



INAOE

**FORMADOR DE HAZ CENTRADO A
22 GHz PARA RADIÓMETRO DE VAPOR
DE AGUA**

por

Edgar Colín Beltrán

Tesis sometida como requisito parcial para

obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS EN LA ESPECIALIDAD DE

ELECTRÓNICA

en el

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y

Electrónica

Diciembre 2007

Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. Alonso Corona Chávez

Investigador del INAOE

Dr. Reydezel Torres Torres

Investigador del INAOE

©INAOE 2007

Derechos reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir
copias en su totalidad o en partes de esta tesis





INAQE



Resumen

En esta tesis se describe el diseño, simulación e implementación de un divisor tipo *branch-line* a 3 dB de potencia en tecnología plana, es decir en dos dimensiones, que no ocupa componentes de montaje superficial ni cargas acopladas en ninguno de sus puertos. El divisor no necesita unir partes del circuito con alambres soldados o con *vías* a través del sustrato. Este dispositivo es de gran ancho de banda (38%), y está centrado a 22 GHz. A lo largo del desarrollo de esta tesis también se realizó una antena de amplio ancho de banda, del tipo Vivaldi antípoda, basada en un artículo de la literatura revisada. El novedoso acoplador se utilizó para efectuar un arreglo de dos antenas Vivaldi y posteriormente para formar una red alimentadora para un arreglo de cuatro antenas. Los resultados simulados y experimentales que se presentan, demuestran la exitosa ejecución del concepto investigado. Se probó en la práctica, que los dos arreglos de antenas tienen una adecuada reflexión en un gran ancho de banda, el cual abarca la primera ventana de emisión de vapor de agua.

Los dispositivos implementados en esta tesis tienen como objetivo futuro, formar parte de un radiómetro de vapor de agua que monitoreará este gas en la primera ventana de emisión, en el GTM (Gran Telescopio Milimétrico).

Agradecimientos

A todos los que propiciaron que este objetivo se cumpliera.

Al CONACYT por el otorgamiento de la beca con número de registro:
199424 durante los dos años que duró la maestría.

A la Facultad de Ingeniería de la UNAM especialmente al laboratorio de
Telecomunicaciones.

Al INAOE y en especial al departamento del GTM que prestó las
instalaciones, material y el equipo necesario para llevar a cabo la
investigación.

A mis asesores y sinodales por sus indispensables consejos para guiar a
la consecución de esta tesis.

A mis familiares por el apoyo y la confianza que siempre han tenido para
conmigo.

A mis amigos que, en Puebla y Toluca contribuyeron con el ánimo y la
necesaria diversión, pero sobre todo con el apoyo en los momentos
precisos.

Dedicatorias

A mis padres:

José Colín

y

Guadalupe Beltrán

A mi hermana:

Edén Colín

A DIOS

“Merece lo que sueñas”

Octavio Paz.

Índice

Capítulo I. Introducción	1
1.1. Ventanas de atenuación en la atmósfera.....	1
1.2. Refracción anómala a frecuencias milimétricas.....	5
1.4. Radiómetros de vapor de agua.....	6
1.5. Importancia del formador de haz en radiómetros. Propuesta.....	7
Capítulo II. Radiómetros pasivos de microondas	11
2.1. Definición de radiómetro pasivo.....	11
2.2. Tipos de radiómetros pasivos.....	12
2.3. <i>Front-End</i> en radiómetros pasivos de microondas.....	14
2.3.1. Antenas.....	15
2.3.1.1. Antenas de corneta.....	16
2.3.1.2. Antenas planas.....	17
2.3.1.3. Arreglos de antenas.....	18
2.3.2. Amplificador de bajo ruido (<i>low noise amplifier</i> , LNA).....	19
2.3.3. Mezclador (<i>Mixer</i>).....	20
2.3.4. Oscilador local (<i>local oscillator LO</i>).....	21
Capítulo III. Arreglo de antenas y formador de haz	25
3.1. Antena Vivaldi Antípoda (AVA).....	25
3.1.1. Introducción teórica.....	26
3.1.2. Estado del arte.....	32
3.1.3. Diseño y simulación.....	34

