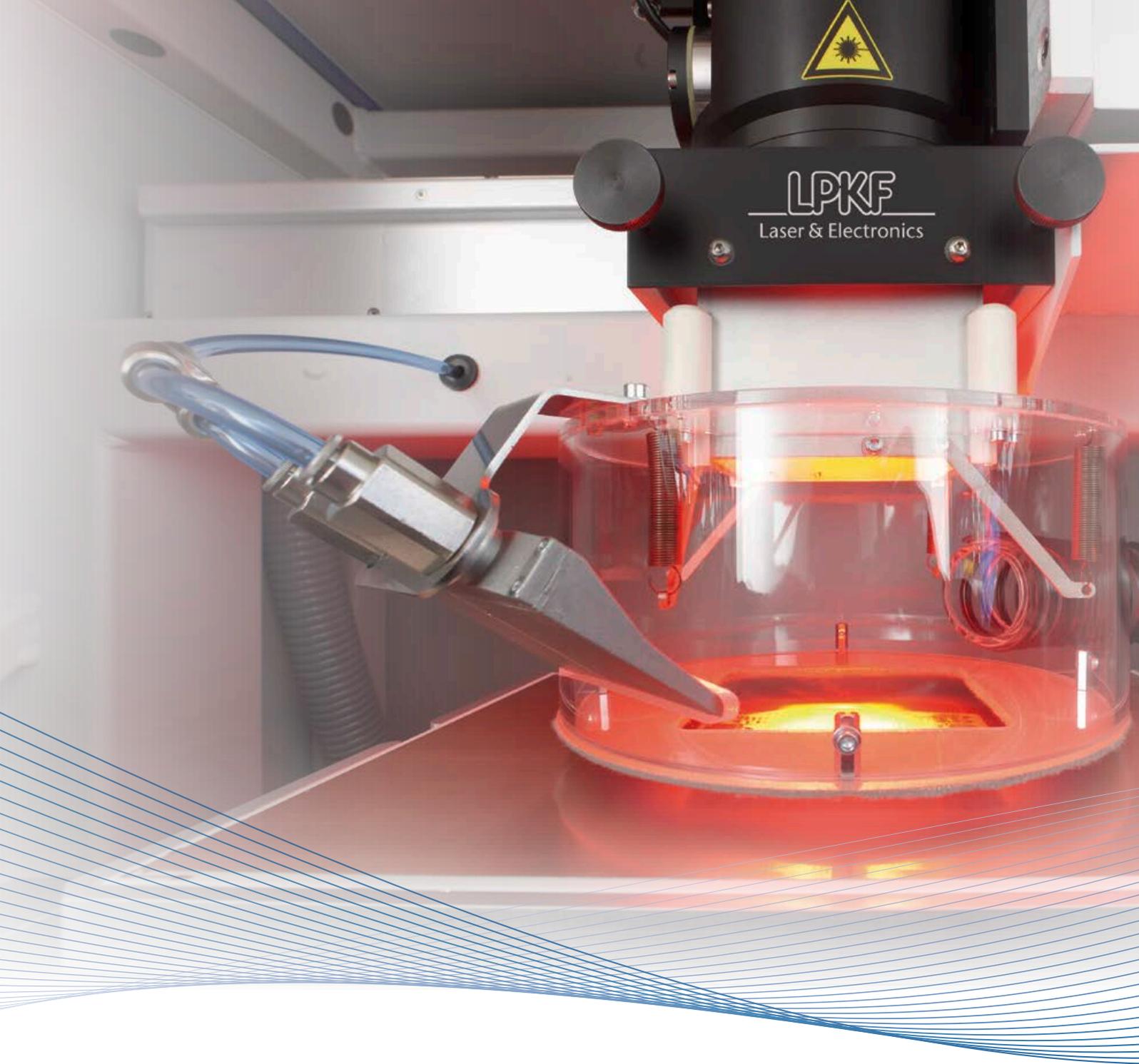
## Produce Small Batches on Demand

The high processing speed and the simple data handling also make it possible to produce customized small batches on demand. All of the usual PCB materials can be used.

## Equipped for the Future

The revolutionary tool-less laser processing method can be used to produce lines and spaces, as well as corner radii, which far exceed today's ultrafine technology standards. Process parameters for new materials can be easily established.





## Another Dimension of Prototyping

### **Short Tooling Times**

PCBs are securely held on the integrated vacuum table – including thin and flexible substrates. The integrated software safely and simply converts the usual layout data formats into production data. Pre-set processing parameters for standard materials make operations even easier.

### **Fully Automatic Production**

The optimal focus of the laser is adjusted automatically. No tool changes or other modifications are required during production. All that is required is loading new material or flipping the PCB material for double-sided projects. A camera uses fiducials to localize the position of the PCB and align the laser processing accordingly. Double-sided and multilayer PCBs can therefore be manufactured simply and precisely.

- High speed laser structuring
- Easy operation
- Minimal line/space width of 50/25  $\mu\text{m}^*$



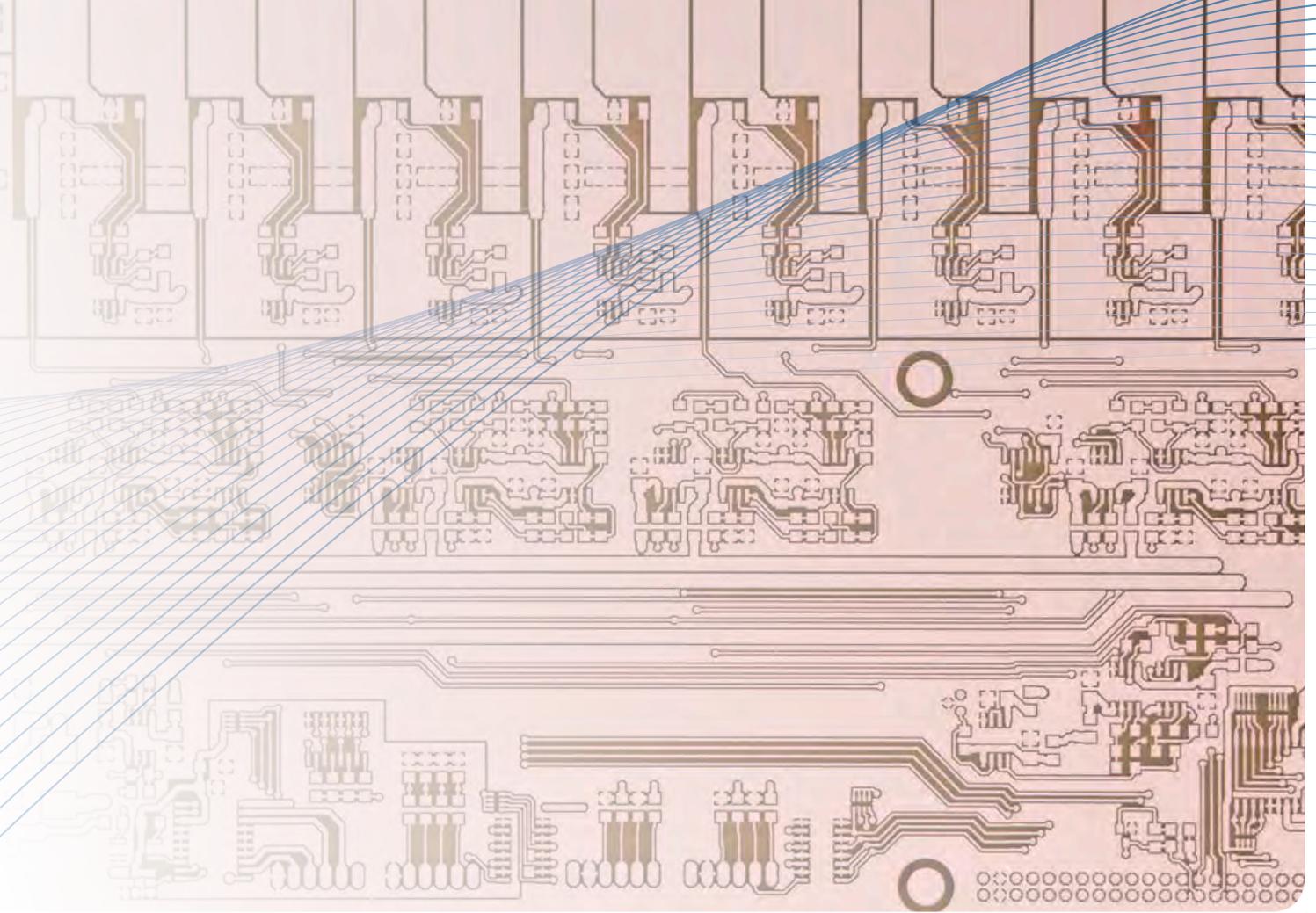
### Compact and Safe

The ProtoLaser S was specially developed for laboratory use. It is compact and easy to operate. The hood protects the users from noise emissions, and prevents any accidental interference in the operational process. The laser switches off immediately when the hood is opened. The system is classified as Laser Class 1 when in operation.

### Intuitive Software Operation

The software is designed for easy operation of the machine and the smooth import of the usual data formats such as Gerber or DXF files. A whole range of applications can be handled using the pre-set and customized profiles. The software also enables communication with other LPKF systems such as LPKF circuit board plotters.

\* with ceramic substrates



# Works with all Types of PCB Materials

## **Circuit Layouts Structured by Laser**

The LPKF ProtoLaser S selectively ablates the conductive layer, usually copper, from the substrate. This cuts the insulation channels to precisely create the planned tracks and pad surfaces.

## **Areas of Application**

The ProtoLaser S is ideal for the efficient prototyping of complex digital and analogue circuits, and HF and microwave PCBs, up to 229 x 305 mm in size. The potential to produce highly precise geometries in almost any material makes the ProtoLaser S the perfect system for the production of antennas, filters, and numerous other applications which require precise, steep edge quality.

## **High Repetition Accuracy**

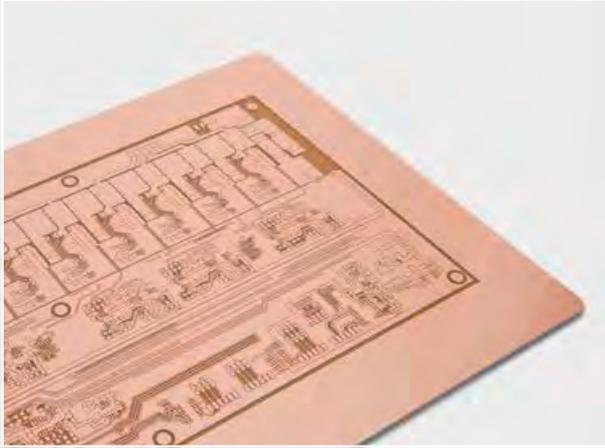
The repeatability of the results far exceeds the ability of mechanical or chemical methods, which are also negatively affected by wear and process fluctuations. The ProtoLaser S guarantees constant properties even where many iteration steps are required, and for complete small batches.

## **PCB Materials**

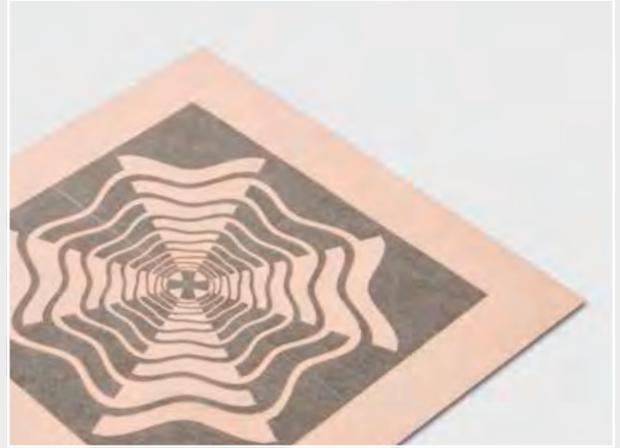
The ProtoLaser S processes a whole range of different substrates, e.g. copper-coated FR4, aluminium-coated PET films, ceramics, TMM, Duorid or PTFE. The contact-free process demonstrates its special benefits when flexible and sensitive materials are involved – which it processes reliably and without causing any damage.

## Mass-Production Quality In-House

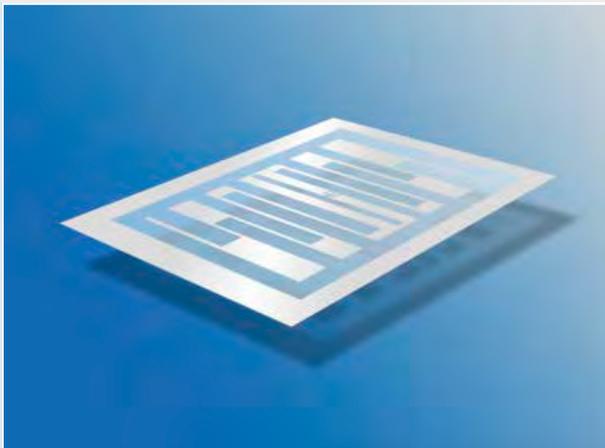
Sophisticated applications – fabricated from substrates in mere minutes with the LPKF ProtoLaser S.



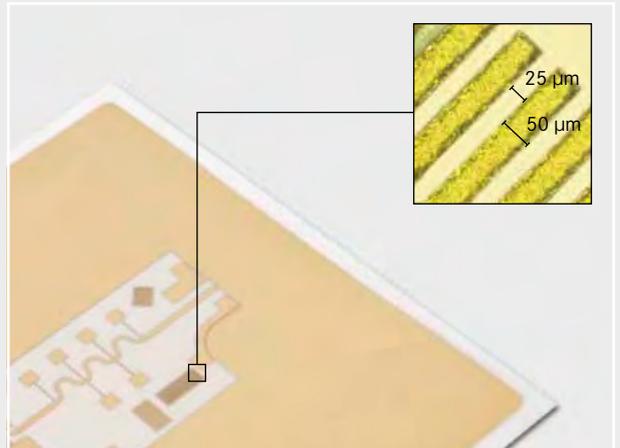
Cu (18  $\mu\text{m}$ ) on FR4



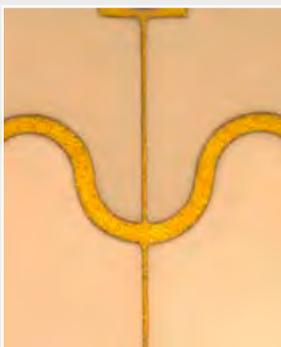
PTFE



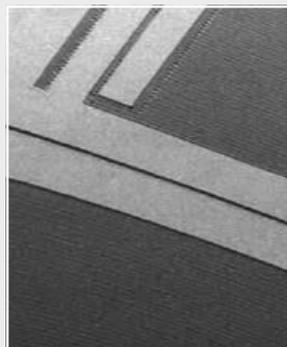
Al (15  $\mu\text{m}$ ) on PET film



Ceramic



RF structure, Au on Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> ceramic



Semi-Flex material, Cu layer thickness 18  $\mu\text{m}$

## Technical Specifications: LPKF ProtoLaser S

<b>Laser class</b>	1
<b>Max. material size and layout area (X/Y/Z)</b>	229 mm x 305 mm x 10 mm (9" x 12" x 0.4")
<b>Structuring speed</b>	∅ 6 cm <sup>2</sup> /min <sup>a</sup> (∅ on laminated substrate)
<b>Diameter of focused laser beam</b>	25 µm (1 mil)
<b>Minimum line/space</b>	50 µm/25 µm (2 mil / 1 mil) <sup>a</sup>
<b>Accuracy*</b>	2 µm (0.08 mil)
<b>Repeatability</b>	± 2 µm (± 0.08 mil) <sup>b</sup>
<b>Laser pulse frequency</b>	15 – 200 kHz
<b>Dimensions (W x H x D)</b>	875 mm x 1 430 mm x 750 mm (34.4" x 56.3" x 29.5") <sup>c</sup>
<b>Weight</b>	260 kg (573.2 lbs)
<b>Operating conditions</b>	
<b>Power supply</b>	110/230 V, 50 – 60 Hz, 1.4 kW
<b>Compressed air supply</b>	8 bar (116 psi), 160 l/min (5.66 cfm)
<b>Cooling</b>	Air-cooled (internal cooling cycle)
<b>Ambient temperature</b>	22 °C ± 2 °C (71.6 °F ± 4 °F)
<b>Exhaust</b>	
<b>Power supply</b>	230 V, 50/60 Hz, 1.2 kW
<b>Air flow rate</b>	320 m <sup>3</sup> /h, max. vacuum pressure 21 000 Pa
<b>Filter</b>	Active carbon filter and HEPA filter
<b>Dimensions (W x H x D)</b>	365 mm x 740 mm x 501 mm (14.4" x 29.1" x 19.7")
<b>Weight</b>	80 kg (176.4 lbs)
<b>Required accessories</b>	Exhaust, compressor, standard PC
<b>Hardware and software requirements</b>	Microsoft® Windows® XP or 7, 1.2 GHz processor or higher, min. 2 GB RAM, screen resolution min. 1 024 x 768 pixels, USB 2.0

a Depending on material and laser beam parameters

b Direct repeat of laser beam movement

c Height with open door 1 730 mm (68.1")

\* Resolution scanfield

### Worldwide (LPKF Headquarters)

LPKF Laser & Electronics AG Osteriede 7 30827 Garbsen Germany  
Phone +49 (5131) 7095-0 info@lpkf.com www.lpkf.com

### North / Central America

LPKF Laser & Electronics North America  
Phone +1 (503) 454-4200 sales@lpkfusa.com www.lpkfusa.com

### China

LPKF Tianjin Co., Ltd.  
Phone +86 (22) 2378-5318 sales@lpkf.cn www.lpkf.cn

### Hong Kong

LPKF Laser & Electronics (Hong Kong) Ltd.  
Phone +852-2545-4005 hongkong@lpkf.com www.lpkf.com

### Japan

LPKF Laser & Electronics K.K. Japan  
Phone +81 (0) 3 5439 5906 info.japan@lpkf.com jp.lpkf.com

### South Korea

LPKF Laser & Electronics Korea Ltd.  
Phone +82 (31) 689 3660 info.korea@lpkf.com www.lpkf.com

LPKF Laser & Electronics AG sells and markets products and provides support in more than 50 countries. Find your local representative at [www.lpkf.com](http://www.lpkf.com).

## V. Anuncios

### A. Anuncios de licitaciones públicas y adjudicaciones

#### UNIVERSIDADES

**37584** *Anuncio de la Universidad Carlos III de Madrid de la convocatoria del procedimiento abierto para contratar el suministro de un **analizador de redes de cuatro puertos con extensiones de frecuencia hasta 140 GHZ. Expediente n.º: 2011/0005675-11SUE11PA-RA.***

1. Entidad adjudicadora: Datos generales y datos para la obtención de la información:
  - a) Organismo: Universidad Carlos III de Madrid.
  - b) Dependencia que tramita el expediente: Gerencia.
  - c) Obtención de documentación e información:
    - 1) Dependencia: Dirección Económico Financiera.
    - 2) Domicilio: Calle Madrid, 126.
    - 3) Localidad y código postal: Getafe - 28903.
    - 4) Teléfono: 91.624.58.08.
    - 5) Telefax: 91.624.97.02.
    - 6) Correo electrónico: jrcuesta@pa.uc3m.es.
    - 7) Dirección de Internet del perfil del contratante: [http://www.uc3m.es/portal/page/portal/perfil\\_contratante](http://www.uc3m.es/portal/page/portal/perfil_contratante).
    - 8) Fecha límite de obtención de documentación e información: 3 de enero de 2012.
  - d) Número de expediente: 2011/0005675-11SU11PA-RA.
2. Objeto del contrato:
  - a) Tipo: Suministro.
  - b) Descripción: Suministro de un analizador de redes de cuatro puertos con extensiones de frecuencia hasta 140 GHZ.
  - e) Plazo de ejecución/entrega: Se indica en los Pliegos.
  - i) CPV (Referencia de Nomenclatura): 38434000
3. Tramitación y procedimiento:
  - a) Tramitación: Ordinaria.
  - b) Procedimiento: Abierto.
5. Presupuesto base de licitación:
  - a) Importe total: **348.100,00 euros.**
6. Garantías exigidas. Definitiva (%): 5.
8. Presentación de ofertas o de solicitudes de participación:
  - a) Fecha límite de presentación: 4 de enero de 2012, a las 14.00 horas.
  - c) Lugar de presentación:
    - 1) Dependencia: Registro de la Universidad Carlos III de Madrid.
    - 2) Domicilio: Calle Madrid, 126.
    - 3) Localidad y código postal: Getafe - 28903.
  - f) Plazo durante el cual el licitador estará obligado a mantener su oferta: 3 meses.
9. Apertura de Ofertas:

- b) Dirección: Universidad Carlos III de Madrid.
- c) Localidad y código postal: Calle Madrid, 126, Getafe.
- d) Fecha y hora: 3 de febrero de 2012, a las 10.30 horas.

10. Gastos de publicidad: A cargo del adjudicatario.

11. Fecha de envío del anuncio al "Diario Oficial de la Unión Europea": 8 de noviembre de 2011.

Getafe, 8 de noviembre de 2011.- El Gerente, Juan Manuel Moreno Álvarez.