3.2. Introducción teórica de los alimentadores de arreglos de antenas.....	38
3.2.1. Estado del arte de los acopladores o divisores de potencia.....	41
3.3. Divisor <i>branch-line</i> a 3 dB novedoso.....	44
3.3.1. Dificultad de manufactura.....	45
3.3.1.1. Carencia de componentes de altas frecuencias comerciales.....	45
3.3.1.2. No linealidad de componentes en altas frecuencias.....	45
3.4. Diseño de un acoplador a 8.3 dB.....	46
3.4.1 Diseño y simulación de dos acopladores en cascada.....	48
3.4.2. Optimización en simulador de onda completa.....	51
3.4.3. Comparación del diseño propuesto con el estado del arte.....	54
3.4.4. Optimización del arreglo de acopladores en cascada.....	55
3.5. Arreglo de antenas en el plano E.....	57
3.5.1. Simulación de los arreglos de antenas.....	59
3.5.1.1 Simulación de cuatro antenas Vivaldi en plano E.....	60
3.5.1.2. Simulación de un arreglo de dos antenas Vivaldi en plano E.....	61
3.5.2. Implementación de las redes alimentadoras a los arreglos de antenas.....	62
Capítulo IV. Resultados	65
4.1. Parámetros S medidos del nuevo acoplador de 2 salidas propuesto.....	65
4.2. Parámetros S medidos del divisor de 4 salidas.....	69
4.3. Pérdida por retorno de una antena Vivaldi Antípoda (AVA).....	74
4.4. Pérdida por retorno del arreglo de 2-AVA's.....	76
4.5. Pérdida por retorno del arreglo de 4-AVA's.....	77
Capítulo V. Conclusiones, Recomendaciones y Trabajo Futuro	81
5.1. Conclusiones.....	81
5.2. Recomendaciones.....	83
5.3. Trabajo futuro.....	83

Apéndice A. Hoja técnica del substrato	85
Apéndice B. Hoja técnica de los conectores	89
Apéndice C. Artículo aceptado para el <i>Internacional Workshop on Antenna Technology, IWAT2008</i>	93
Referencias	99
Índice de figuras	xi
Índice de tablas	xv

Índice de figuras

1.1	Ventanas de absorción de la atmósfera en microondas. (Tomada de [6]).....	3
1.2	Comportamiento mensual de opacidad de Sierra Negra de 1997-2004 (Tomada de [8]).....	4
1.3	Vapor de agua causa desfase a la llegada de la señal a la antena.....	6
1.4	Formadores de haz. a) Pasivo, b) Activo.....	8
2.1	<i>Front-end</i> de un receptor súper-heterodino.....	15
2.2	Tipos de cornetas. a) cónica, b) plano E, c) plano H, d) piramidal..	17
2.3	Mezclador de recepción.....	20
2.4	Diagrama a bloques de un oscilador basado en un amplificador...	22
3.1	Antena Vivaldi Antípoda.....	26
3.2	Microcinta.....	27
3.3	Transición microcinta- <i>stripline</i>	29
3.4	Radiación de antena: a) <i>endfire</i> (Vivaldi), b) <i>broadside</i> (microcinta).....	30
3.5	Representación matemática de la figura de la Vivaldi	31
3.6	Dimensiones del diseño de la AVA de Kim. a) vista superior, b) vista transversal.....	35
3.7	Modelo del simulador de onda completa.....	36
3.8	Pérdida por retorno de la AVA simulada.....	36
3.9	Patrones de radiación simulados a 22 GHz.....	37

3.10	Patrón de radiación tridimensional simulado a 22 GHz.....	37
3.11	Diagrama de alimentadores. a) serie, b) paralelo.....	38
3.12	Geometría del alimentador serie de guía de onda de serpentina...	39
3.13	Divisor de potencia Wilkinson.....	42
3.14	Vista de la sección transversal del acoplador Lange.(Tomada de [57]).....	43
3.15	Respuesta en frecuencia de un resistor de película delgada. (Tomada de [64]).....	46
3.16	Esquema de impedancias del acoplador a 8.3 dB.....	47
3.17	Respuesta simulada para el acoplador a 8.3 dB.....	48
3.18	Esquema conexión serie de acopladores a 8.3 dB.....	49
3.19	Parámetros S de dos acopladores de 8.3 dB conectados en serie.	49
3.20	Patrón geométrico del divisor de 3 puertos.....	50
3.21	Parámetros S del acoplador a 3dB con <i>stubs</i>	51
3.22	Patrón geométrico del acoplador. Dimensiones en mm: a) horizontales, b) verticales.....	53
3.23	Respuesta simulada: a) magnitud y b) fase.....	55
3.24	Red paralela para cuatro antenas (medidas en mm).....	55
3.25	Respuesta simulada de la red de acoplamiento: a) Magnitud y b) Fase.....	56
3.26	Arreglo de AVA's en plano E.....	57
3.27	Ventana de establecimiento de características de análisis del arreglo.....	59
3.28	Patrón de radiación tridimensional para el arreglo de cuatro antenas.....	60
3.29	Patrón de radiación simulado para un arreglo de cuatro AVA's.....	61
3.30	Patrón de radiación simulado para un arreglo de dos AVA's.....	61
3.31	Pérdida por retorno simulada del arreglo de dos AVA's.....	62
3.32	Pérdida por retorno simulada del arreglo de cuatro AVA's.....	63
4.1	Diagrama de conexión del circuito al VNA.....	66
4.2	Fotografía del acoplador implementado.....	66

4.3	Pérdida por retorno S_{11} : simulada y experimental.....	67
4.4	Pérdida por inserción S_{21} : simulada y experimental.....	68
4.5	Pérdida por inserción S_{31} : simulada y experimental.....	68
4.6	Desfase entre S_{21} y S_{31} experimentales.....	69
4.7	Red de alimentación para un arreglo de cuatro AVA's.....	70
4.8	Pérdida por retorno S_{11} : simulada y experimental.....	70
4.9	Pérdida por inserción S_{21} : simulada y experimental.....	71
4.10	Pérdida por inserción S_{31} : simulada y experimental.....	72
4.11	Pérdida por inserción S_{41} : simulada y experimental.....	72
4.12	Pérdida por inserción S_{51} : simulada y experimental.....	73
4.13	Desfase entre parámetros S experimentales de la red de 4 puertos.....	75
4.14	Antena Vivaldi antípoda implementada.....	75
4.15	Pérdida por retorno: simulada y experimental de la AVA implementada.....	75
4.16	Arreglo de 2-AVA's.....	76
4.17	Pérdida por retorno: simulada y experimental de un arreglo de dos AVA's.....	76
4.18	Arreglo de 4-AVA's.....	77
4.19	Pérdida por retorno del arreglo de cuatro AVA's implementado.....	78
4.20	Respuesta en el dominio del tiempo del coeficiente de reflexión del puerto uno de la línea de transmisión	79
4.21	Línea de transmisión.....	79

Índice de tablas

3.1	Dimensiones de la AVA a implementar.....	35
3.2	Coeficientes e impedancias del acoplador a 8.3 dB.....	47
3.3	Sumario de acopladores.....	54

Prefacio

Los arreglos de antenas de gran ancho de banda encuentran aplicaciones en detectores, tal es el caso de un radiómetro de vapor de agua para el GTM. Dichos arreglos necesitan redes alimentadoras con características similares en el requerimiento del ancho de banda. La base de estas redes son los llamados acopladores o divisores de potencia. La propuesta de esta tesis es la innovación de un divisor de potencia del tipo *branch-line* con redes de mejora de acoplamiento en cada puerto construidas con *stubs*.