ID: A110083557-1

# Keysight Technologies

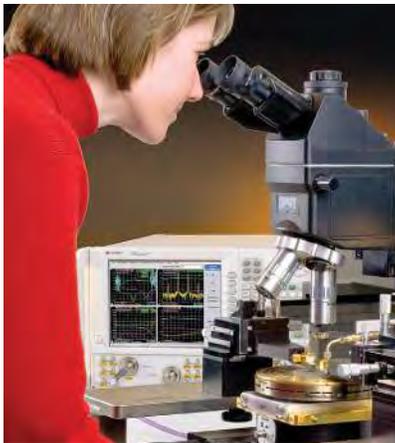
## PNA-X Series

### Microwave Network Analyzers



# Industry's Most Advanced RF Test Solution

Reach for unrivaled  
excellence



All of the PNA-X's powerful measurement applications can be used for on-wafer devices.

## Choose the leader in network analysis

The PNA-X Series of microwave network analyzers are the culmination of Keysight Technologies, Inc. 40-year legacy of technical leadership and innovation in radio frequency (RF) network analysis. More than just a vector network analyzer, the PNA-X is the world's most integrated and flexible microwave test engine for measuring active devices like amplifiers, mixers, and frequency converters.

The combination of two internal signal sources, a signal combiner, S-parameter and noise receivers, pulse modulators and generators, and a flexible set of switches and RF access points provide a powerful hardware core for a broad range of linear and nonlinear measurements, all with a single set of connections to your device-under-test (DUT).

When you're characterizing active devices, the right mix of speed and performance gives you an edge. In R&D, the PNA family provides a level of measurement integrity that helps you transform deeper understanding into better designs. On the production line, our PNAs deliver the throughput and repeatability you need to transform great designs into competitive products. Every Keysight VNA is the ultimate expression of our expertise in linear and nonlinear device characterization. Choose a PNA --and reach for unrivaled excellence in your measurements and your designs.

## World's widest range of measurement applications

PNA-X applications bring speed, accuracy, and ease-of-use to common RF measurements, in coaxial, fixtured, and on-wafer environments. Applications include:

- S-parameters (CW and pulsed)
- Noise figure
- Gain compression
- Intermodulation and harmonic distortion
- Conversion gain/loss
- True-differential stimulus
- Nonlinear waveform and X-parameter\* characterization
- Antenna test

## Network analysis technology down to the nanoscale

The PNA-X is also compatible with these Keysight measurement solutions:

- **Physical layer test system (PLTS) software** to calibrate, measure, and analyze linear passive interconnects, such as cables, connectors, backplanes, and printed circuit boards.
- **Materials test equipment and accessories** to help determine how your materials interact with electromagnetic fields, by calculating permittivity and permeability.
- **Award-winning scanning microwave microscope** to create a powerful and unique combination for topography measurements of calibrated capacitance and dopant densities at nanoscale dimensions.

## The right frequency for your application

N5249A	10 MHz to 8.5 GHz
N5241A	10 MHz to 13.5 GHz
N5242A	10 MHz to 26.5 GHz
N5244A	10 MHz to 43.5 GHz
N5245A	10 MHz to 50 GHz
N5247A	10 MHz to 67 GHz
PNA-X with mm-wave modules	10 MHz to 1.05 THz

Build your optimal test system by selecting the frequency range for your specific device-test needs without paying for functionality you don't need.

## Multiple measurements with a single instrument

## Replace racks and stacks

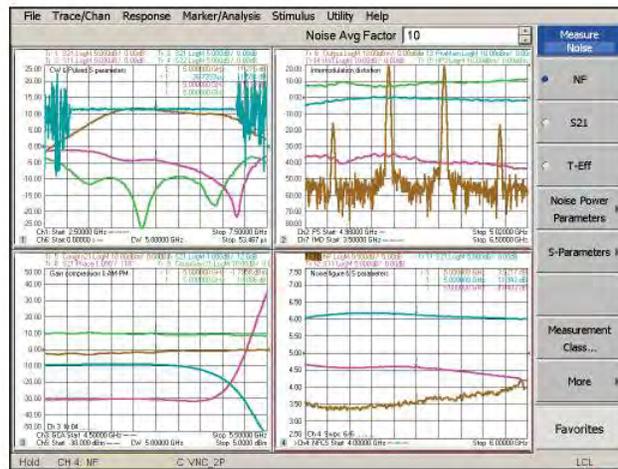
With its highly integrated and versatile hardware and re-configurable measurement paths, the PNA-X replaces racks and stacks of equipment – with a single instrument. One PNA-X can take the place of the following test gear:

- Network analyzer
- Spectrum analyzer
- Two signal sources
- Noise figure meter/analyzer
- Power meters
- Switch matrix
- Digital voltmeter



## Benefits of a PNA-X-based solution

- **Simpler test systems for...**
  - ...lower hardware and software costs
  - ...quicker development time and faster time to manufacturing
  - ...less downtime and lower maintenance costs
  - ...smaller size and lower power consumption
- **Faster test times for...**
  - ...improved throughput
- **Higher accuracy for...**
  - ...better yields and better specifications
- **Flexible hardware for...**
  - ...greater adaptability to future test requirements



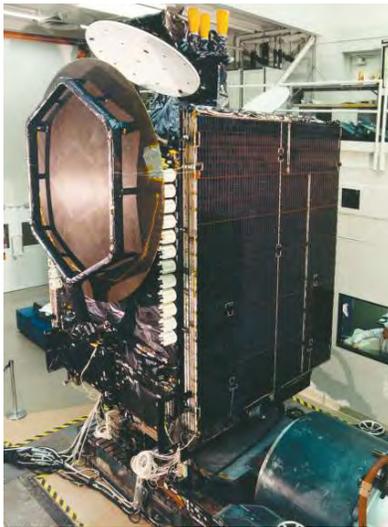
With a single set of connections to an amplifier or frequency converter, the PNA-X can measure CW and pulsed S-parameters, intermodulation distortion, gain and phase compression versus frequency, noise figure, and more.



## Bottom Line Results – PNA-X Case Studies

“We selected Keysight’s PNA-X because it eliminated unnecessary cable swaps between measurements and it makes more active measurements than any other network analyzer out there. We used to make S-parameter, vector-signal, and noise-figure measurements with separate test equipment—and now with the PNA-X, we can perform all of our active measurements in one box.”

*Test Engineering Manager*



### Case Study 1

Aerospace/defense component supplier reduces test time by 95%

#### Challenges

This customer manufactures over 4600 RF components, with typically 1000 devices in the manufacturing process at any given time. Devices included filters, multipliers, amplifiers, and switches, from 10 MHz to 60 GHz. They needed to simplify the test system for one particular multiport device, so they set out to develop an operator-independent automated test system (ATS). Key challenges included:

- Complicated and expensive test systems with multiple racks of equipment and miles of test cables
- Multiple cable swaps and recalibrations required with extensive operator intervention and downtime
- Significant retesting of devices and high system downtime

#### Results

The PNA-X’s ability to incorporate more active measurements into a single instrument than any other product on the market provided:

- **Faster test times:** Reduced test times from four hours per temperature to 24 minutes when compared to the prior ATS, resulting in a test-time reduction of 95%
- **Reduced equipment count:** Replaced nine racks of equipment with three, 12-port PNA-X network analyzers
- **Increased operator productivity:** Enabled operators to monitor four test stations simultaneously and eliminated the need for single-operator test stations
- **Reduced re-testing and cable swaps**

### Case Study 2

Satellite designer and manufacturer reduces test time from three hours to three minutes

#### Challenges

This aerospace company was conducting a specific panel-level test and wanted to modernize its test systems and improve its test productivity and throughput. Its legacy satellite payload test systems utilized a large amount of rack and stack equipment accompanied by a big test overhead. The company was required to exert a great deal of time and effort to program and maintain the test systems.

#### Results

Initially the aerospace company purchased four PNA-Xs (26.5 and 50 GHz models). They were so impressed with the throughput and test productivity results, that they purchased eight more analyzers. In one test case, the level of improvement exceeded expectations—taking a 20-minute gain-transfer test to just under a minute. Replacing their test system with the PNA-X effectively modernized and simplified their test system which enabled:

- **Faster test times:** Complete test suite cut measurement times from three hours to three minutes
- **Reduced equipment count:** Replaced a two-rack payload test system with a single four-port PNA-X
- **Smaller test system:** Reduced the amount of equipment space and power consumption

## Case Study 3

### Wireless networking systems manufacturer reduces throughput from 30 to 10 minutes

#### Challenges

The manufacturer was developing a new broadband wireless network system and needed a faster test system. Its existing test system consisted of two sources, a spectrum analyzer, and power meters. Using this system, they estimated their new product would take 30 minutes to test; however their speed goal was 15 minutes. In addition to needing a faster test solution, the company also needed better noise figure and distortion measurements, and it required single-connection measurements on both up and down converters.

#### Results

Replacing their existing multi-instrument test system with a single four-port 50 GHz PNA-X enabled the company to realize:

- **Faster test times:** Complete test suite cut test throughput from an estimated 30 minutes to under ten minutes
- **Less downtime and reduced maintenance costs:** Reducing the equipment count reduced the setup time, as well as the headaches associated with multiple equipment faults, and resulted in lowered annual calibration costs
- **Cost savings on equipment:** The cost of a four-port PNA-X was substantially less expensive than the legacy multi-instrument test system.

## Case Study 4

### Global security company speeds test and improves measurement accuracy

#### Challenges

The company needed to upgrade its legacy test systems, which consisted of large switch matrices with network analyzers. They required technicians to keep connecting and disconnecting the device-under-test (DUT) to multiple instruments to make a range of different measurements. This approach was slow, costly, prone to inaccuracy, and required a good deal of user intervention and additional hardware. The company sought a solution that was easy to set up and use, decreased test time and cost, minimized measurement inaccuracy, and offered a smaller footprint

#### Results

The company decided to purchase PNA-Xs rather than simply upgrade to newer, code-compatible, drop-in instruments offered by the provider of its legacy test equipment. This decision was made despite the fact that it meant significant rewrite of legacy software. The company saved time over their existing test solutions and realized:

- **Easy setup and use:** Technicians were able to easily connect to a DUT and measure all different parameters in one pass—without additional hardware
- **Faster and more accurate tests:** Using just one instrument technicians were able to conduct their required tests in significantly less time and improve accuracy
- **Smaller test system:** A single four-port PNA-X reduced their initial capital expense, equipment count, floor space, and power consumption, which resulted in lower overall test costs

“We chose the PNA-X for its unique single-connection, multiple-measurement capability. The PNA-X is also the only solution we found that can make accurate nonlinear measurements by using its extended NVNA software option. This saves us an amazing amount of design time because it means we can quickly and accurately characterize the nonlinear behavior of our devices even at crazy high power levels.”

*Test Engineering Manager*

# Intuitive, Speed-Driven Features

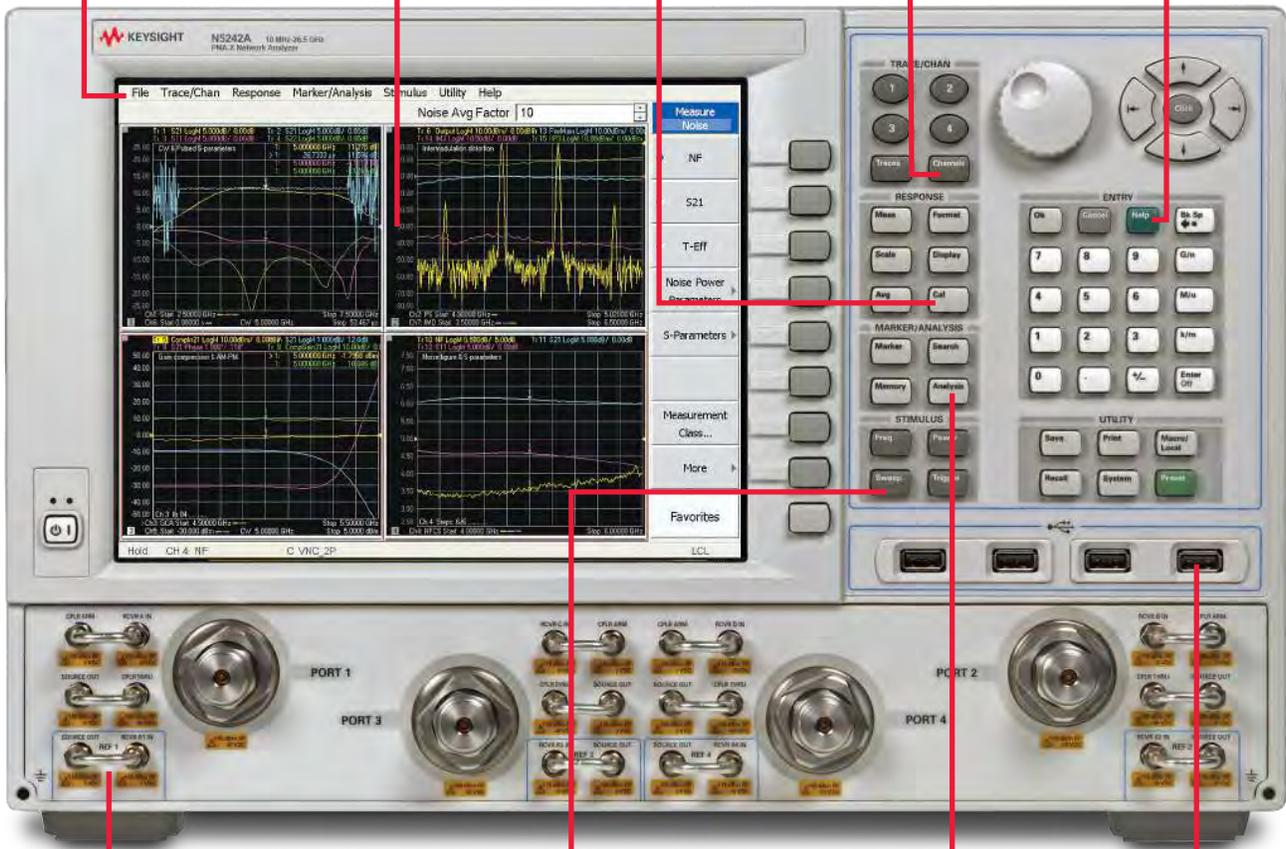
Flexible user interface:  
hard keys, soft keys, pull-  
down menus, right-click  
shortcuts, and touch screen

Up to  
10 markers  
per trace

State-of-the-art  
calibration  
capabilities

200 measurement  
channels and  
unlimited traces

On-line  
help



Configurable  
test set available  
on all models

Linear, log,  
power, CW, phase,  
and segment sweeps

Equation editor  
and time-domain  
analysis

Quick access  
for ECal and  
other USB  
devices

# Hardware for Exceptional Flexibility

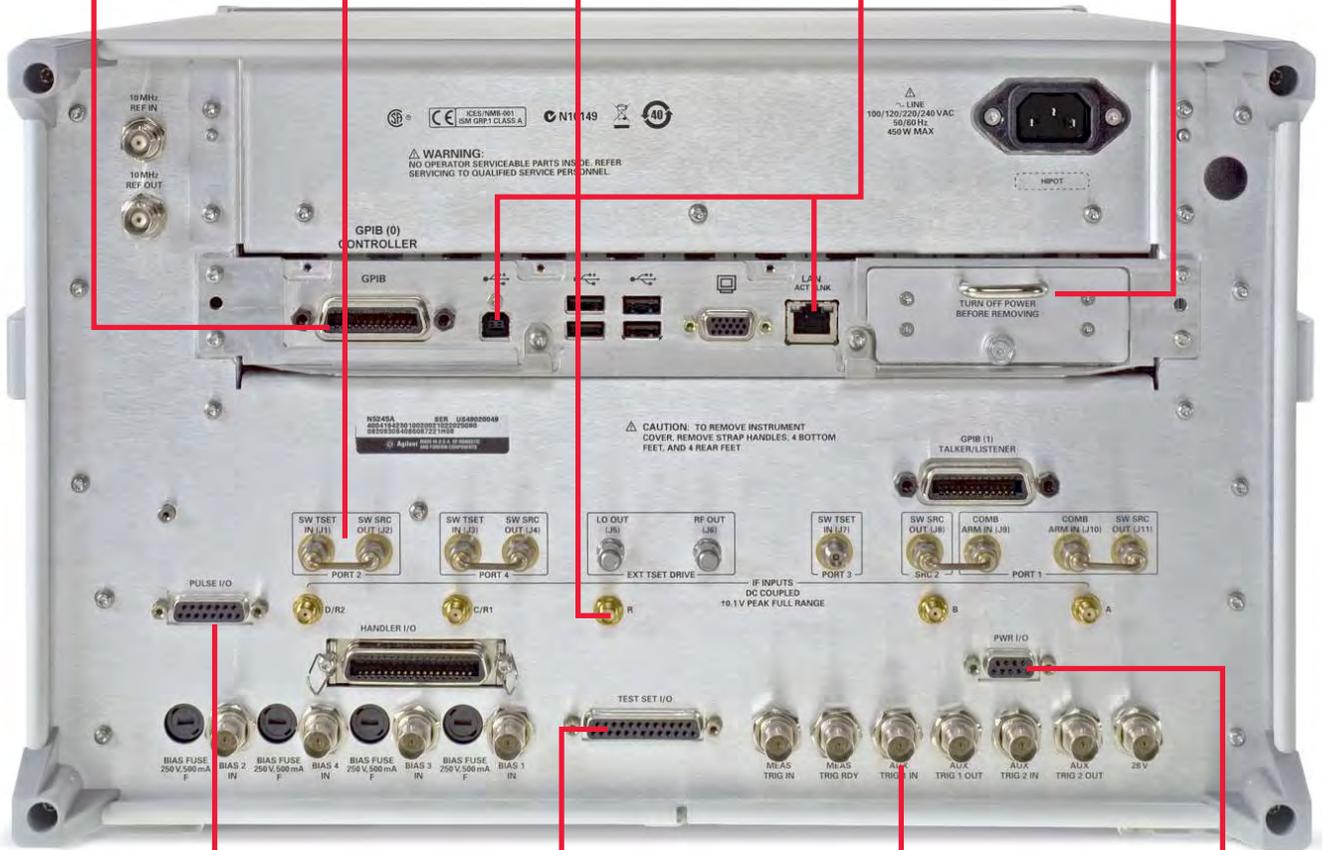
Second GPIB interface for controlling signal sources, power meters or other instruments

RF jumpers for adding signal-conditioning hardware or other test instruments

Direct IF access for remote mixing in antenna ranges

LAN and device-side USB interfaces provide alternatives to GPIB for remote programming

Removeable hard drive for secure environments



Pulse I/O connector for controlling external modulators or synchronizing internal pulse generators

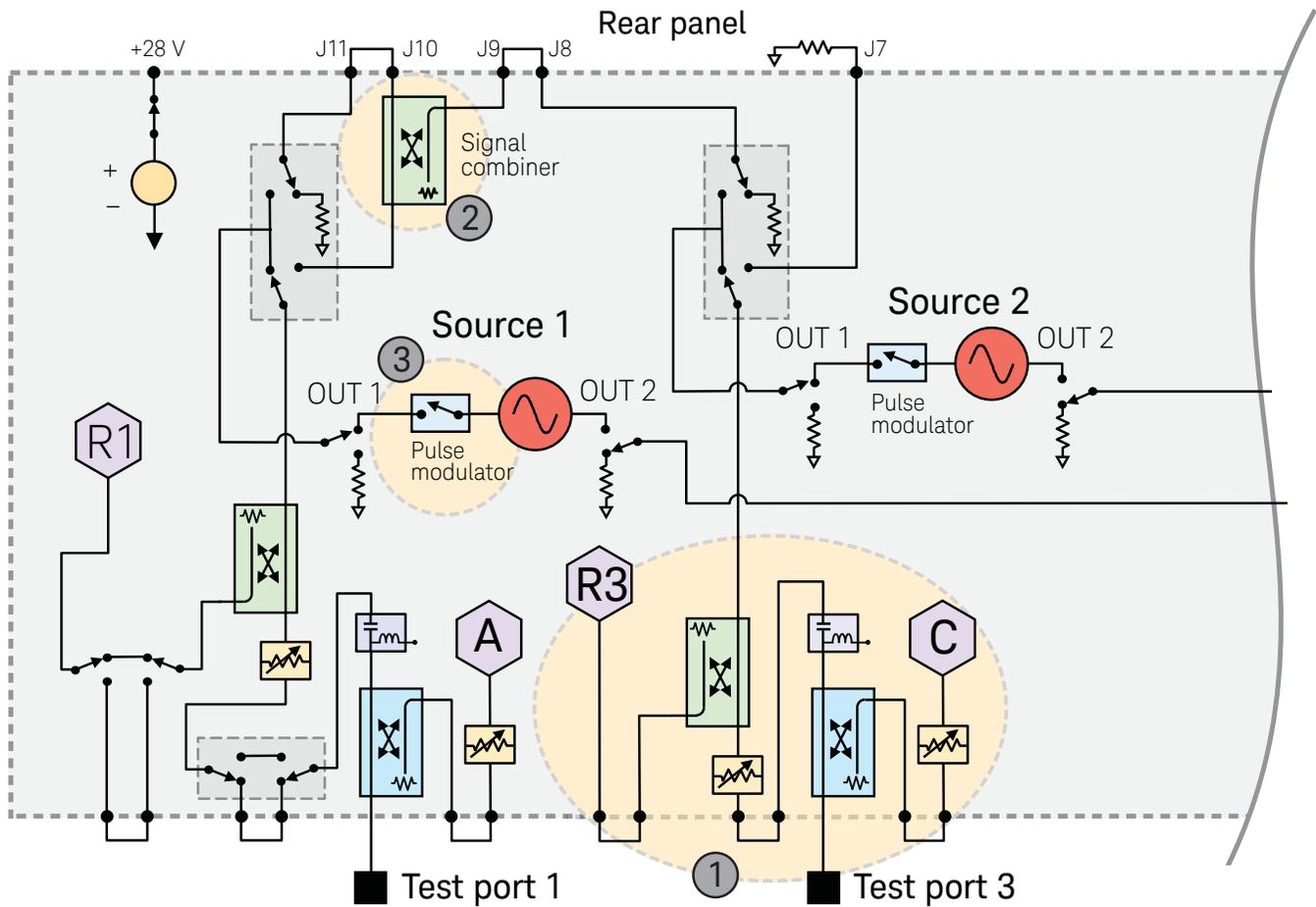
Test set I/O for controlling external multiport and millimeter-wave test sets

Flexible triggers for measurement control and for synchronizing external sources or other instruments

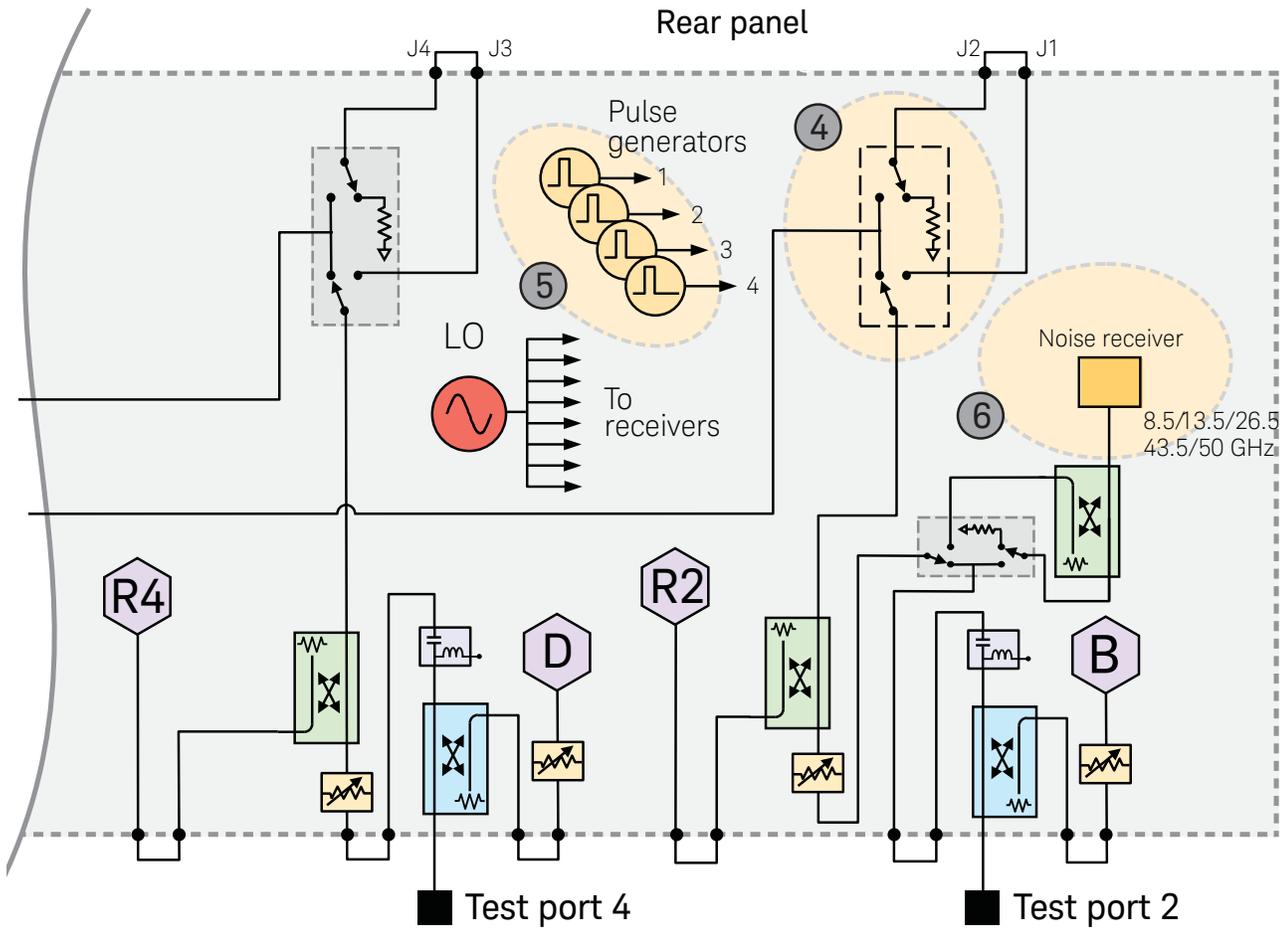
Power I/O connector provides analog inputs and outputs for PAE and other measurements

# Flexible Architecture

1. Each test port includes test and reference couplers and receivers, source and receiver attenuators, and a bias tee, for maximum accuracy and flexibility.
2. The built-in signal combiner greatly simplifies the setup for intermodulation distortion and X-parameter measurements.
3. Internal pulse modulators enable integrated pulsed-RF testing over the full frequency range of the instrument, eliminating expensive and bulky external modulators.



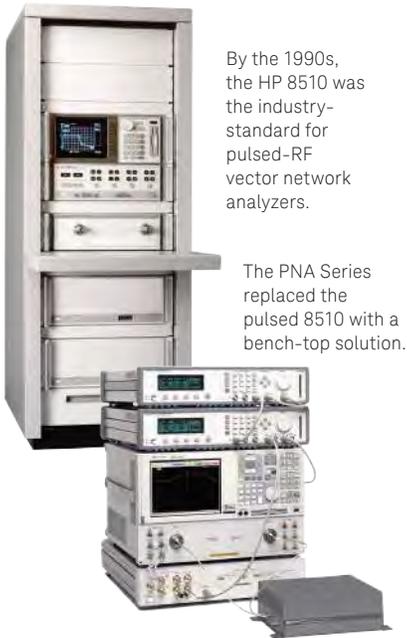
4. Switchable rear-panel jumpers provide the flexibility to add signal-conditioning hardware or route additional test equipment to the DUT without moving test cables.
5. Setting up pulse timing for the pulse modulators and internal IF gates is easy using the built-in pulse generators.
6. Internal low-noise receivers, along with advanced calibration and measurement algorithms, provide the industry's most accurate noise figure measurements.



# Innovative Applications

## Simple, fast and accurate pulsed-RF measurements

(Options 008, 021, 022, 025)



By the 1990s, the HP 8510 was the industry-standard for pulsed-RF vector network analyzers.

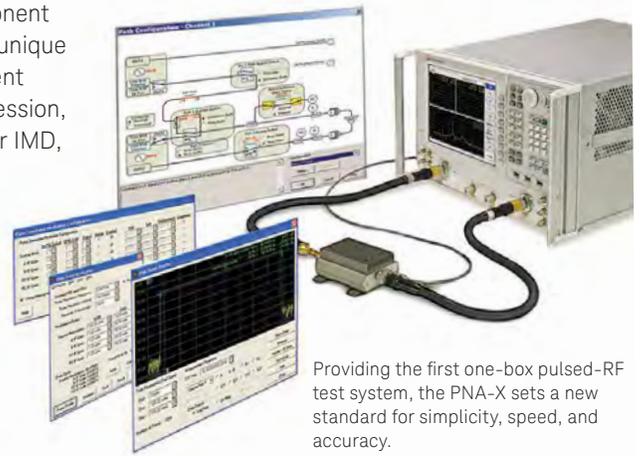
The PNA Series replaced the pulsed 8510 with a bench-top solution.

## Pulsed-RF measurement challenges

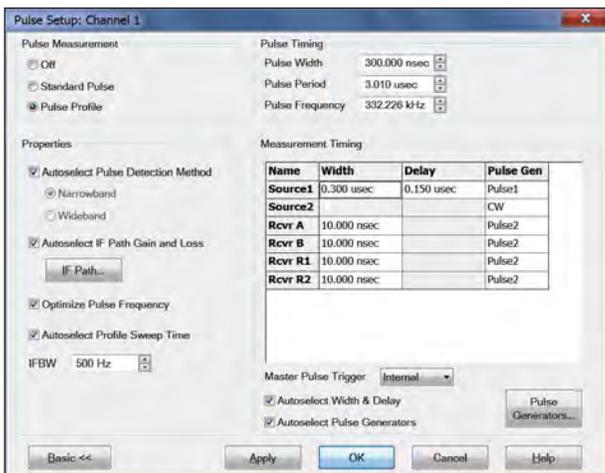
- Pulse generators and modulators required for pulsed-RF measurements add complexity in test setups
- For narrow pulses:
  - Maximum IF bandwidth of analyzer is often too small for wideband detection
  - Narrowband detection is slow, and measurements are noisy for low-duty-cycle pulses

## PNA-X pulsed-RF measurements provide:

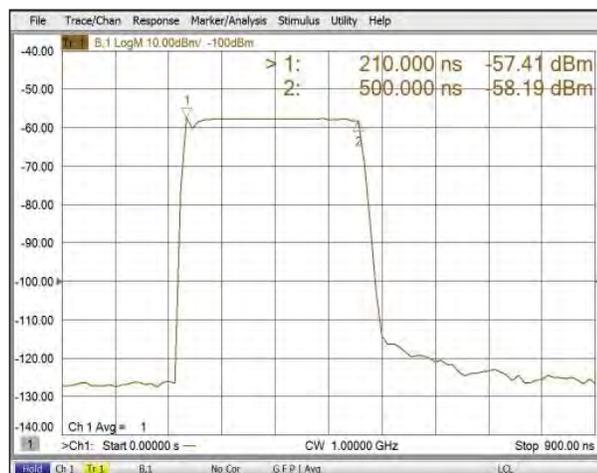
- A simple user interface for full control of two internal pulse modulators (Option 021 and 022), and four internal independent pulse generators (Option 025)
- Point-in-pulse measurements with 20 ns minimum pulse width, and pulse profile measurements with 10 ns minimum resolution (Option 008)
- Improved measurement speed and accuracy for narrowband detection using hardware filters and patented spectral-nulling and software IF-gating techniques
- Measurements using wideband detection with pulse widths as narrow as 100 ns
- Pulse I/O connector on rear panel for synchronization with external equipment and DUT
- Accurate active-component characterization using unique application measurement classes for gain compression, swept-frequency/power IMD, and noise figure



Providing the first one-box pulsed-RF test system, the PNA-X sets a new standard for simplicity, speed, and accuracy.



Pulsed-RF measurement application automatically optimizes internal hardware configuration for specified pulse conditions to dramatically simplify test setups. Alternately, users can choose to manually set up the hardware for unique test requirements.



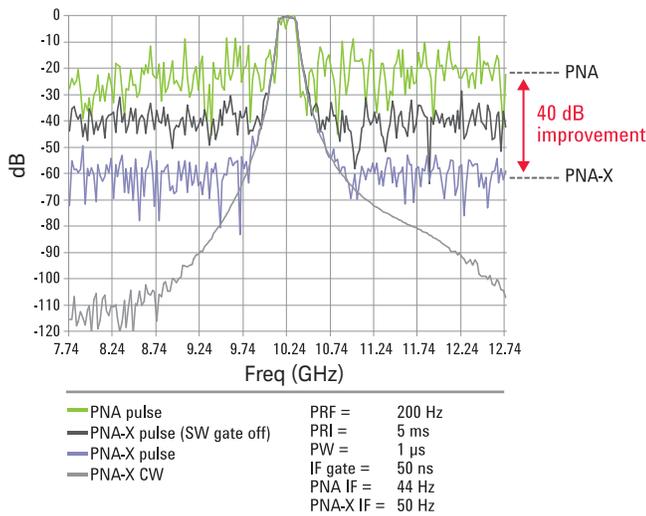
Pulse profile measurement using narrowband detection technique allows 30 measurement points within 300 ns pulse, with 10 ns timing resolution.

## Tips from the experts

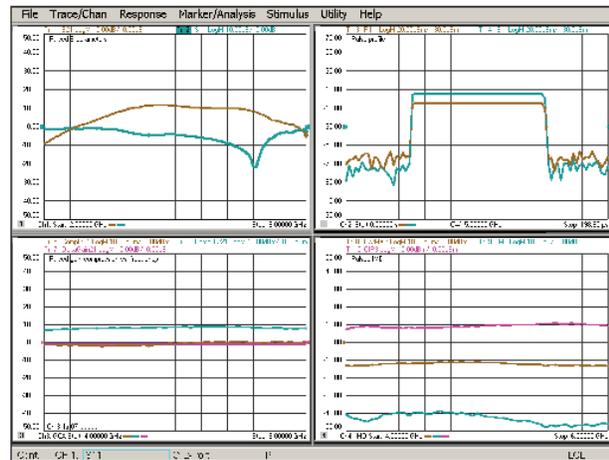
- Compared to sweep averaging, point averaging typically provides faster results when averaging is needed to lower noise and improve accuracy of measurements using wideband detection.
- During source power calibrations, power sensors read the average power, while the analyzer sets the peak power of the pulsed stimulus. To compensate for the difference between the peak and average power, use the power offset feature with the value of  $10 \log(\text{duty cycle})$ .
- The minimum pulse width for point-in-pulse measurements using wideband detection is determined by the number

of samples required for the IF bandwidth (IFBW). For example, the minimum pulse width is 100 ns with 15 MHz IFBW, 300 ns with 5 MHz IFBW, and 1.44  $\mu\text{s}$  with 1 MHz IFBW. When working at the minimum pulse width for a particular IFBW, it is important to precisely set the measurement delay (with 10 ns resolution) to align the pulse modulation and the data acquisition period.

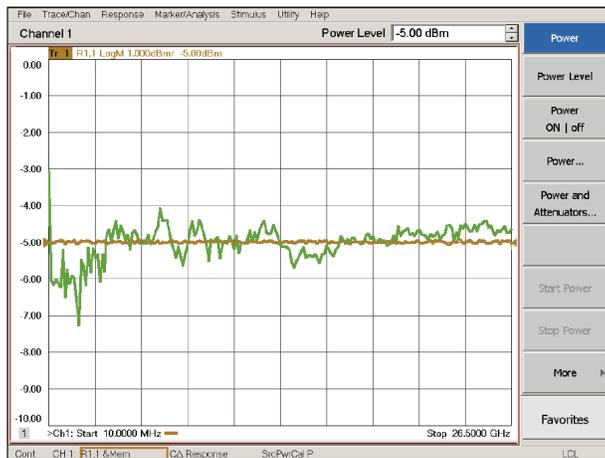
- In pulse mode, it is important to use receiver leveling to maintain power-level accuracy for power-dependent measurements, such as output power, compression, and intermodulation distortion.



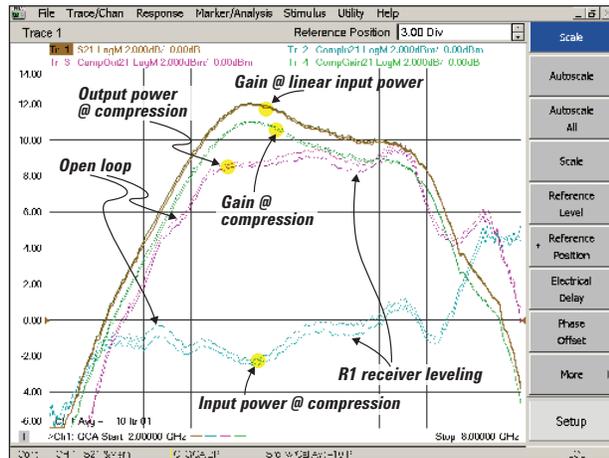
PNA-X's narrowband detection method used for narrow pulse widths (< 267 ns) employs special hardware and patented software-gating techniques to improve system dynamic range for low-duty-cycle measurements by 40 dB compared to PNA-based pulsed-RF systems.



The PNA-X accurately characterizes active devices under pulsed operation with a single set of connections to the DUT—pulsed S-parameters, pulse profile (input and output power in the time domain), gain compression versus frequency, and swept-frequency IMD are measured in this example.



Using receiver leveling improves the pulsed-RF power accuracy from +/- 1 dB to less than 0.05 dB.



Above measurements compare the results with and without receiver leveling in GCA measurements. Inaccurate stimulus causes large errors in power-dependent measurements such as input and output power at the compression point versus frequency.

# Innovative Applications

## Fast and accurate noise figure measurements

(Options 028, 029)

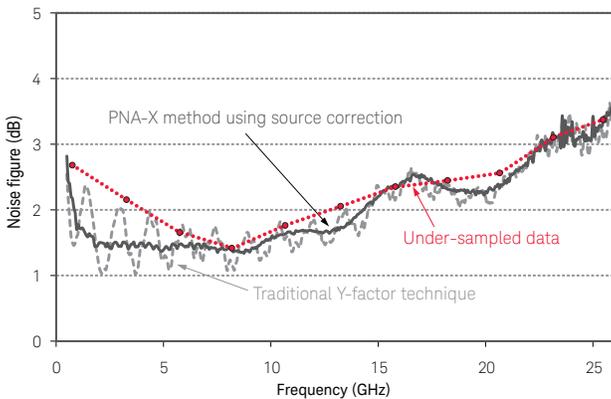
### Noise figure measurement challenges with traditional, Y-factor approach

- Multiple instruments and multiple connections required to fully characterize DUT
- Measurement accuracy degrades in-fixture, on-wafer, and automated-test environments, where noise source cannot be connected directly to DUT
- Measurements are slow, often leading to fewer measured data points and misleading results due to under-sampling

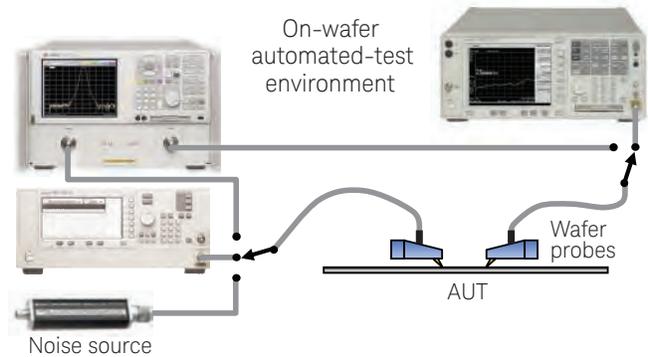


### PNA-X noise figure solution provides:

- Amplifier and frequency converter measurements with the highest accuracy in the industry, using advanced error-correction methods
- Fast measurements: typically 4 to 10 times faster than Keysight's NFA Series noise figure analyzers
- Ultra-fast noise-parameter measurements when used with Maury Microwave automated tuners, giving 200 to 300 times speed improvements



For this 401 point measurement of an unmatched transistor, the PNA-X exhibits much less ripple compared to the Y-factor method. The NFA default of 11 trace points would give under-sampled and therefore misleading results of the amplifier's performance.

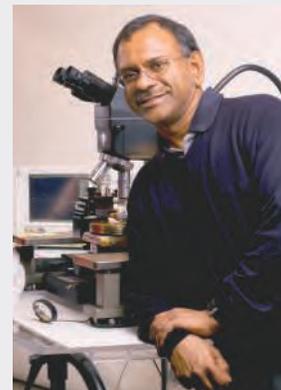


For Y-factor measurements, any electrical network connected between the noise source and the DUT, such as cables, switch matrices, and wafer probes, causes significant accuracy degradation.

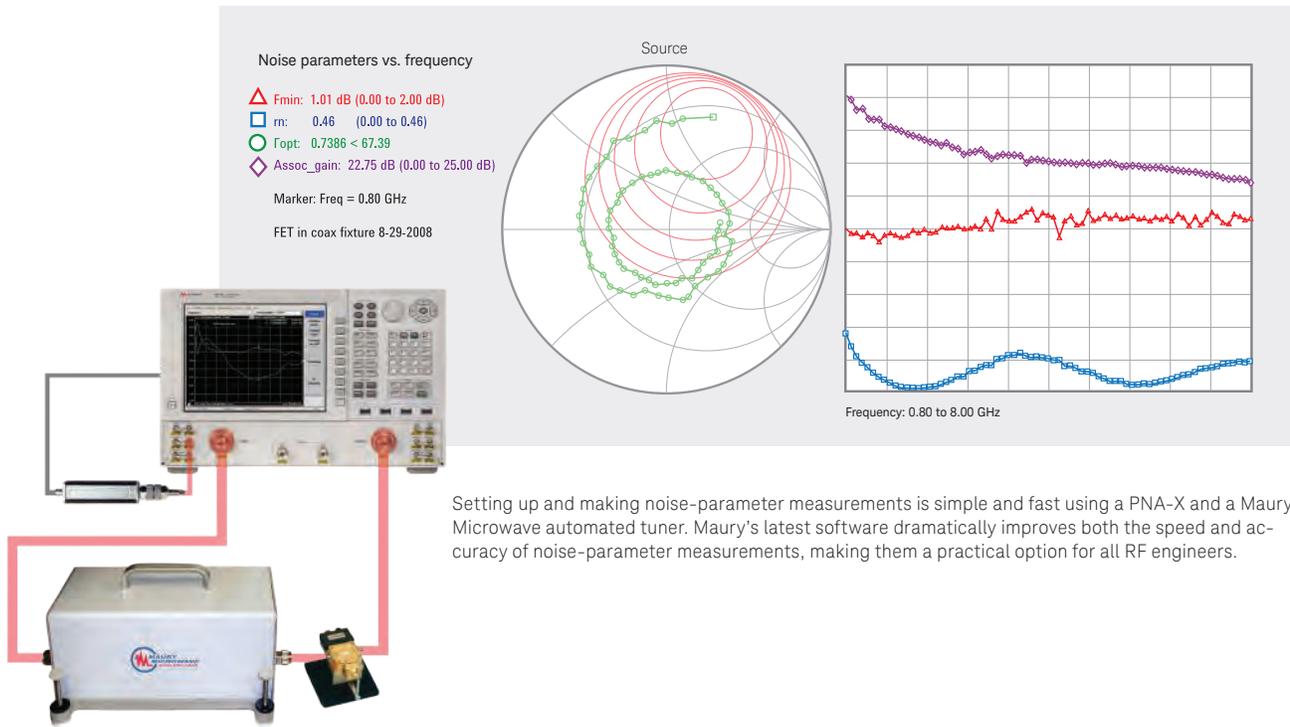
"I have several instruments in my equipment pool that can measure noise figure

8970s, NFAs, and spectrum analyzers. My biggest problem for noise figure measurements was lack of correlation—I'd get different answers depending on which instrument I used. Now, with the PNA-X's high accuracy, I know I'll get the right answer every time, no matter which PNA-X I use."