La tesis comienza con el Capítulo I, que es la introducción. En este capítulo se describe la problemática que ocurre en la atmósfera a causa de gases como el vapor de agua, el cual interfiere en las observaciones astronómicas, específicamente para un radiotelescopio como el GTM. La primera frecuencia a la cual se puede detectar este efecto es la de 22 GHz, que es la frecuencia en la que se basa el desarrollo de esta tesis. El Capítulo II muestra la definición de un radiómetro de vapor de agua y se describe brevemente el *Front-end* de un receptor súper-heterodino, cuyo elemento de entrada de señal es la antena o un arreglo de éstas. El Capítulo III es la parte más amplia de esta tesis. Aquí se describe la teoría, el estado del arte, diseño y simulaciones de: a) la antena Vivaldi antípoda, b) el divisor propuesto y c) arreglos de dos y cuatro antenas. Los resultados son presentados en el Capítulo IV. Finalmente las conclusiones, recomendaciones y trabajo futuro son mostrados en el Capítulo V.

Capítulo I

Introducción

El presente capítulo describe brevemente la problemática que introduce el vapor de agua en observaciones radioastronómicas, particularmente en el GTM. Para el monitoreo de dicho vapor, se utilizan radiómetros que miden la cantidad de vapor en la atmósfera. El circuito formador de haz descrito en esta tesis se propone, como parte del *Front-end*¹ de un radiómetro de vapor de agua centrado a 22 GHz.

1.1. Ventanas de atenuación en la atmósfera.

La propagación de ondas electromagnéticas (OEM's) en frecuencias de microondas a través de la atmósfera terrestre tiene afectaciones en amplitud, frecuencia, fase, polarización, etcétera. Entre otras, la fluctuación de la ionosfera [1], la atenuación producida por lluvia, y la absorción debida a gases, son los principales agentes perturbadores. Estos dos últimos existen

¹ Entiéndase *Front-end*, como la etapa formada por la antena y el "bloque de bajo ruido [1]" (amplificador de bajo ruido, filtros, mezclador y oscilador), y que tiene la función de convertir la señal de entrada en una (o más de una) de menor frecuencia para ser procesada por el sistema [2].

en la capa más cercana a la superficie de la tierra: la troposfera (de 0 a 11 km), que es la primera de cuatro capas en que es dividida la atmósfera, por su temperatura [3].

A excepción del vapor de agua, gases como el oxígeno (O_2), ozono (O_3), argón (Ar), nitrógeno (N_2) y dióxido de carbono (CO_2), entre otros, están presentes en toda la atmósfera pero en diferentes concentraciones y a distintas alturas a lo largo de la troposfera y hasta unos 90 km de altura sobre el nivel de mar [4]. Por otra parte, el vapor de agua, aunque existe de manera no uniforme, decrece exponencialmente con la altura hasta los 3 km y cerca de los 6 km prácticamente desaparece [5].

Lo anterior da como resultado que la atmósfera se comporte como un filtro que rechaza casi completamente señales en ciertas regiones del espectro electromagnético. Estas regiones de rechazo se conocen como “ventanas” de absorción de la atmósfera, véase la Figura 1.1. Se pueden definir dos grandes conjuntos de ventanas de opacidad², uno en la zona del infrarrojo y otro en la región de microondas. La primera no es de interés para esta tesis puesto que se encuentra a frecuencias demasiado altas. Sin embargo, en el rango de las microondas se reconoce como la primera banda a 22.22 GHz causada por el vapor de agua, el oxígeno es causa de las dos siguientes centradas en 60 GHz y 119 GHz y, existe una cuarta en 183 GHz que es producida nuevamente por el vapor de agua [3].

² Para una lista de ventanas en los dos rangos se recomienda ir a la tabla 4.2 de [3].