*Test Engineering Manager*

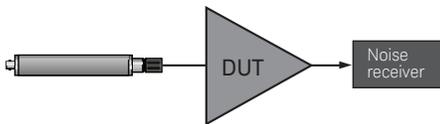


## Noise-parameter measurements in minutes rather than days

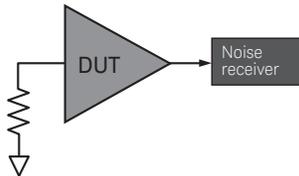


Setting up and making noise-parameter measurements is simple and fast using a PNA-X and a Maury Microwave automated tuner. Maury's latest software dramatically improves both the speed and accuracy of noise-parameter measurements, making them a practical option for all RF engineers.

## Noise figure measurement methods



**Y-factor:** The most prevalent method for measuring noise figure is the Y-factor technique. It relies on a noise source connected to the input of the device under test (DUT). When the noise source is turned off, it presents a room temperature (cold) source termination. When the noise source is turned on, it creates excess noise, equivalent to a hot source termination. Under these two conditions, noise power is measured at the output of the DUT, and the scalar gain and noise figure of the amplifier is calculated. The Y-factor method is used by Keysight's NFA Series and by spectrum analyzers with preamplifiers and a noise figure personality option.



**Cold Source:** An alternate method for measuring noise figure is the cold source or direct noise technique. With this method, only one noise power measurement is made at the output of the DUT, with the input of the amplifier terminated with a room temperature source impedance. The cold source technique requires an independent measurement of the amplifier's gain. This technique is well suited for vector network analyzers (VNAs) because VNAs can measure gain (S21) extremely accurately by utilizing vector error correction. The other advantage of the cold source method is that both S-parameter and noise figure measurements can be made with a single connection to the DUT.

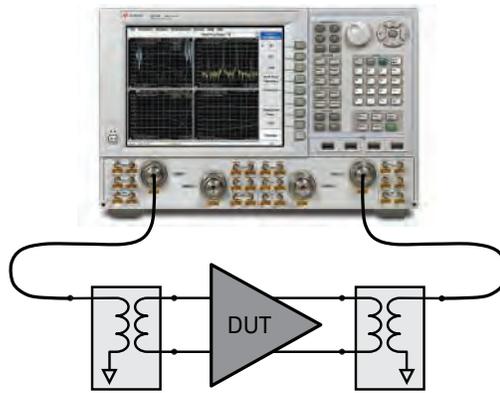
# Innovative Applications

## Fast and accurate noise figure measurements

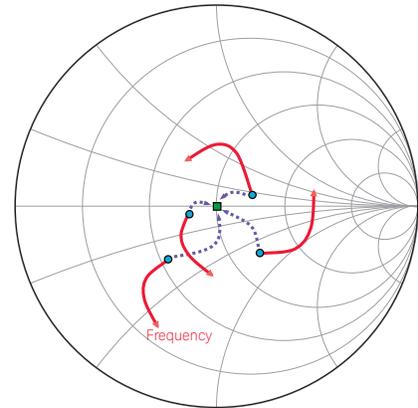
(Option 028, 029)  
(continued)

## PNA-X's unique source-corrected noise figure solution

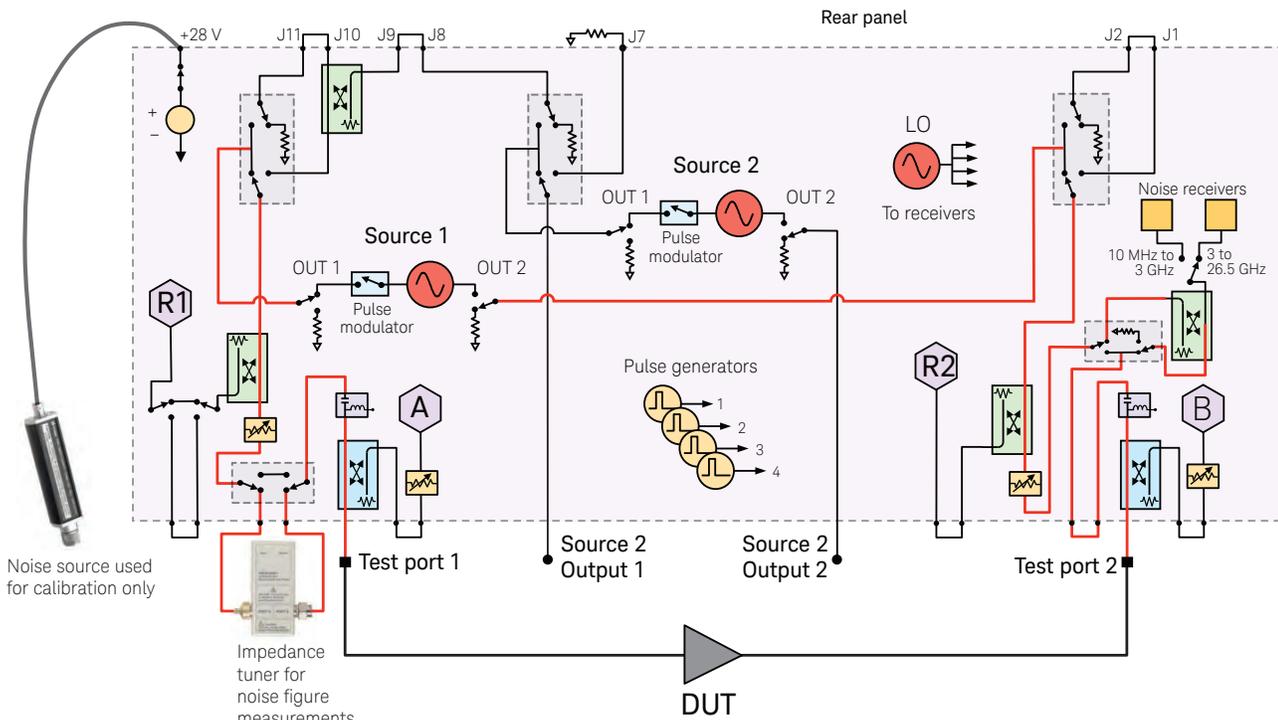
- Uses modified cold-source method, eliminating need for noise source when measuring DUT
- Corrects for imperfect system source match by using vector correction to remove mismatch errors plus an ECal module used as an impedance tuner to remove noise-parameter-induced errors
- Maintains high measurement accuracy in fixtured, on-wafer, or automated-test environments
- Accurately measures differential devices using vector deembedding of baluns or hybrids



Measure differential devices by deembedding baluns or hybrids.



At each test frequency, four or more noise measurements are made with known, non-50-ohm source impedances. From these measurements, 50-ohm noise figure is accurately calculated.

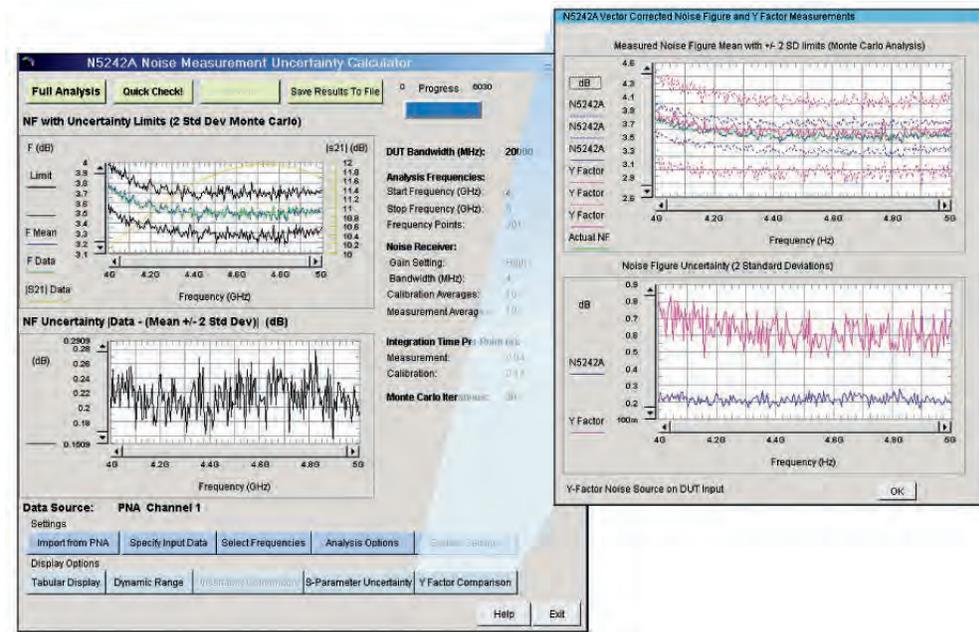


Block diagram of a two-port N5242A PNA-X with Options 200, 219, 224, and Noise Figure Option 029. A standard ECal module is used as an impedance tuner to help remove the effects of imperfect system source match. N5244/45/47A models include a built-in impedance tuner.

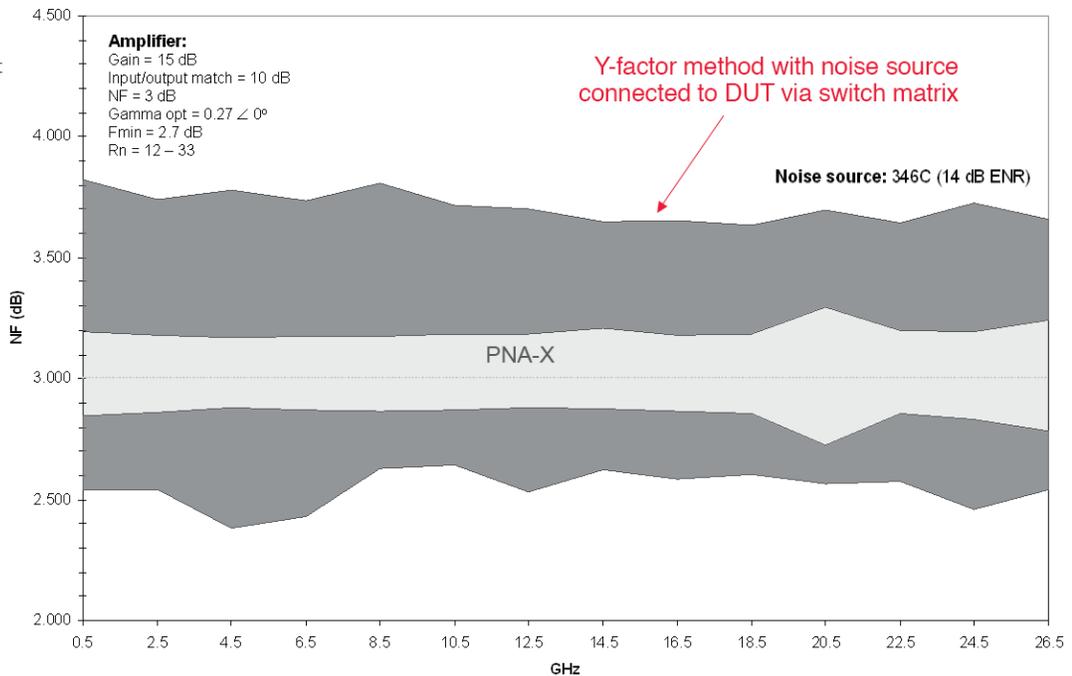
### Tips from the experts

- Noise figure measurements are best done in a screen room to eliminate spurious interference from mobile phones, wireless LAN, handheld transceivers, etc.
- Batteries are sometimes used instead of mains-based power supplies to eliminate conducted interference from sensitive LNA measurements
- Overall measurement accuracy can be estimated by using Keysight's Monte-Carlo-based noise figure uncertainty calculator

Keysight's PNA-X noise figure uncertainty calculator ([www.keysight.com/find/nfcalc](http://www.keysight.com/find/nfcalc)) includes the effects of mismatch and noise-parameter-induced errors caused by imperfect system source match.



Noise figure measurement uncertainty example in an automated test environment (ATE). The PNA-X's source-corrected technique is considerably more accurate than the Y-factor method.



# Innovative Applications

## Fast and accurate gain compression versus frequency measurements of amplifiers and converters

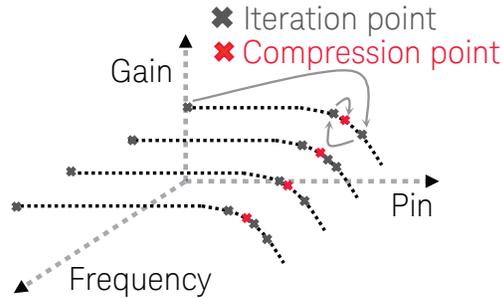
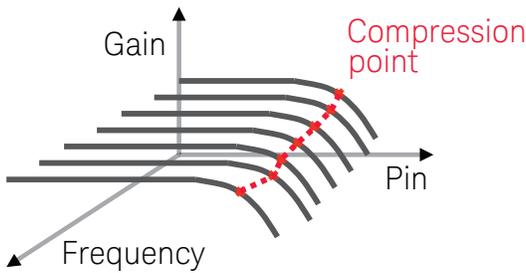
(Option 086)

### Gain compression measurement challenges

- Characterizing amplifier or frequency converter compression over its operating frequency range requires measurements at many frequency and power points, so setting up the measurements, calibration, and data manipulation takes a lot of time and effort
- A variety of errors degrade measurement accuracy, such as mismatch between the test port and the power sensor and DUT during absolute power measurements, and using linear S-parameter error correction in nonlinear compression measurements

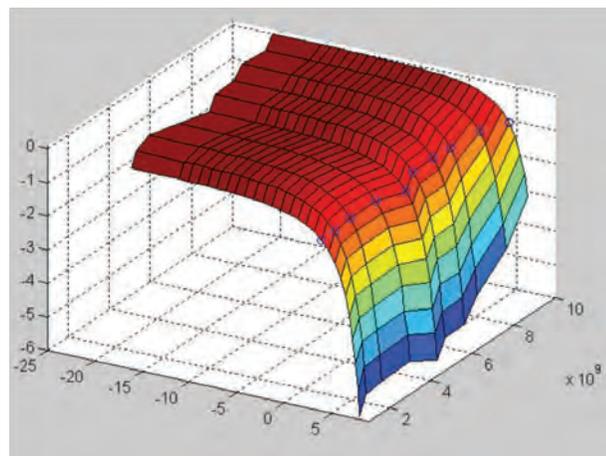
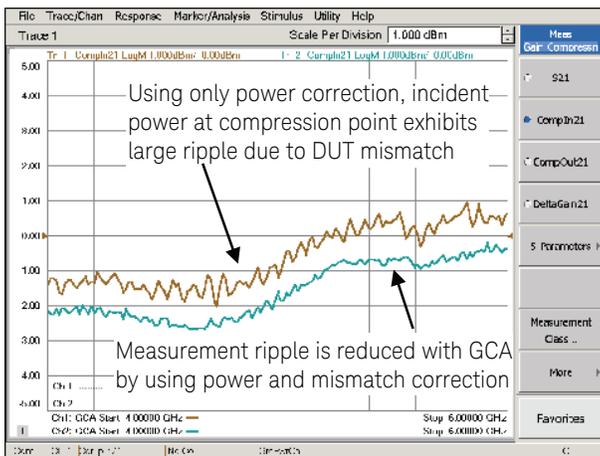
### PNA-X gain compression application (GCA) provides:

- Fast and convenient measurements with SMART Sweep
- Highly accurate results using a guided calibration that provides power and mismatch correction
- Complete device characterization with two-dimensional (2D) sweeps, with the choice of sweeping power per frequency, or sweeping frequency per power
- Flexibility with a variety of compression methods—compression from linear gain, maximum gain, X/Y compression, compression from back-off, or compression from saturation



A network analyzer is commonly used for gain compression measurements by performing power sweeps at multiple CW frequencies. The PNA-X's GCA makes it easy to characterize compression over the DUT's operating frequency range with extreme speed and accuracy, and a simple setup.

Instead of a linear power sweep with many points, GCA's SMART Sweep uses an adaptive algorithm to find the desired compression point at each frequency with just a few power measurements, thus significantly reducing test times.



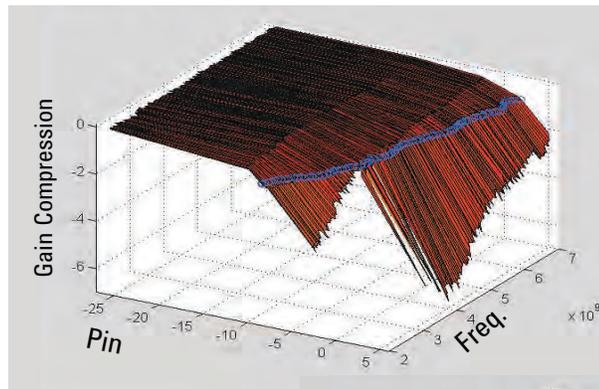
Complete device response to 2D sweeps—gain versus frequency and power—can be extracted for device modeling.

## Available compression methods

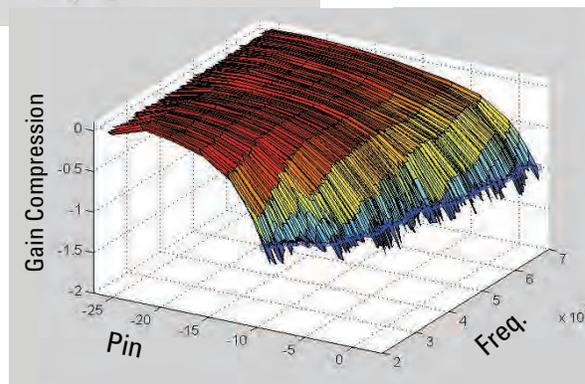
<b>Compression from linear gain</b>	The linear gain is measured using the specified linear (input) power level. The compression point is calculated as the linear gain minus the specified compression level.	
<b>Compression from max gain</b>	The highest gain value that is found at each frequency is used as the max gain. The compression point is calculated as the max gain minus the specified compression level.	
<b>Compression from back off</b>	The gains at two input powers that are different with the specified back off level are compared. The compression point is found as the highest input power with the gain difference of the specified compression level.	
<b>X/Y compression</b>	The output powers at two input powers that are different with the specified delta X are compared. The compression point is found as the highest input power with the output power difference of the specified delta Y.	
<b>Compression from saturation</b>	The compression point is found at the highest output power minus the value specified as "From Max Pout".	

### Tips from the experts

- Use the safe mode in SMART Sweep to increment the input power first with coarse and then with fine steps to prevent over driving the DUT
- When the DUT's hysteresis or thermal effects are in doubt, it is recommended to sweep frequency per power rather than power per frequency, or to add dwell time to lower the effects from previous measurements
- Compression analysis capability extracts the DUT response over the power range at a specified frequency point on any of the compression traces
- Use the CompAI1 and CompAI2 internal voltmeter readings that are synchronized to the compression point to measure power-added efficiency (PAE) at compression for each frequency



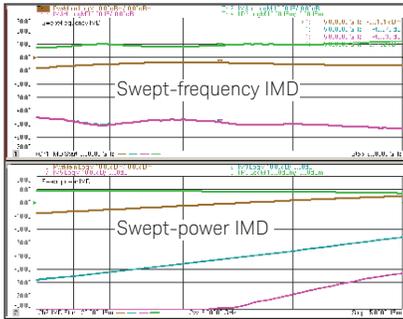
Measured background data in SMART Sweep with Safe Mode Off (above) and On (below) – more iterations are used as the gain becomes closer to the 1 dB compression point with Safe Mode On, which minimizes excess drive power.



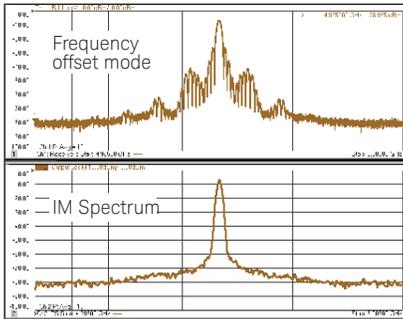
# Innovative Applications

## Fast two-tone intermodulation distortion (IMD) measurements with simple setup

(Option 087)



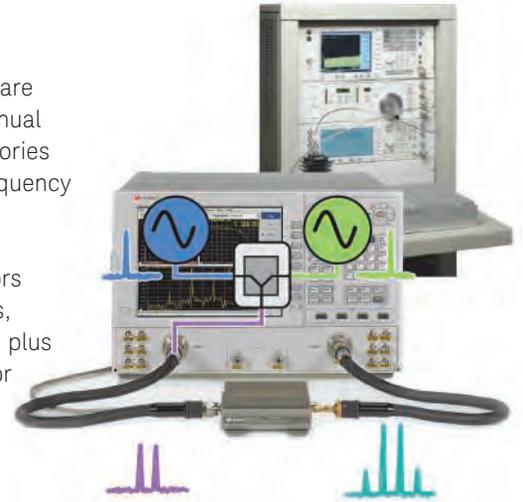
IMD application measures third order IMD and IP3 at 201 frequency (or power) points in a matter of seconds, compared to several minutes using signal generators and a spectrum analyzer.



Frequency-offset mode is commonly available in VNA's, but conventional IF filter responses exhibit high side lobes. The IM Spectrum mode employs an optimized digital IF filter and provides true spectrum measurement capability in the PNA-X.

## IMD measurement challenges

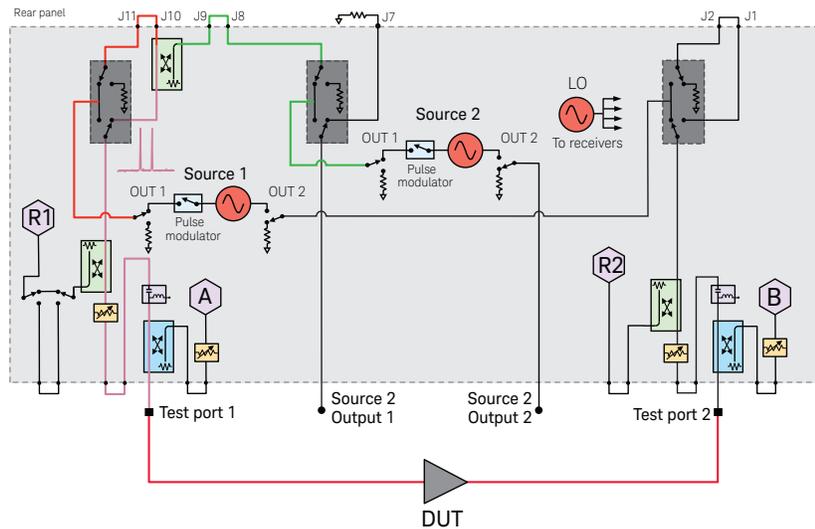
- Two signal generators, a spectrum analyzer, and an external combiner are most commonly used, requiring manual setup of all instruments and accessories
- Test times are slow when swept-frequency or swept-power IMD is measured
- Instruments and test setups often cause significant measurement errors due to source-generated harmonics, cross-modulation, and phase noise, plus receiver compression and noise floor



## PNA-X with IMD application provides:

- Fast swept IMD measurements of amplifiers and frequency converters, using internal combiner and two internal sources
- Quick and easy measurements with simplified hardware setup and intuitive user interface
- Guided calibration that simplifies the calibration procedure and provides high measurement accuracy
- Spectrum analyzer mode for troubleshooting or making spurious measurements, eliminating the need for a separate spectrum analyzer
- Very clean internal sources and wide receiver dynamic range, minimizing the measurement errors caused by other instruments

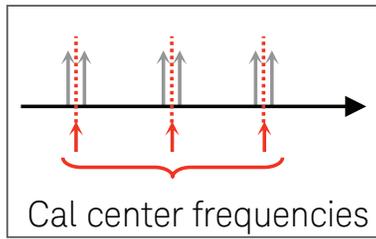
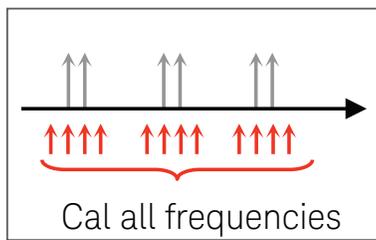
The PNA-X with IMD application replaces two signal generators and a spectrum analyzer in the system rack, simplifying the system configuration and increasing test throughput.



Two internal sources with high output power, wide ALC range, -60 dBc harmonics, and a high-isolation combiner, make the PNA-X an ideal instrument to drive the DUT for two-tone IMD measurements. Wide dynamic-range receivers with high compression points enable accurate measurements of low-power IMD products while the higher power main tones are present.

## Swept IMD sweep types

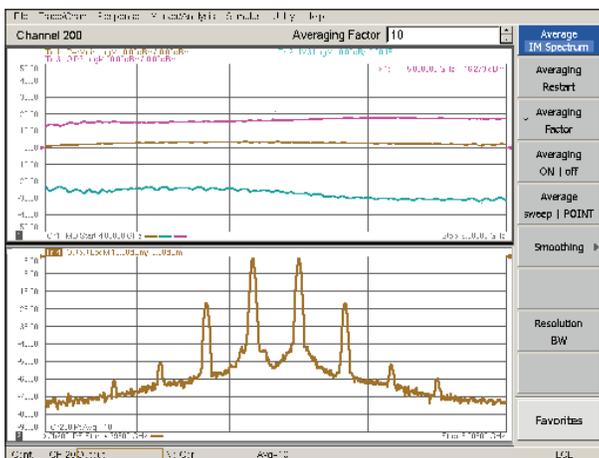
	Sweep fc	Sweep Delta F	Power Sweep	CW	LO Power Sweep	Segments
<b>Center Frequency</b>	Swept	Fixed	Fixed	Fixed	Fixed	Swept (as defined by segment table)
<b>Tone Spacing</b>	Fixed	Swept	Fixed	Fixed	Fixed	Fixed
<b>Tone Powers</b>	Fixed	Fixed	Swept (coupled or uncoupled)	Fixed	Fixed	Fixed
<b>Diagram</b>						



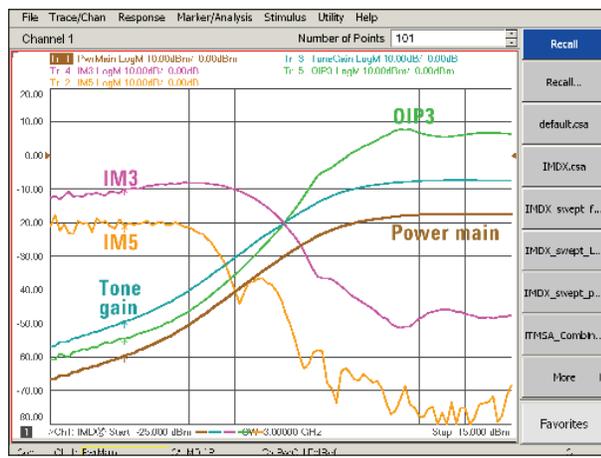
### Tips from the experts

- Calibrate at all measurement frequencies or at center frequencies only, trading off productivity and accuracy
- Let the PNA-X control external signal generators to greatly simplify swept IMD measurements of mixers and converters
- Use the Marker to IM Spectrum feature to show the spectrum at a specified point on the swept IMD trace
- Use point averaging with IM Spectrum, especially when using a wide resolution bandwidth, to reduce the noise deviation of the noise floor with minimum speed impact

Calibrating all frequencies is recommended for wide tone spacing. Although the calibration takes longer with "all frequencies", measurement speed is not affected.



The IM Spectrum in the lower window shows the spectrum corresponding to the Swept IMD marker at the center of the trace in the upper window. Point averaging is applied to the IM Spectrum to reduce the noise deviation.



IMD and IP3 versus LO power yields maximum IP3 with lowest possible LO drive power. This helps specify the mixer setup to achieve maximum efficiency while minimizing power consumption.

# Innovative Applications

## Accurate characterization of mixers and converters

(Options 082, 083, 084)

### Mixer and converter measurement challenges

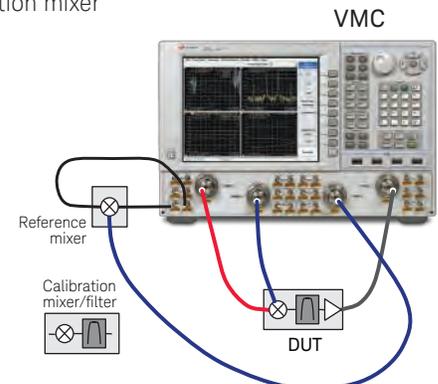
- Traditional approach with spectrum analyzer and external signal sources is cumbersome, slow, and does not provide phase or group delay information
- Conventional VNAs require an external signal source, which degrades sweep speed
- Conventional VNAs provide phase or group delay data relative to a "golden" device
- Attenuators are often used to minimize ripple due to input and output mismatch, at the expense of dynamic range and calibration stability



Option 083's Scalar Mixer/Converter plus Phase (SMC+Phase) makes mixer and converter measurements simple to set up since reference and calibration mixers are not required. Calibration is easy to perform using three broadband standards: a power meter as a magnitude standard, a comb generator as a phase standard, and an S-parameter calibration kit (mechanical or ECal module).

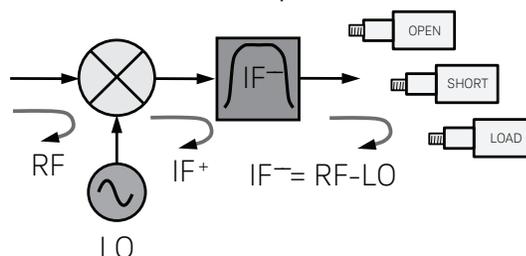
### PNA-X frequency converter applications provide:

- Simple setup using internal second signal source as a local oscillator (LO) signal
- Typical measurement time improvement of 100x compared to spectrum analyzer-based approach
- High measurement accuracy using two patented techniques:
  - Scalar Mixer/Converter (SMC) provides match and most accurate conversion loss/gain measurements by combining two-port and power-meter calibrations (Option 082), and with Option 083, calibrated absolute group delay measurements without a reference or calibration mixer
  - Vector Mixer/Converter (VMC) provides measurements of match, conversion loss/gain, delay, phase difference between multiple paths or devices, and phase shifts within a device, using a vector-calibrated through mixer (Option 083)
- Input and output mismatch correction reduces ripple and eliminates the need for attenuators
- Embedded-LO feature (Option 084) extends SMC and VMC measurements to converters with embedded LOs without access to internal time bases

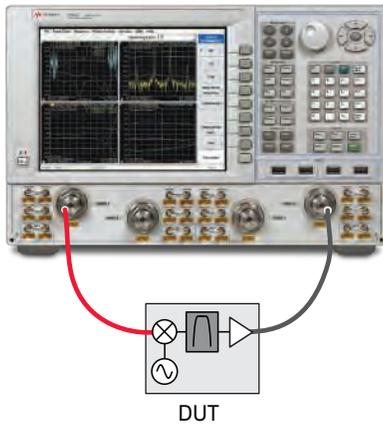


The Vector Mixer/Converter technique provides measurements of match, conversion loss/gain, delay, phase difference between multiple paths or devices, and phase shifts within a device.

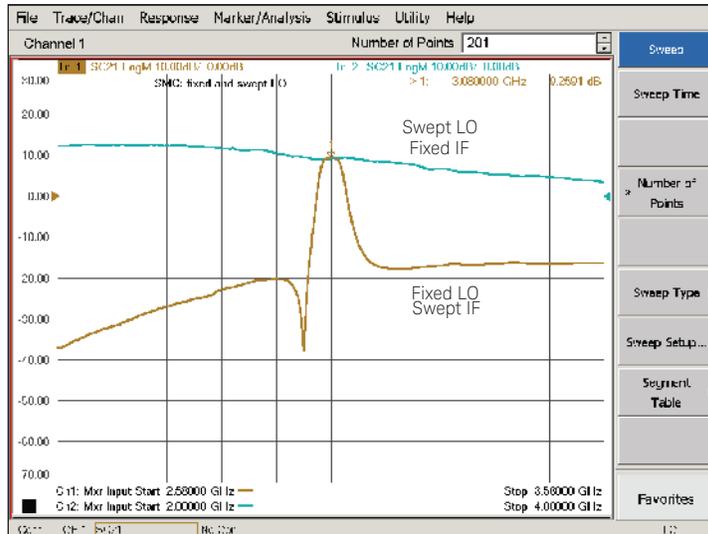
### Calibration mixer/filter pair



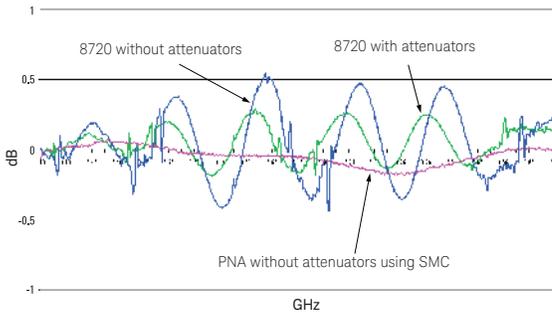
Keysight's patented Vector Mixer/Converter calibration method uses open, short, and load standards to create a characterized-mixer through standard.



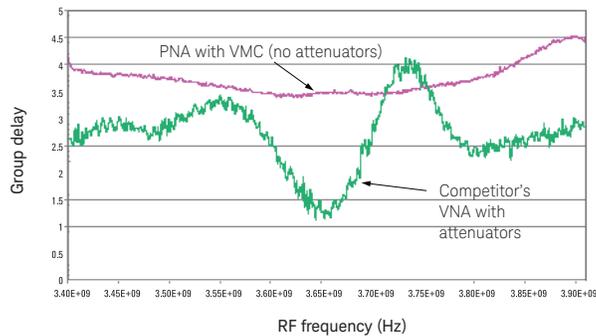
Both SMC and VMC can be used to measure converters with embedded LOs, without need for access to internal time bases.



With two internal signal sources, the PNA-X provides fast measurements of both fixed and swept IF responses.



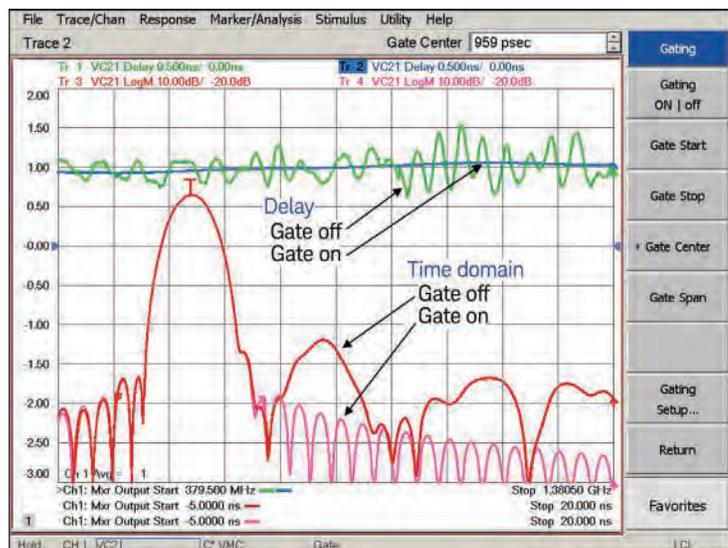
SMC's match correction greatly reduces mismatch errors in conversion loss/gain measurements, eliminating the need for attenuators at the ends of the test cables.



VMC's match correction greatly reduces mismatch errors in group delay measurements, eliminating the need for attenuators at the ends of the test cables.

### Tips from the experts

- Narrowing the IF bandwidth helps eliminate spikes on the measurement trace that result from LO feed through and other spurious signals from the DUT
- To prevent source-unleveled errors when measuring devices with high-level spurious outputs (such as unfiltered mixers), it is often helpful to increase the amount of source attenuation to provide better isolation between the DUT and the PNA-X
- When making VMC measurements on multistage converters, it is best to create a single "meta-LO" signal that can be used to drive the reference and calibration mixers
- When measuring unfiltered mixers, time-domain gating can be a useful tool to reduce ripple by removing undesired, time-delayed responses due to spurious signals

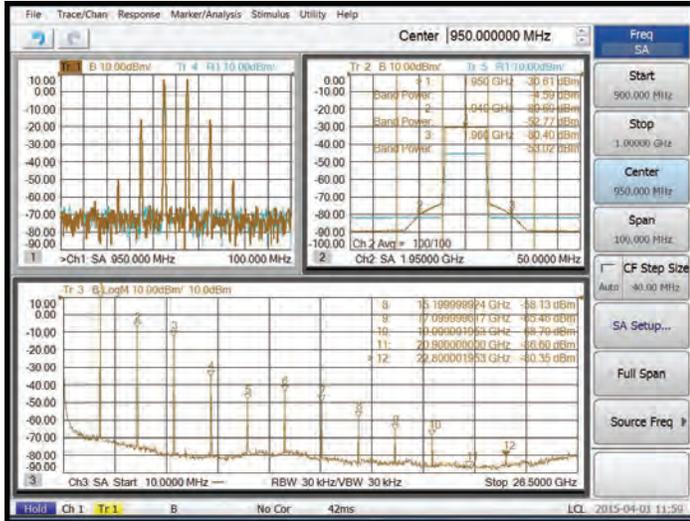
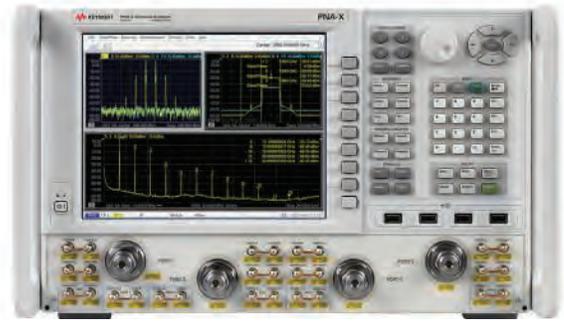


Time-domain gating can remove ripple by removing unwanted, time-delayed responses due to spurious signals.

# Innovative Applications

Fast multi-channel spectrum analyzer for component characterization

(Option 090)



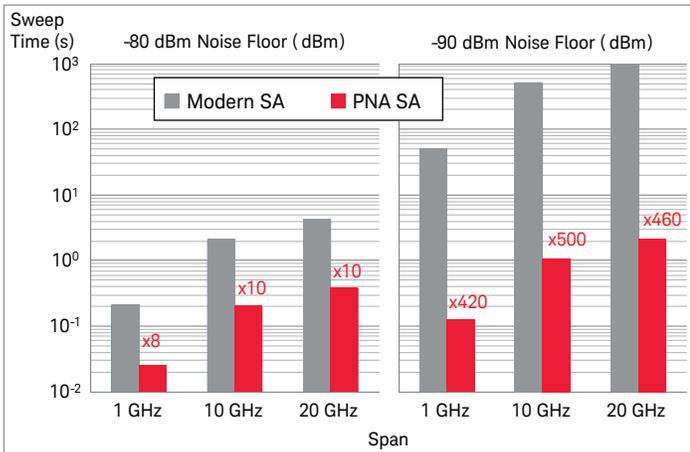
Spectrum analyzer option adds fast spur search capability to the PNA-X, replacing a standalone spectrum analyzer and switch matrix in component-characterization test systems.

## Spectrum analysis challenges for component testing

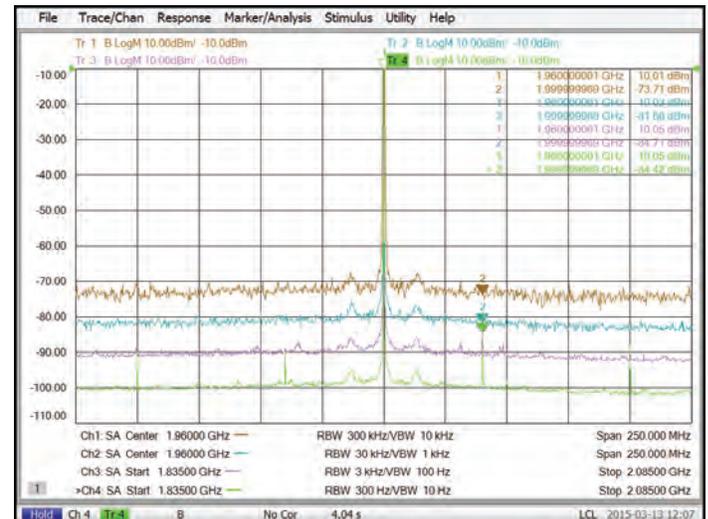
- Measuring spurious performance is time consuming, especially when searching for low-level spurs over a broad frequency range
- Long measurement times may force insufficient test coverage
- Characterizing spurs over operating range of the DUT is tedious to accomplish or requires external control software

## PNA-X spectrum analyzer (SA) option provides:

- Fast spurious searches over broad frequency ranges
- A multi-channel SA with internal swept-signal generators for efficient spurious analysis of mixers and converters
- In-fixture spectrum measurements using VNA calibration and de-embedding techniques
- Fast band- and noise-power measurements
- SA capability to the PNA-X's single-connection, multiple-measurement suite



Sweep time versus span with 12 GHz center frequency for -80 dBm and -90 dBm noise floor. The receiver attenuator is set to avoid compression with a +10 dBm signal.

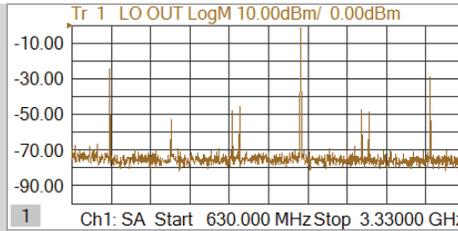
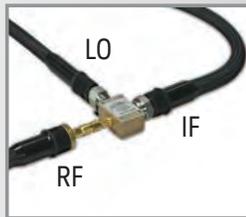


Above plot shows -84 dBm spurious measurements in the presence of a +10 dBm signal, with (from top to bottom) approximate S/N (at RBW) of 80 dB (300 kHz), 90 dB (30 kHz), 100 dB (3 kHz), and 110 dB (300 Hz)

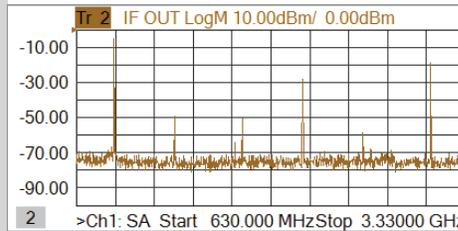
## Providing multi-channel spectrum analysis



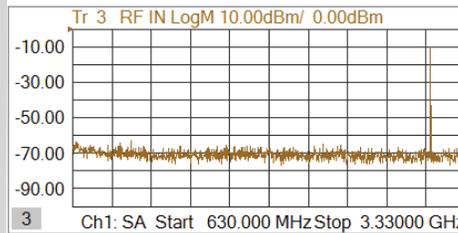
Having spectrum analyzers on all ports of a mixer or converter provides unparalleled insight into the performance of the device. With a single set of connections, the spurious content emanating from all ports is readily apparent during operation with fixed or swept stimuli. Measured spurs can include LO, RF, and IF feedthrough, harmonics, intermodulation products, and other higher-order mixing products. Conversion loss and match versus frequency is easily seen in a companion SMC channel (bottom).