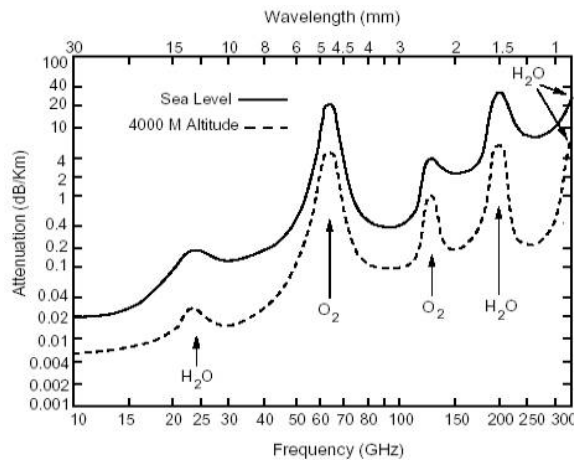


Figura 1.1. Ventanas de absorción de la atmósfera en microondas (Tomada de [6]).

De acuerdo al concepto de absorción dado en [7], las moléculas de los distintos gases no sólo retienen la energía que las colisiona, sino que la emiten a las frecuencias antes mencionadas. Para las comunicaciones inalámbricas, por ejemplo vía satélite, se busca evitar la transmisión de información a estas frecuencias. Sin embargo, para estudiar la atmósfera y sus efectos en la propagación electromagnética, es necesario elaborar sistemas que puedan detectar y procesar la información de la emisión de dichas líneas de absorción.

Vapor en el GTM.

El telescopio más grande del mundo, en su frecuencia de operación, es el GTM/LMT (Gran Telescopio Milimétrico/Large Millimeter Telescope), se encuentra en la montaña Sierra Negra, en el estado de Puebla, México. Dentro de los principales obstáculos para la observación astronómica del GTM, el vapor de agua esparcido en la atmósfera ocupa un lugar preponderante. Un estudio sobre la opacidad³ (τ [tau]), provocada por este

³ Opacidad es la integral de volumen del coeficiente de absorción de la capa atmosférica que atraviesa una OEM [8].

efecto en Sierra Negra se puede ver en el primer capítulo de [8]. En la Figura 1.2 se muestra el comportamiento mensual de la opacidad en la montaña, calculada con un radiómetro centrado a 215 GHz, de 1997 a 2004.

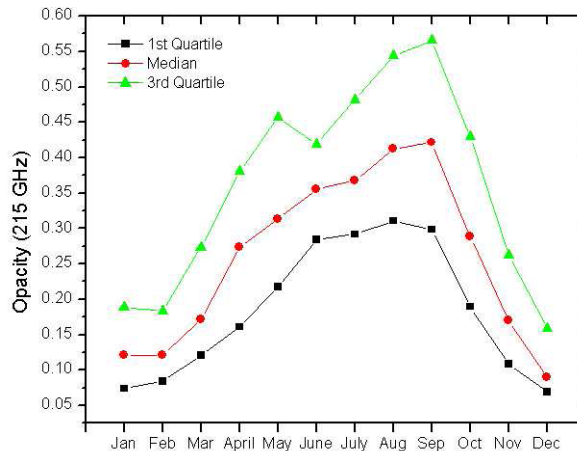


Figura 1.2. Comportamiento mensual de opacidad de Sierra Negra de 1997-2004 (Tomada de [8]).

La presente tesis se planteó teniendo en cuenta la necesidad de monitoreo de vapor de agua en el GTM. En la primera ventana de emisión de vapor de agua, centrada a 22.2 GHz, se tiene una atenuación de hasta 0.2 dB/km, dadas ciertas condiciones de ángulo de observación, presión, temperatura y densidad del gas [4] y [9]. Por otro lado, la emisión a esta frecuencia tiene varias ventajas de estudio. Los instrumentos necesarios para su detección (incluidas las antenas, amplificadores, acopladores de potencia, etcétera), no son demasiado pequeños, ya que la longitud de onda es alrededor de 13.5 mm, los componentes comerciales son más baratos y, por último, no es necesario tener sistemas enfriadores para aminorar el ruido térmico como los que utilizan los dispositivos que trabajan en frecuencias mayores.