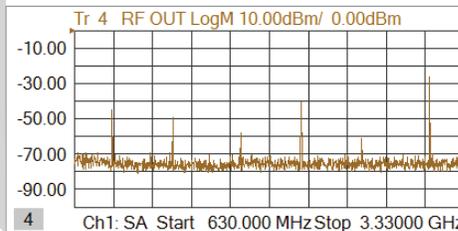
Output spectrum on LO port



Output spectrum on IF port

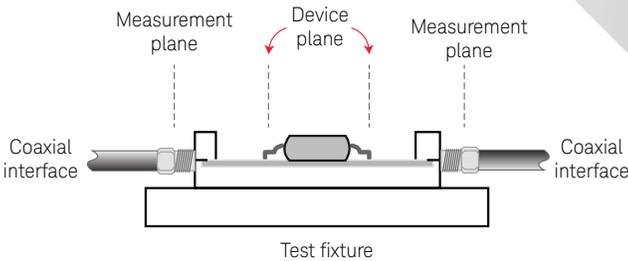


Input spectrum on RF port



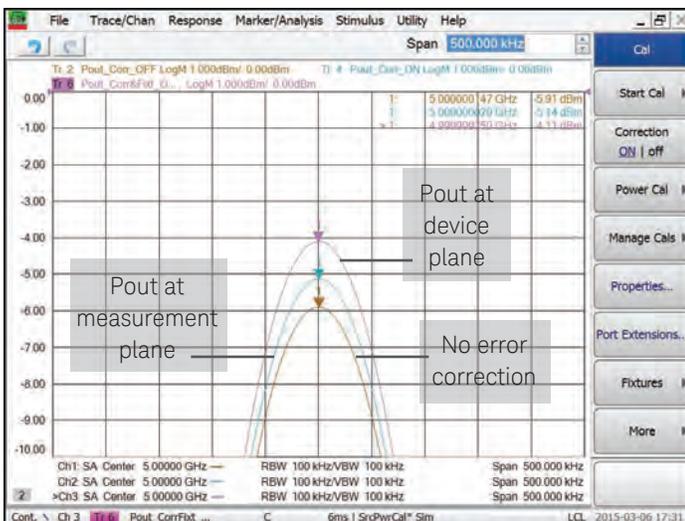
Output spectrum on RF port

## Unlock true performance with VNA calibration



## Tips from the experts

- Choose different levels of software-image rejection to trade-off measurement speed with thoroughness, based on the spectral density of the measurement
- For harmonics measurements, add a separate SA channel for each harmonic with a narrow frequency span and RBW to optimize speed and sensitivity, and with enough receiver attenuation to avoid internally-generated harmonics
- To help identify spurious signals that might be interfering with a measurement, use the Marker-to-SA feature to easily create a spectrum display with the same stimulus conditions at the marker position in SMC, swept-IMD, or standard channels
- When using de-embedding to measure in-fixture or on-wafer devices, use the power-compensation feature to overcome the loss of the fixture or probes, thereby delivering a known stimulus power to the DUT



VNA calibration and fixture de-embedding remove cable and fixture effects and correct receiver response errors, providing calibrated in-fixture spectrum analysis.

# Innovative Applications continued

## Fast multi-channel spectrum analyzer for component characterization

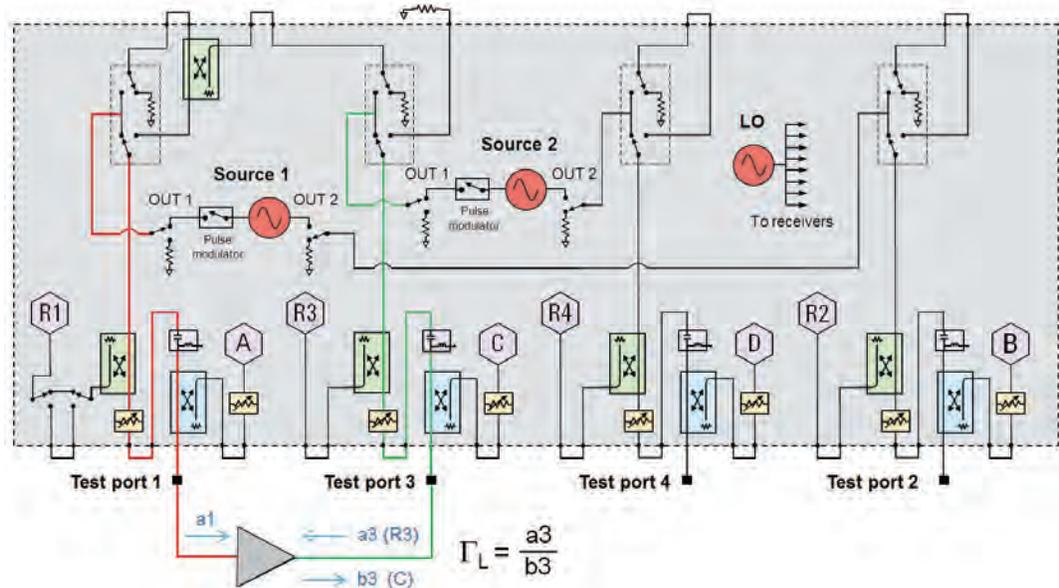
(Option 090)

### Spectrum analysis challenges for component testing

- Measuring spurious performance is time consuming, especially when searching for low-level spurs over a broad frequency range
- Long measurement times may force insufficient test coverage
- Characterizing spurs over operating range of the DUT is tedious to accomplish or requires external control software

### PNA-X spectrum analyzer (SA) option provides:

- Fast spurious searches over broad frequency ranges
- A multi-channel SA with internal swept-signal generators for efficient spurious analysis of mixers and converters
- In-fixture spectrum measurements using VNA calibration and de-embedding techniques
- Fast band- and noise-power measurements
- SA capability to the PNA-X's single-connection, multiple-measurement suite



Spectrum analyzer option adds fast spur search capability to the PNA-X, replacing a standalone spectrum analyzer and switch matrix in component-characterization test systems.

# Innovative Applications continued

## Control relative magnitude and phase between two sources for active output-load control

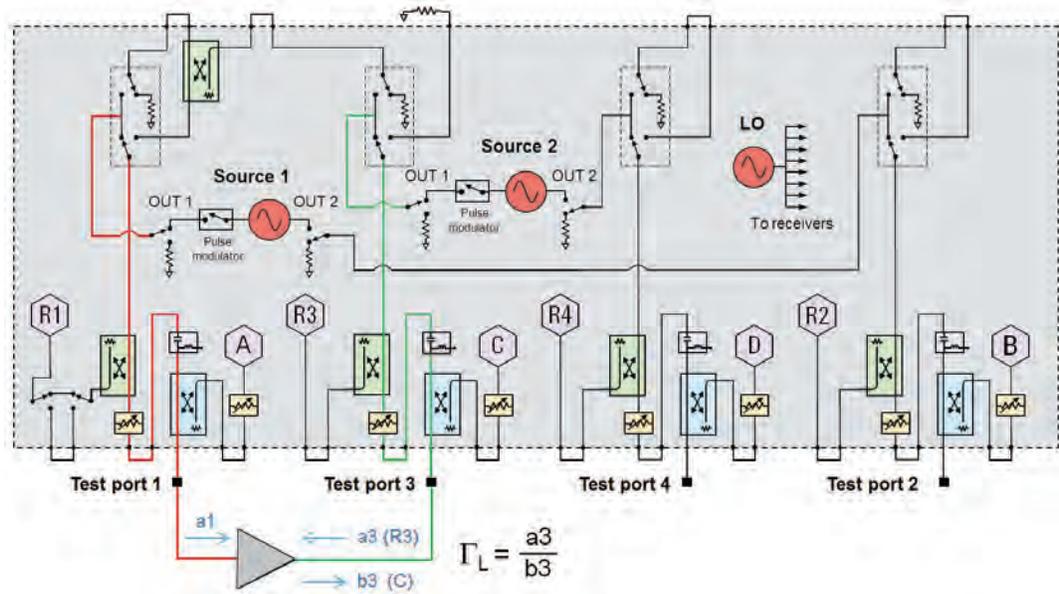
(Option 088)

### Amplifier load-pull measurement challenges

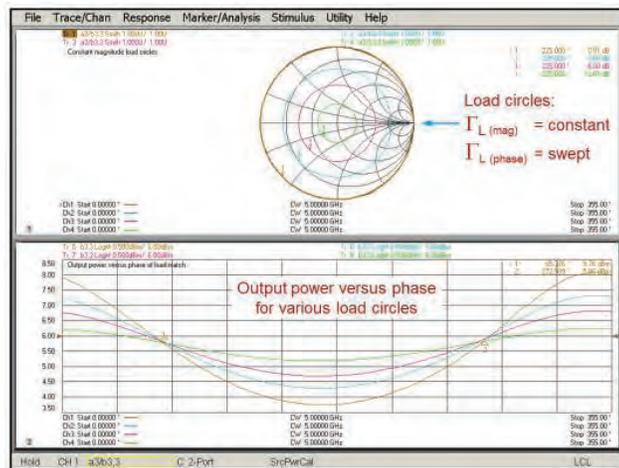
- Amplifier gain, output power, and power efficiency are commonly measured under different output-load conditions to determine the optimum large-signal match
- Traditional approach uses mechanical tuners which can handle high power, but are slow and cannot supply highly reflective loads

### PNA-X with source-phase control provides

- Control of second source to electronically tune reflection coefficient at output of amplifier
- Fast tuning speed and full reflection
- Match correction for accurate amplitude and phase control
- Measurements of amplifier output power, match, gain, and PAE under different load conditions



Generate arbitrary output-load impedances by controlling the magnitude and phase of the signal coming out of port 3 while the DUT is driven from port 1



Example of load circles generated by keeping the magnitude of  $\Gamma_L$  constant while sweeping phase

### Tips from the experts

- Measurement setups can use receiver (R3, C...) or wave (a3, b3...) terminology
- Use the equation editor to calculate the power delivered to the load (forward power - reverse power) as  $\sqrt{\text{pow}(\text{mag}(b3_3,2)) - \text{pow}(\text{mag}(a3_3,2))}$
- Use mechanical tuners and external software for hybrid load-pull systems that can handle high output power and achieve full reflection
- When using external signal sources, connect instruments to a common 10 MHz frequency reference

## Innovative Applications

### Simplified test of I/Q converters and modulators, and differential mixers

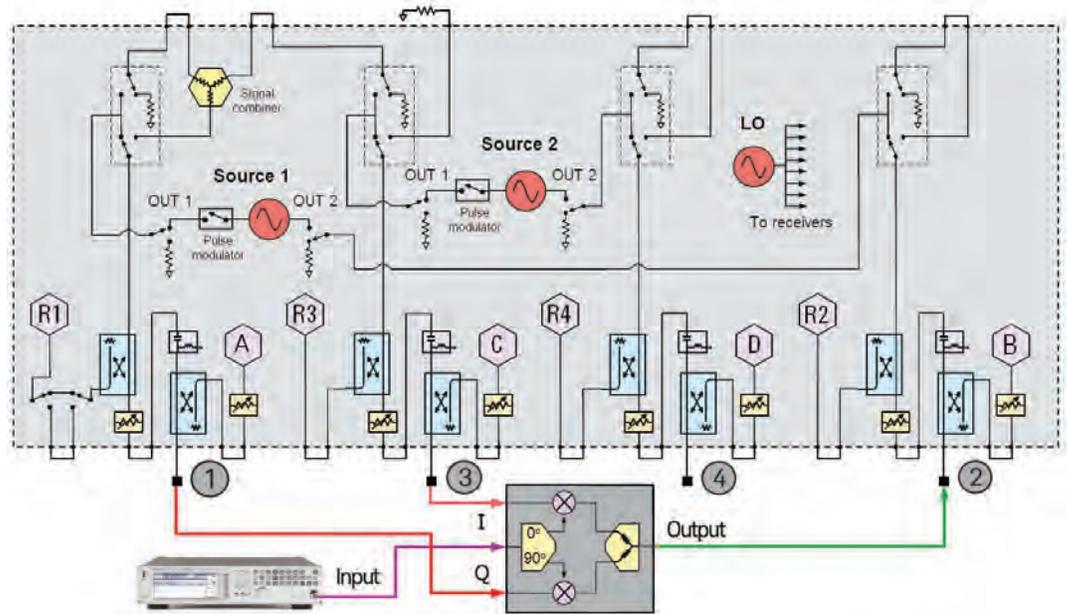
(Option 089)

### I/Q and differential converter measurement challenges

- Requires signals with 90° or 180° phase difference
- Traditional approach uses hybrid couplers and/or baluns which are:
  - Inherently band-limited, requiring multiple components for broadband measurements
  - Limited to fixed phase offsets, preventing phase sweeps to determine optimum alignment
  - Lossy and inaccurate (+/- 3° to 12° typically)
  - Difficult to use with on-wafer setups

### PNA-X differential and I/Q devices application

- Provides accurate phase control of internal and external sources, eliminating the need for hybrid couplers and baluns
- Tunes receivers to all user-specified output frequencies needed to fully characterize the DUT
- Sweeps frequency to measure operating bandwidth or sweeps phase and power at a fixed frequency to measure quadrature or differential imbalance
- Includes match-corrected power measurements for highest accuracy



The I/Q inputs of this modulator can be directly driven with the internal sources of the PNA-X, eliminating the need for a 90° hybrid coupler

### Tips from the experts

- Two additional external sources can be used to create differential I/Q drive signals. The external sources must be routed through the PNA-X test set to measurement receivers in order to achieve the desired phase offsets.
- For I/Q modulators, DC power supplies or source-measurement units (SMUs) can be routed through the bias tees to the I/Q inputs of the DUT. Voltage sweeps can then be performed to help find the optimum I/Q-voltage offsets for the greatest amount of LO suppression.
- Measure harmonics and total-harmonic distortion (THD) of differential amplifiers by establishing a true-differential drive and tuning the PNA-X receivers to all desired harmonics
- Measure compression of differential mixers using power sweeps

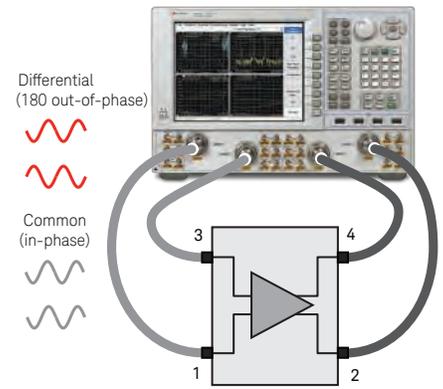
# Innovative Applications

## Testing differential amplifiers under real operating conditions

(Option 460)

### Differential amplifier measurement challenges

- Conventional two-port VNAs with baluns do not provide common-mode, differential to common-mode, and common to differential-mode responses
- Baluns are inherently band-limited devices, which forces multiple test setups for broad frequency coverage
- Phase errors of baluns provide inaccurate differential responses
- Modern four-port VNAs provide mixed-mode S-parameter measurements with single-ended stimulus, but differential amplifiers may respond differently when in compression during real operating environments



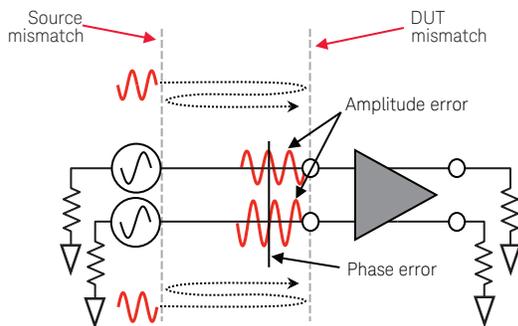
Using the PNA-X's two internal sources, iTMSA drives the differential amplifier under real world conditions, providing accurate mixed-mode S-parameters in all operating environments.

### PNA-X integrated true-mode stimulus application (iTMSA) provides:

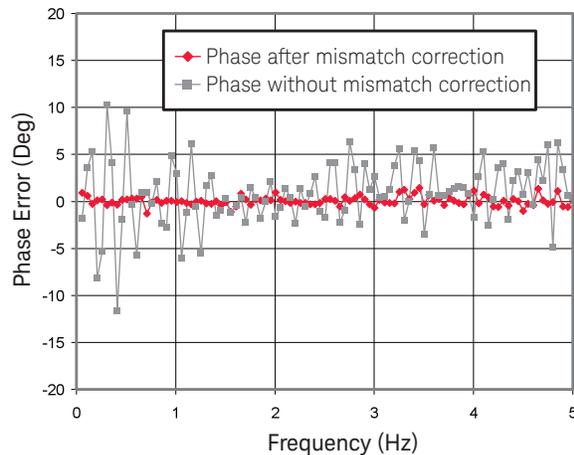
- Mixed-mode S-parameters of differential amplifiers driven by true differential and common-mode signals
- Mismatch correction at the DUT input to minimize phase errors between two sources
- Input-only drive mode that prevents damage on amplifiers caused by stimulus on the output port
- In-fixture arbitrary phase offset and phase-offset sweeps to optimize input matching network for maximum amplifier gain

$$\begin{bmatrix} S_{DD11} & S_{DD12} & S_{DC11} & S_{DC12} \\ S_{DD21} & S_{DD22} & S_{DC21} & S_{DC22} \\ S_{CD11} & S_{CD12} & S_{CC11} & S_{CC12} \\ S_{CD21} & S_{CD22} & S_{CC21} & S_{CC22} \end{bmatrix}$$

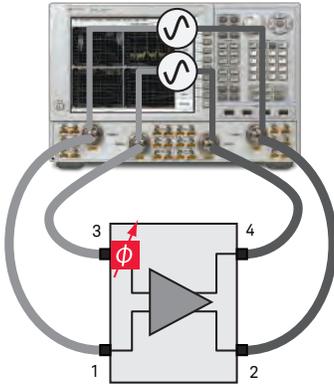
Mixed-mode S-parameters.



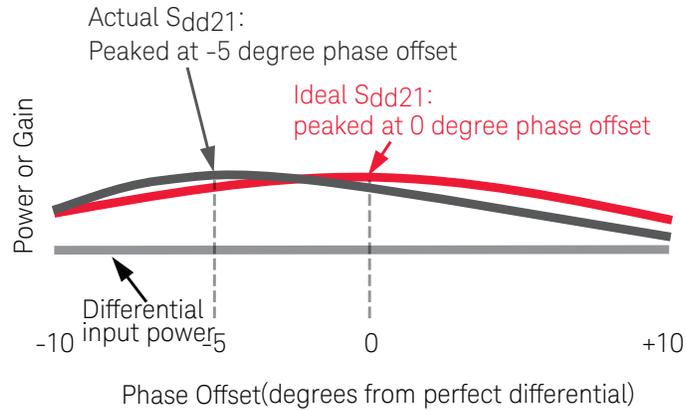
Without mismatch correction, the delivered signals to the DUT will not be truly differential due to reflection from the DUT input and the subsequent re-reflection from the sources. The reflected signals overlay the original signals, causing phase and amplitude imbalance. This effect can be corrected with mismatch correction.



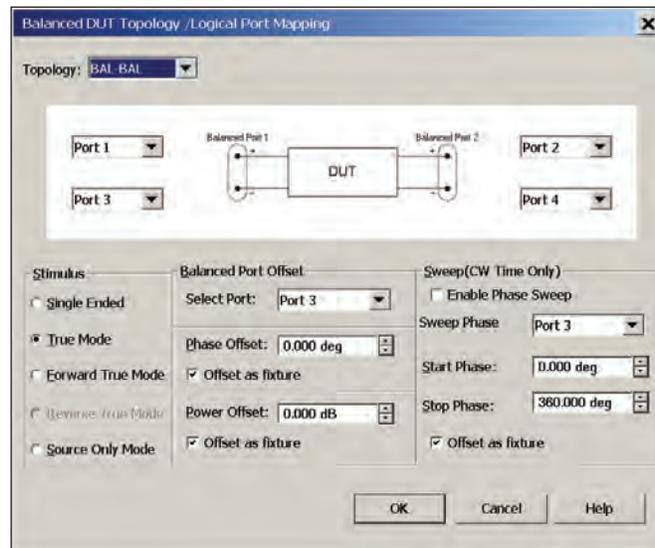
iTMSA compensates for mismatch errors by measuring the raw matches of the VNA and DUT, and precisely adjusting the amplitude and phase of the two signals at the reference plane to achieve ideal true-mode signals.



Phase-offset sweeps change the phase-offset value as if it were added in the fixture, enabling input-matching circuit validation.



In-fixture phase-offset sweeps reveal the optimal phase offset to achieve the highest amplifier gain, which is essential to the design of the input matching circuit.



Various stimulus and sweep settings are available in the Balanced DUT Topology dialog, allowing you to select the right configuration for all of your balanced devices.

### Tips from the experts

- Input-only true-mode drive assumes a perfect match between the DUT output and the VNA's test ports, which is a good assumption when the DUT's reverse isolation is high. When the reverse isolation is low, adding attenuators on the output port improves the system match and reduces mismatch errors.
- When comparing the test results between single-ended and true-mode drive conditions with the same effective delivered differential power, the individual port powers with true-differential drive must be set 6 dB lower than the port powers used with single-ended drive.

#### Single-ended drive

0 dBm port power = -3 dBm differential power + -3 dBm common-mode power

#### True differential drive

-3 dBm port power = -6 dBm port 1 single-ended power + -6 dBm port 3 single-ended power

# Innovative Applications

## Powerful, fast and accurate automatic fixture removal (AFR)

(Option 007)

## Powerful AFR features can handle a variety of measurement needs

- Single ended and differential devices
- Left and right side of fixture can be asymmetrical
- Thru lengths can be specified or determined from open or short measurements
- Band-pass time-domain mode for band-limited devices
- Extrapolation to match DUT frequency range
- Power correction compensates for fixture loss versus frequency
- De-embed files can be saved in a variety of formats for later use in PNA, ADS, and PLTS

## AFR is the fastest way to de-embed a fixture from the measurement

### Measurement Challenge:

Many of today's devices do not have coaxial connectors and are put in fixtures in order to measure them in a coaxial environment. Accurately removing the effects of the fixture is required to get a good measurement of the device under test (DUT).



A five-step wizard guides you through the process to characterize your fixture and remove it from your measurement.

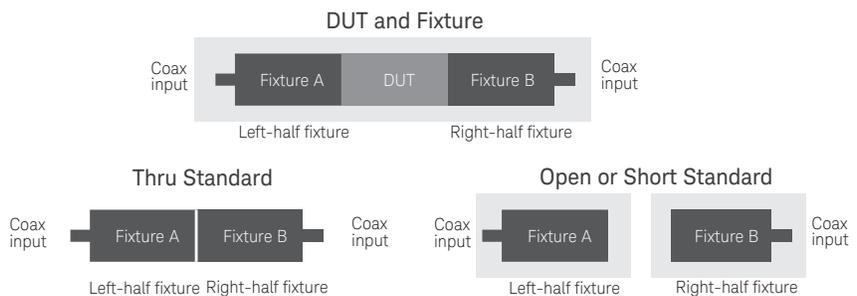
## Yesterday without AFR

Complicated modeling in EM simulation software or multiple calibration standards fabricated on board were needed to characterize and remove a fixture.

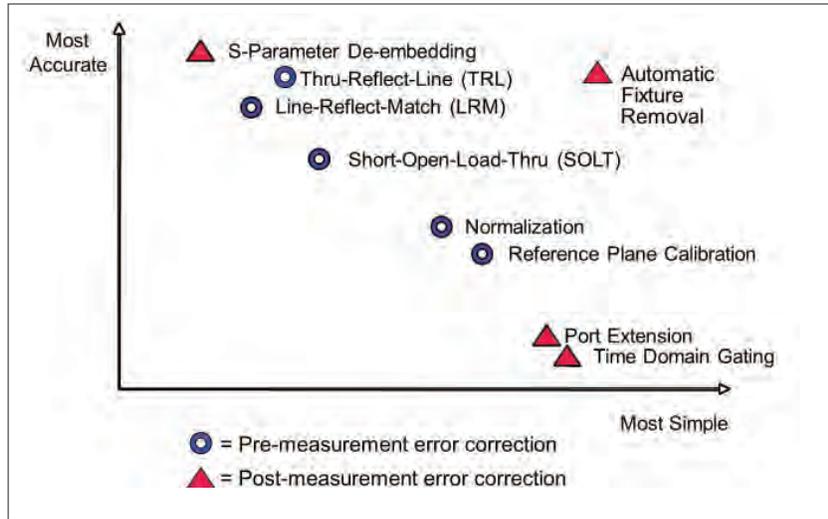
## Today with AFR

First calibrate in coax with the reference planes at the inputs to your fixture. Then measure one or more standards designed as a replica of the fixture's 2-port thru, or fixture half terminated with an open or short.

Or, even faster: just measure the actual fixture itself before the DUT is installed for the open standard. AFR automatically characterizes and removes your fixture from the measurement.

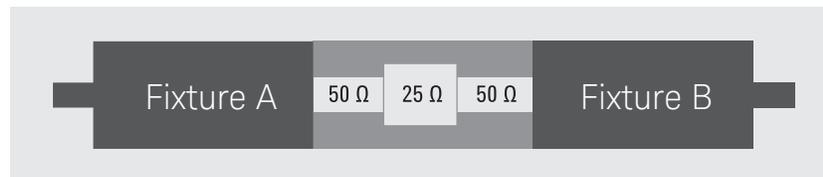


AFR accuracy is comparable to on-board TRL calibration, but much easier to accomplish.



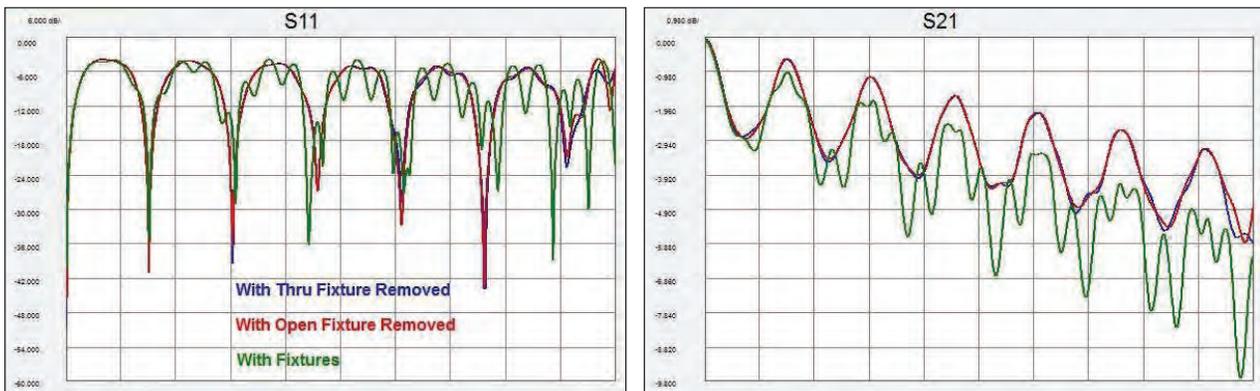
A relative comparison of various fixture error-correction methods

### Measurement example



Beatty Standard DUT

In the plots below, the green trace is a measurement of a Beatty Standard DUT before AFR fixture removal. The red trace is the DUT with AFR open-standard fixture removal. The blue trace is the DUT with AFR thru-standard fixture removal. The effects of fixture mismatch and length are removed from the DUT measurements. Good correlation is shown between the AFR open- and thru-standard fixture characterizations.



S11 and S21 in frequency domain

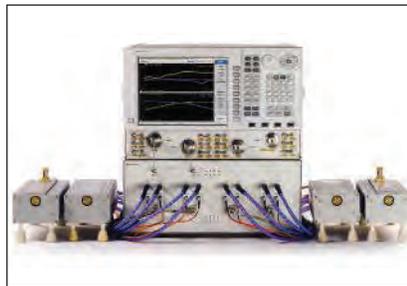
# Innovative Applications

## Extending the PNA-X to millimeter-wave frequencies

### PNA-X's unique hardware architecture provides:

- Two- and four-port solutions for measurements on a wide variety of single-ended and balanced millimeter-wave devices
- True-mode differential measurements at millimeter-wave frequencies using two internal sources
- Fully integrated solution for millimeter-wave pulse measurements using built-in pulse modulators, pulse generators, and receiver gates
- Accurate leveled power at millimeter-wave frequencies with advanced source-power calibration methods
- Direct connection of terahertz modules driven by a 50 GHz PNA-X
- Single-sweep network analysis from 10 MHz to 110 GHz with full power-level control, using the 67 GHz PNA-X and millimeter-wave extension modules

### Two- and four-port configurations



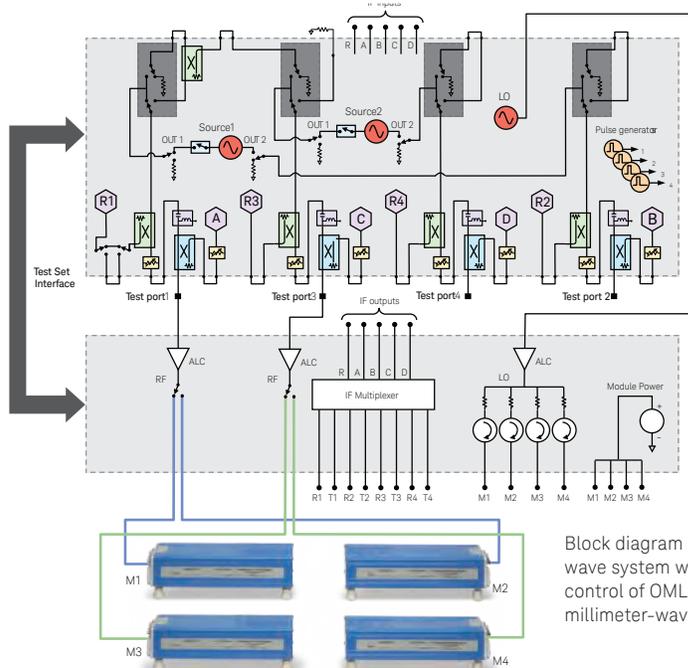
The N5262A millimeter-wave test-set controller connects four millimeter-wave test modules to the PNA-X. For two-port measurements, the N5261A millimeter-wave test-set controller is available.

### Four-port single-sweep 10 MHz to 110 GHz



PNA-X-based 110 GHz systems come in two- and four-port versions, with power-level control, true-differential stimulus, and the ability to measure frequency converters with SMC. These systems are table-top replacements for 8510XF systems, with superior performance.

### Four-port system architecture



Block diagram of a 4-port millimeter-wave system with coherent source control of OML modules using the N5262A millimeter-wave test-set controller.

### Terahertz measurements

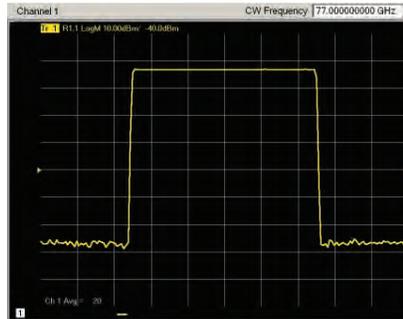


Direct connection of VDI modules to a 50 GHz PNA-X enables S-parameter measurements to 1.05 THz.

## Millimeter-wave applications with the PNA-X

### Integrated pulse measurements

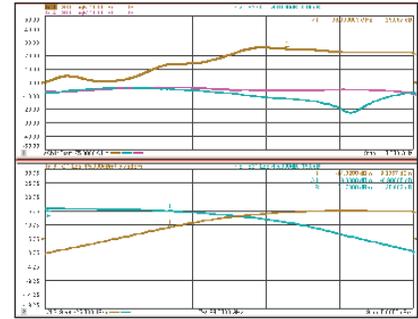
The PNA-X's internal pulse modulators create pulsed-RF signals for the millimeter-wave modules, making it easy to set up and perform pulsed millimeter-wave measurements.



Pulse profile at 77 GHz using the internal pulsed source and IF gates of the PNA-X.

### Gain compression

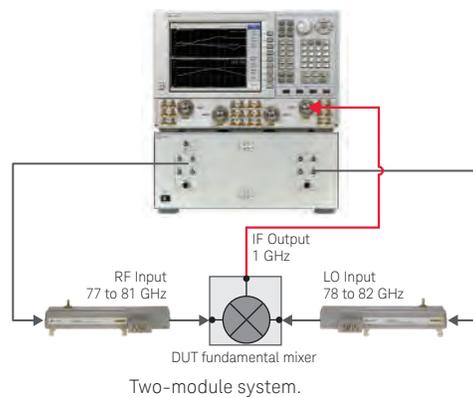
Using calibrated source-power sweeps, the PNA-X provides the most accurate millimeter-wave gain-compression measurements in the industry.



Example gain compression measurement of a 75 to 110 GHz packaged PHEMT transistor amplifier.

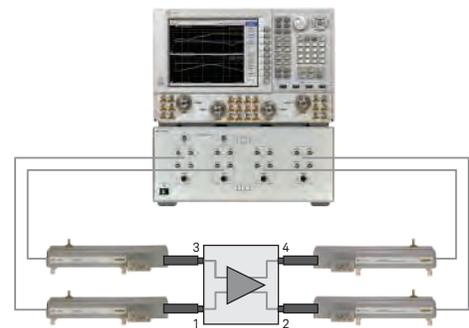
### Scalar mixer measurements

A two-module system can be used to provide fundamental RF and LO signals to a millimeter-wave mixer for conversion loss measurements.



### True-mode differential measurements at millimeter-wave frequencies

- Highest measurement accuracy in the industry using advanced error-correction methods
- Integrated phase sweeps with power control



True differential measurement of a balanced LNA using a PNA-X, the N5262A millimeter-wave test-set controller, and four millimeter-wave test modules.

### Tips from the experts

- Use a four-port N5262A test-set controller to configure two different two-port waveguide-band setups.
- If you do not have a millimeter-wave power sensor, you can still create a power-calibration table using the PNA-X's internal reference receiver, for accurate relative source-power changes of the millimeter test modules.
- For applications that don't require a test-set controller, Keysight's downloadable macro makes it easy to configure direct-connection millimeter-wave setups.

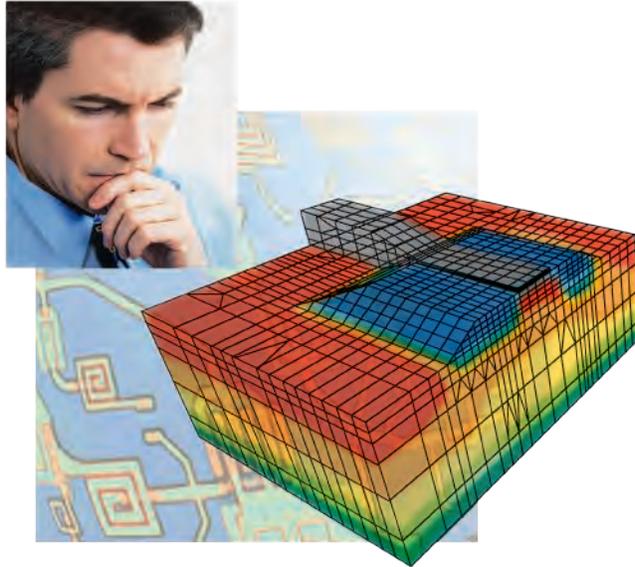
## Innovative Applications

### Nonlinear waveform and X-parameter characterization

(Options 510, 514, 518, and 520)

### High-power design challenges

- Active devices are commonly driven into nonlinear regions, often by design to increase power efficiency, information capacity, and output power
- Under large-signal drive conditions, active devices distort time-domain waveforms, generating harmonics, intermodulation distortion, and spectral regrowth
- Current circuit simulation tools that rely on S-parameters and limited nonlinear behavioral models are no longer sufficient to fully analyze and predict nonlinear behavior of devices and systems
- Fewer design iterations are required to meet current time-to-market demands



### S-parameters in a nonlinear world

In the past, when designing systems with high-power amplifiers (HPAs), designers measured amplifier S-parameters using a vector network analyzer, loaded the results into an RF simulator, added other measured or modeled circuit elements, and then ran a simulation to predict system performance such as gain and power-efficiency under various loads.

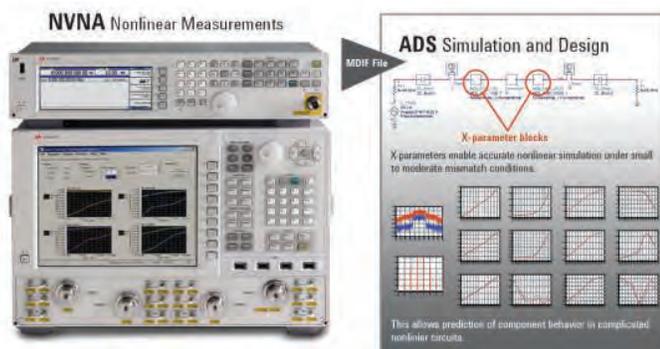
Since S-parameters assume that all elements in the system are linear, this approach does not work well when attempting to simulate performance when the amplifier is in compression or saturation, as real-world HPAs often are. The errors are particularly apparent when simulating the combined performance of two cascaded devices that exhibit nonlinear behavior. While engineers may live with this inaccuracy, it invariably results in extensive and costly empirical-based iterations of the design, adding substantial time and cost to the design and verification process.

## Breakthrough technology accurately characterizes nonlinear behaviors

Testing today's high-power devices demands an alternate solution—one that quickly and accurately measures and displays the device's nonlinear behavior under large signal conditions, and provides an accurate behavioral model that can be used for linear and nonlinear circuit simulations. The Keysight nonlinear vector network analyzer (NVNA) and X-parameters provide that solution.

### Keysight's award-winning NVNA goes beyond S-parameters to:

- Efficiently and accurately analyze and design active devices and systems under real-world operating conditions, to reduce design cycles by as much as 50%
- Gain valuable insight into device behavior with full nonlinear component characterization (Option 510)
  - Display calibrated time-domain waveforms of incident, reflected, and transmitted waves of the DUT in coaxial, in-fixture, or on-wafer environments
  - Show the amplitude and phase of all harmonic and distortion spectral products to design optimal matching circuits
  - Create user-defined displays such as dynamic load lines
  - Measure with full traceability to the National Institute of Science and Technology (NIST)
- Provide fast and powerful measurements of DUT nonlinear behavior using X-parameters (Option 514)
  - Extend linear S-parameters into nonlinear operating regions for accurate predictions of cascaded nonlinear device behavior using measurement-based data
  - Easily import the NVNA's X-parameters into Keysight's Advanced Design System (ADS) to quickly and accurately simulate and design nonlinear components, modules and systems
- Measure memory effects such as self heating and signal-dependent bias changes (Option 518)
- Capture complete load-dependent nonlinear component behavior with X-parameters and external impedance tuners (Option 520)



Measure complete linear and nonlinear component behavior with the Keysight NVNA, and then accurately perform simulations and optimizations with Keysight's Advanced Design System.



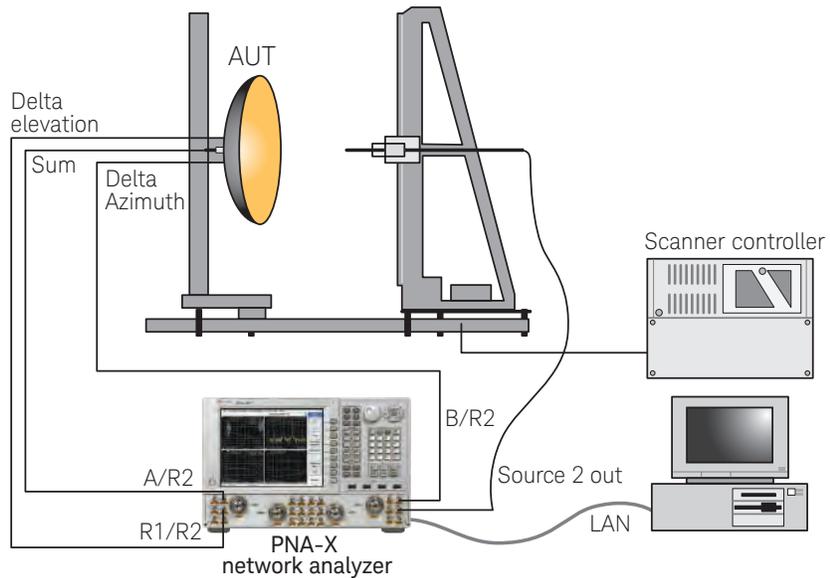
Keysight's NVNA software options and accessories convert a Keysight 4-port PNA-X network analyzer into a high-performance nonlinear vector network analyzer.

## Innovative Applications

Fast and accurate RF subsystem for antenna measurements

### Challenges of antenna and radar cross-section (RCS) measurements

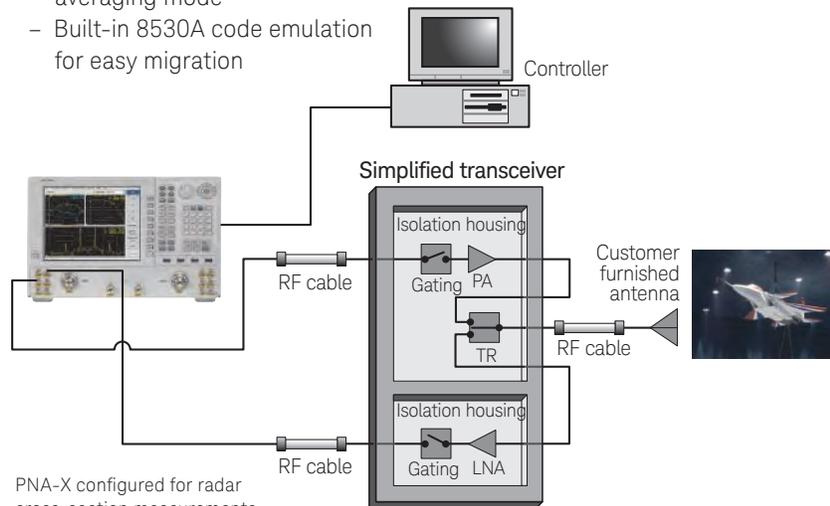
- Many data points must be collected, resulting in long test times
- In far-field and RCS measurements, signals can be close to the noise floor of the test receiver, resulting in noisy measurements
- Large installed-software base exists for 8530A antenna receivers, which have been discontinued and are no longer supported



PNA-X configured for near-field measurements.