1.2. Refracción anómala a frecuencias milimétricas.

En 1932 K. G. Jansky comenzó el estudio de ondas en radio frecuencia para explorar el universo [10]. A partir de ese momento y hasta nuestros días, se han desarrollado radiotelescopios que observan a longitudes de onda de centímetros y milímetros. Por este motivo, el conocimiento de los efectos de la atmósfera a lo largo del espectro electromagnético, se ha vuelto una necesidad imperiosa. Telescopios como el ALMA en Chile, el JCMT y el CSO en Hawai y el GTM en México están forzados a realizar estudios sobre las características del entorno que les rodea. Como se vio en la sección anterior, el vapor de agua y el oxígeno son los principales obstáculos atmosféricos, en lo que a gases se refiere. Por otro lado, además de la absorción, la atmósfera terrestre introduce otros fenómenos como dispersión, turbulencia y la refracción anómala.

Como consecuencia de la distribución heterogénea del vapor de agua en la troposfera las OEM's sufren fluctuaciones espaciales y temporales en su paso a través del medio. Se puede definir a la refracción anómala según [11], como *“el aparente desplazamiento de una fuente de radio de su verdadera posición, a causa de la diferencia de fase introducida entre los extremos opuestos de la apertura de recepción (de un telescopio filled-aperture⁴), por la propagación de la señal a través de masas de aire de humedad variante”*, véase la Figura 1.3. Cabe mencionar que aunque el efecto es mostrado para telescopios de una antena, este desfase se presenta también en arreglos de antenas que hacen uso de interferometría para sus observaciones, donde incluso puede ser más dañina por la apertura que el arreglo llega a alcanzar.

⁴ Es el tipo más simple de radiotelescopio en el que la ganancia y resolución están dadas sólo por el tamaño y forma de la única antena receptora [12].

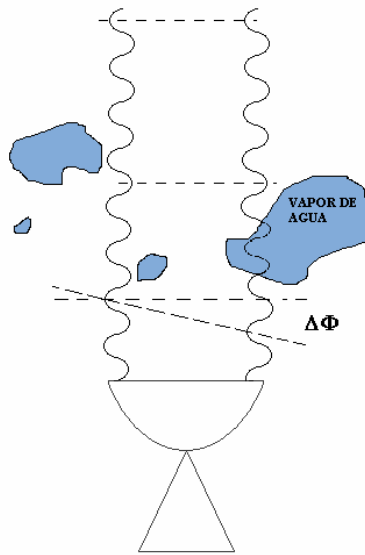


Figura 1.3. Vapor de agua causa desfase a la llegada de la señal a la antena.

1.4. Radiómetros de vapor de agua.

Es imposible deshacerse del vapor de agua, pero se pueden compensar sus efectos, principalmente de dos maneras [5]. La primera es midiendo el desfase directamente. La otra opción es la corrección de fase midiendo la cantidad de vapor en la zona de observación, y deduciendo posteriormente el corrimiento de fase que introduce (capítulo 3 de [5]). Esta técnica incluye los aparatos conocidos como radiómetros o monitores de vapor de agua, que funcionan como detectores y compensadores del retardo sufrido por la humedad de la atmósfera. Su ventaja es que son aparatos independientes que pueden ser adheridos a cualquier telescopio y son independientes de la medición que se esté haciendo, incluso puede haber más de uno operando a diferentes frecuencias.

El funcionamiento de un radiómetro se basa en dos consideraciones principalmente. La primera es el hecho de que cualquier cuerpo que tenga

una temperatura mayor que la del cero absoluto (0 K) radiará parte de la energía que le incida. Por otra parte, la teoría de cuerpo negro de Planck, permite aproximar la medición de la temperatura de un objeto a la cantidad de radiación que éste emite en el rango de las microondas⁵. El aparato calcula el vapor de agua que detecta mediante una ecuación que se basa en la temperatura equivalente de la antena. Este término depende de la temperatura ambiental, ángulo de elevación de la observación, coeficiente de absorción de la atmósfera y frecuencia de trabajo del aparato, entre otros [13].