### PNA-X-based antenna solutions provide:

- Flexibility in system design: choose a standard PNA-X or an N5264A low-cost dedicated measurement receiver based on PNA-X hardware
- Fast measurements: 400,000 data points per second simultaneously on five receivers, yielding three to five times improvement in test times compared to the 8530A
- Large data collections with 500 million-point circular FIFO data buffer
- Excellent measurement sensitivity via selectable IF bandwidths and point-averaging mode
- Built-in 8530A code emulation for easy migration



PNA-X configured for radar cross-section measurements.

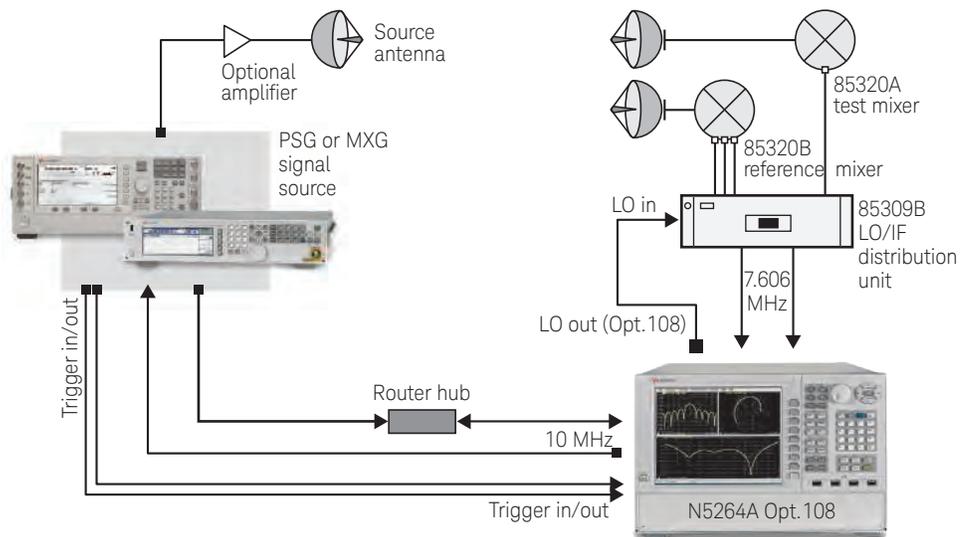
## Why should I migrate my 8530A system to the new PNA-X measurement receiver?



- 8530A is no longer supported, so maintaining existing systems is getting harder and harder
- PNA-X measurement receiver...
  - Offers built-in 8530A code emulation for full reuse of existing measurement software
  - Is fully compatible with your existing 8530A system components
  - Features 80 times improvement in data acquisition time
  - Contains an optional built-in high-output-power source (Option 108) that can be used as an LO for remote mixers or frequency converters

## What is the best choice for an antenna receiver?

Application	N5264A measurement receiver	N524xA PNA-X	Comments
Near-field	No (requires external source)	Yes	Achieve faster measurement throughput with internal source Can use VNA for general-purpose component test
Compact range	Yes	Yes	Choice depends on the size of the antenna range
Far-field	Yes	No (higher cost)	Distributed approach increases measurement sensitivity by strategic placement of system components
Pulsed RF	No	Yes	PNA-X offers built-in pulse generators and modulators that simplify the system configuration

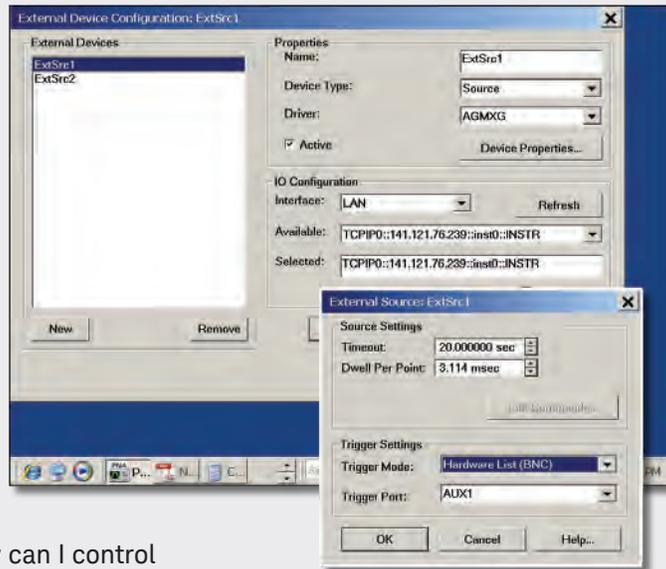


PNA-X measurement receiver configured for far-field measurements (PNA-X Option 020 with IF inputs can also be used).

# Innovative Applications

Fast and accurate RF subsystem for antenna measurements (continued)

## Tips from the experts

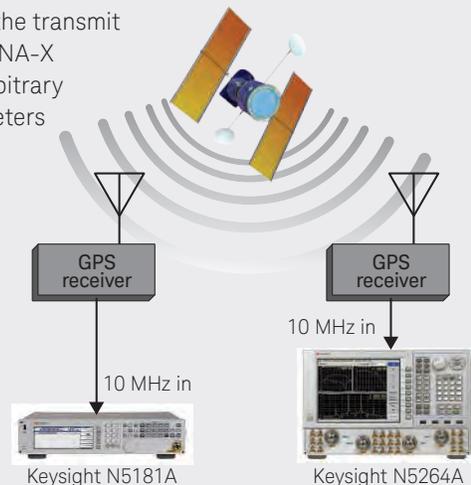


### How can I control external sources?

1. Connect PNA-X to source via LAN or GPIB
2. Use External Device Configuration feature
3. Under Properties section:
  - Type name of external source, change Device Type to Source, and choose appropriate driver
  - Under Device Properties, choose between two trigger modes: Software CW (trigger cables not needed, but slow), or Hardware List (fast, but requires TTL triggers)
  - When the distance between the PNA-X and source is too far to use BNC trigger cables (> 40 meters), then a Keysight E5818A trigger box with LAN hub offers a good alternative

### How do I get a common 10 MHz reference signal to my source and PNA-X when it's too far to use BNC cables?

- Use low-cost GPS-based satellite receivers to obtain high-accuracy 10 MHz reference signals
- Place a GPS receiver near the transmit source, and one near the PNA-X
- This approach works for arbitrary distances, from 100's of meters to many kilometers



## Outstanding Performance

### Specification and Feature Comparison

	<b>N5249A N5241A N5242A</b>	<b>N5244A N5245A</b>	<b>N5247A</b>
Frequency range	10 MHz to 8.5 GHz 10 MHz to 13.5 GHz 10 MHz to 26.5 GHz	10 MHz to 43.5 GHz 10 MHz to 50 GHz	10 MHz to 67 GHz
System dynamic range (at 20 GHz)	121 to 130 dB depending on configuration 124 to 141 dB with direct receiver access (typical)	121 to 125 dB depending on configuration 133 to 137 dB with direct receiver access (typical)	122 to 129 dB depending on configuration 136 to 140 dB with direct receiver access (typical)
Maximum output power at test port (at 20 GHz)	+13 dBm (Option 200, 400) +10 dBm (Option 219, 419) +15 dBm (Option 224) +10 dBm (Option 423)	+13 dBm (Option 200, 400) +10 dBm (Option 219, 419) +10 dBm (Option 224, 423)	+11 dBm (Option 200, 400) +8 dBm (Option 219, 419) +7 dBm (Option 224, 423)
Maximum power sweep range	38 dB		
Corrected specifications <sup>1</sup>	(2-port cal, 3.5 mm) Dir 44 to 48 dB SM 31 to 40 dB LM 44 to 48 dB Refl trk +/-0.003 to 0.006 dB Trans trk +/-0.015 to 0.104 dB	(2-port cal, 2.4 mm) Dir 36 to 42 dB SM 31 to 41 dB LM 35 to 42 dB Refl trk +/-0.001 to 0.027 dB Trans trk +/-0.020 to 0.182 dB	(2-port cal, 1.85 mm) Dir 34 to 41 dB SM 34 to 44 dB LM 33 to 41 Refl trk 0.01 to 0.33 Trans trk 0.061 to 0.17 dB
Trace noise	0.002 dB rms (1 kHz BW)		
Harmonics			
10 MHz to 2 GHz	-51 dBc typical		
> 2 GHz	-60 dBc typical		

1. Dir = directivity; SM = source match; LM = load match; Refl trk= reflection tracking; Trans trk = transmission tracking

## PNA-X Configuration Information

### PNA-X Network Analyzers

#### Available options

	Description	Additional information
<b>Test set</b>		
Option 200	2-ports, single source	
Option 224	2-ports, add internal 2nd source, combiner and mechanical switches	Requires Options 200, one of 219 or H85, and 080
Option 400	4-ports, dual source	Option 080 recommended
Option 423	4-ports, add internal combiner and mechanical switches	Requires Options 400, one of 419 or H85, and 080
<b>Power configuration</b>		
Option 219	2-ports, extended power range and bias-tees	
Option 419	4-ports, extended power range and bias-tees	
Option H85 <sup>1</sup>	High power configurable (for 2- or 4-port)	
<b>Measurement applications</b>		
Option 007	Automatic fixture removal	Windows 7 OS required (upgrade kit N8983A) and N52xxAU-007
Option 010	Time-domain measurements	
Option 028 <sup>2</sup>	Noise figure measurements using standard receivers	Requires Option 082 or 083 for measuring frequency converters
Option 029 <sup>2</sup>	Fully-corrected noise figure measurements	Requires Option 080 and for N5241/42A, one of Options 219, 224, 419, 423 or H85. For N5244/45/47A, requires Option 224 or 423. On N5247A, noise receivers work up to 50 GHz only. For measuring frequency converters, requires Option 082 or 083.
Option 080	Frequency offset	
Option 082 <sup>3</sup>	Scalar-calibrated converter measurements	Requires Option 080
Option 083 <sup>3</sup>	Vector- and scalar-calibrated converter measurements	Requires Option 080
Option 084	Embedded LO measurements	Requires at least one of Options 028, 029, 082, 083, 086, or 087
Option 086	Gain compression application	Recommend Options 219, 419 or H85 and for measuring frequency converters, requires Option 082 or 083
Option 087	Intermodulation distortion application	Requires Options 224 or 423 and for measuring frequency converters, requires Option 082 or 083
Option 088	Source phase control	
Option 089	Differential and I/Q devices	Requires Option 080 and 400, 401, 410, 417, or 419
Option 460	Integrated true-mode stimulus application	Requires Option 400
Option 551 <sup>4</sup>	N-port capabilities	
<b>Nonlinear vector network analysis</b>		
Option 510	Nonlinear component characterization	Requires Options 419 and 080, or 400, H85 and 080
Option 514	Nonlinear X-parameters	Requires Options 423 and 510
Option 518	Nonlinear pulse envelope domain	Requires Options 021 and 025 and either one of 510 or 514
Option 520	Arbitrary load-impedance X-parameters	Requires Option 514
<b>Required NVNA accessories</b>		
<ul style="list-style-type: none"> <li>- U9391C 10 MHz to 26.5 GHz or U9391F 10 MHz to 50 GHz or U9391G 10 MHz to 67 GHz comb generator (two required for nonlinear measurements)</li> <li>- Keysight power meter and sensor or USB power sensor</li> <li>- Keysight calibration kit, mechanical or ECal</li> <li>- Keysight signal generator, MXG or PSG used for X-parameter extraction (internal 10 MHz reference output can be used for 10 MHz tone spacing applications)</li> </ul>		

1. Order special model N524xAS instead of N524xA and add items N524xA-200 and N524xAS-H85 for 2-port, extended power range, high power configuration, or items N524xA-400 and N524xAS-H85 for 4-port, extended power range, high power configuration. Order N524xA-xxx items for other standard options. Option H85 includes the extended power range of Options 219 and 419, and therefore, they cannot be ordered together.
2. For source-corrected measurements, Options 028 and 029 on N5241/42/49A units require an ECal module for use as an impedance tuner. N5244/45/47A units include a built-in tuner. For calibration, Options 029 requires either a 346-series noise source (Keysight 346C recommended) or a power meter, while Option 028 requires a power meter. All options require a power meter for measuring mixers and converters.
3. Option 082 is a subset of Option 083; therefore, they cannot be ordered together.
4. When configured as a multiport analyzer using Option 551 and a multiport test set, the combiner feature of Option 224 or 423 is temporarily disabled. When configured as a standalone analyzer, the combiner feature is enabled. When ordering a test set, select an option to specify the appropriate interconnect jumper cable set between the analyzer and the test set.

# PNA-X Configuration Information

## PNA-X Network Analyzers

Available options (continued)

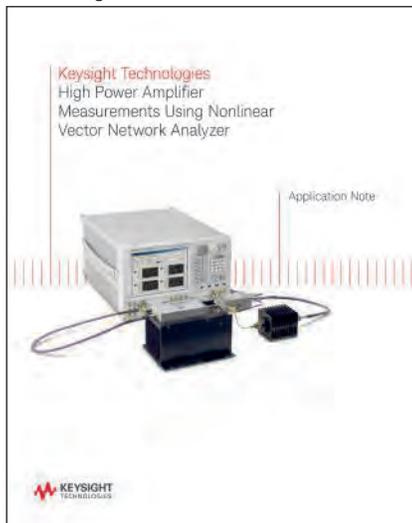
	Description	Additional information
<b>Pulse, antenna, mm-wave</b>		
Option 008	Pulsed-RF measurements	Requires Option 025
Option 020	Add IF inputs for antenna and mm-wave	
Option 021	Add pulse modulator to internal 1st source	
Option 022	Add pulse modulator to internal 2nd source	Requires Option 224 or 400
Option 025	Add four internal pulse generators	
Option 118	Fast CW sweep	
<b>Accessories</b>		
Option 1CM	Rack mount kit for use without handles	
Option 1CP	Rack mount kit for use with handles	
<b>Calibration software</b>		
Option 897 <sup>1</sup>	Perpetual license for built-in performance test software for Keysight inclusive calibration	
Option 898 <sup>1</sup>	Perpetual license for built-in performance test software for standards compliant calibration	
<b>Calibration documentation</b>		
Option 1A7	ISO 17025 compliant calibration	
Option UK6	Commercial calibration certificate with test data	
Option A6J	ANSI Z540 compliant calibration	

1. Additional hardware required. Please refer to the analyzer's Service Guide for required service test equipment.

## Additional Information

Download the latest PNA-X application notes:

Bookmark this page to download the latest PNA-X application notes to gain in-depth measurement knowledge.



Get answers online from factory experts:

Discuss calibration, applications, product, and programming topics at Keysight's online network analyzer discussion forum. Get answers to your toughest measurement and design challenges and browse prior discussion topics.

## Gain deeper confidence

Whether you're testing active or passive devices, the right mix of speed and performance gives you an edge. In R&D, our vector network analyzers provide a level of measurement integrity that helps you transform deeper understanding into better designs. On the production line, our cost-effective VNAs provide the throughput and repeatability you need to transform parts into competitive components. In the field, our handheld analyzers deliver high-quality measurements wherever you need to go. Every Keysight VNA is the ultimate expression of our expertise in linear and nonlinear device characterization. On the bench, in a rack or in the field, we can help you gain deeper confidence.

For more information on Keysight Technologies' products, applications or services, please contact your local Keysight office. The complete list is available at: [www.keysight.com/find/contactus](http://www.keysight.com/find/contactus)

### Americas

Canada	(877) 894 4414
Brazil	55 11 3351 7010
Mexico	001 800 254 2440
United States	(800) 829 4444

### Asia Pacific

Australia	1 800 629 485
China	800 810 0189
Hong Kong	800 938 693
India	1 800 11 2626
Japan	0120 (421) 345
Korea	080 769 0800
Malaysia	1 800 888 848
Singapore	1 800 375 8100
Taiwan	0800 047 866
Other AP Countries	(65) 6375 8100

### Europe & Middle East

Austria	0800 001122
Belgium	0800 58580
Finland	0800 523252
France	0805 980333
Germany	0800 6270999
Ireland	1800 832700
Israel	1 809 343051
Italy	800 599100
Luxembourg	+32 800 58580
Netherlands	0800 0233200
Russia	8800 5009286
Spain	800 000154
Sweden	0200 882255
Switzerland	0800 805353
	Opt. 1 (DE)
	Opt. 2 (FR)
	Opt. 3 (IT)
United Kingdom	0800 0260637

For other unlisted countries:  
[www.keysight.com/find/contactus](http://www.keysight.com/find/contactus)  
 (BP-04-23-15)

Protect your software investment: Keysight protects your 8753, 8720 and 8510 software investment by providing migration tools to reduce your code-conversion effort. [www.keysight.com/find/nadisco](http://www.keysight.com/find/nadisco)

This information is subject to change without notice.  
 © Keysight Technologies, 2010 - 2015  
 Published in USA, May 7, 2015  
 5990-4592EN  
[www.keysight.com](http://www.keysight.com)

**myKeysight**

**myKeysight**

[www.keysight.com/find/mykeysight](http://www.keysight.com/find/mykeysight)

A personalized view into the information most relevant to you.



[www.lxistandard.org](http://www.lxistandard.org)

LAN eXtensions for Instruments puts the power of Ethernet and the Web inside your test systems. Keysight is a founding member of the LXI consortium.

**Three-Year Warranty**

[www.keysight.com/find/ThreeYearWarranty](http://www.keysight.com/find/ThreeYearWarranty)

Keysight's commitment to superior product quality and lower total cost of ownership. The only test and measurement company with three-year warranty standard on all instruments, worldwide.

**Keysight Assurance Plans**

[www.keysight.com/find/AssurancePlans](http://www.keysight.com/find/AssurancePlans)

Up to five years of protection and no budgetary surprises to ensure your instruments are operating to specification so you can rely on accurate measurements.

[www.keysight.com/go/quality](http://www.keysight.com/go/quality)

Keysight Technologies, Inc.  
 DEKRA Certified ISO 9001:2008  
 Quality Management System

**Keysight Channel Partners**

[www.keysight.com/find/channelpartners](http://www.keysight.com/find/channelpartners)

Get the best of both worlds: Keysight's measurement expertise and product breadth, combined with channel partner convenience.

[www.keysight.com/find/pna](http://www.keysight.com/find/pna)

[www.keysight.com/find/pnaxapps](http://www.keysight.com/find/pnaxapps)

[www.keysight.com/find/na\\_forum](http://www.keysight.com/find/na_forum)

\*X-parameters is a trademark and registered trademark of Keysight Technologies in the US, EU, JP, and elsewhere. The X-parameter format and underlying equations are open and documented. For more information, visit: <http://www.keysight.com/find/eesof-x-parameters-info>



Unlocking Measurement Insights



## F – Regulación en materia de radiación no ionizante

La radiación de microondas establecida en el rango de frecuencias del espectro electromagnético desde 300 MHz hasta 300 GHz se utiliza en diferentes áreas de ciencia y tecnología. Estas radiaciones se caracterizan por ser radiaciones no-ionizantes. La radiación electromagnética, en general, afecta al sistema biológico. En concreto, la radiación entre los 300 MHz y los 10 GHz puede ser absorbida fácilmente en los tejidos biológicos por el agua y otras moléculas y proteínas presentes en el cuerpo, produciendo calor durante su absorción. Este hecho influye en el correcto comportamiento del cuerpo humano. Por tanto, es necesario establecer ciertos límites de potencia radiada. En [100], se expone una información detallada sobre dichos límites. Las restricciones en la potencia radiada se aplican de forma distinta para dos grupos de personas. Por una parte, hay una restricción que se aplica a las personas cuyo trabajo implica un ambiente expuesto. Por otra parte, existe una restricción para el público general que ignora la existencia de campo electromagnético. Las restricciones se expresan tanto en campo eléctrico como en magnético. En cada caso, hay dos recomendaciones disponibles: el valor medio y el valor de pico, como se muestran en las dos figuras siguientes.

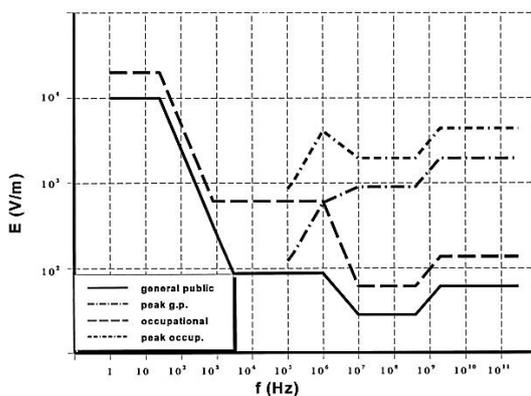


Figura 0.6 - Restricción de campo eléctrico en función de la frecuencia. [100]

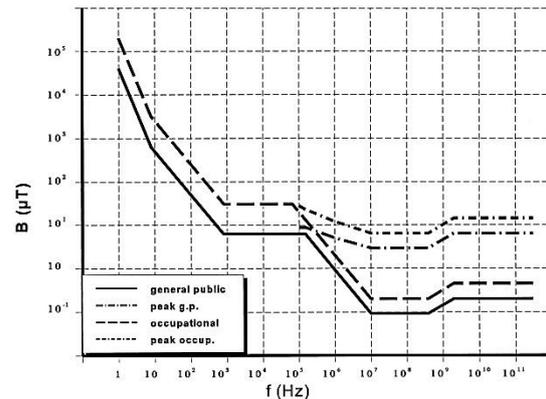


Figura 0.7 - Restricción de campo magnético en función de la frecuencia. [100]