En la literatura se encuentran ejemplos de radiómetros para vapor de agua en [14-16]. La construcción de estos es similar pero hay diferencias substanciales en cuanto a las antenas que usan como entrada de la señal al sistema. En [14], se utiliza un reflector apuntando una guía de onda, el radiómetro se encuentra en la cabina de enfoque de un telescopio en Effelsberg, Alemania. Por otro lado, [15] utiliza un arreglo de antenas planas alimentadas por una guía de onda, este arreglo es conocido como *box-horn array antenna*. Este arreglo *cuasi-plano*, tiene probada efectividad según sus autores, sin embargo, tiene como desventaja las múltiples transiciones necesarias para interconectar el arreglo al sistema completo, esto se traduce en pérdidas. Finalmente [16] utiliza una corneta alimentada por un espejo rotatorio.

1.5. Importancia del formador de haz en radiómetros. Propuesta.

Un formador de haz es un dispositivo que controla la amplitud y fase de señales electromagnéticas que son radiadas o recibidas por una o varias

⁵ De acuerdo a la aproximación de Rayleigh-Jeans. Consultar referencia [4]

antenas. El más simple formador de haz que existe es un reflector o un conjunto de elementos parásitos que, rodeando en campo cercano a la antena, dirigirán la señal que entra o sale.

Dentro de la gama de formadores de haz, existe una división en dos grandes ramas: los pasivos y los activos, véase la Figura 1.4. Los primeros se definen como superficies cercanas al elemento radiador, y darán forma al haz mediante la creación de patrones de interferencia constructiva y destructiva de la señal. Los activos, por otro lado, modificarán la alimentación de cada antena para crear la interferencia deseada sin moverlas físicamente. Esto último se logra mediante arreglos de acopladores en cuadratura (*quadrature couplers*), movedores de fase (*phase shifters*) y divisores de potencia (*power dividers*), a tales conexiones, generalmente se les conoce como matrices formadoras de haz. Estos elementos permiten manipular la amplitud y fase (comúnmente desfasando 0° , 90° , 180° y 270°) de la señal que pasa a través de ellos.

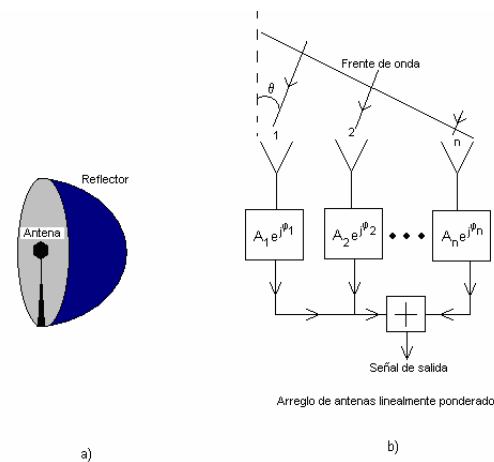


Figura 1.4. Formadores de haz. a) pasivo, b) activo.

Esta tesis describe el diseño e implementación de un novedoso divisor de potencia a 3 dB, el cual es la parte principal de una red formadora de haz que alimentará un arreglo de cuatro antenas planas de banda ancha, mismo que en un futuro formará parte de un radiómetro de vapor de agua centrado a 22 GHz. La propuesta resuelve la problemática de tener un divisor de potencia a 3 dB, de un amplio ancho de banda, bajo costo pero sin componentes de montaje superficial, y que se puede manufacturar con procesos fotolitográficos comerciales.

Capítulo *II*

Radiómetros pasivos de microondas

Este capítulo tiene como objetivo describir brevemente al radiómetro pasivo en el rango de microondas. Sin embargo, se dará una especial atención a la parte de recepción, y específicamente al sistema *Front-end* súper-heterodino, del cual se hablará en la sección 2.3. También se hace énfasis en la importancia del sistema de antenas, que es la primera etapa del receptor. Se discuten definiciones y conceptos importantes para establecer el contexto en el que se desarrolla esta tesis.

2.1. Definición de radiómetro pasivo.

Primeramente, toda la materia con una temperatura mayor a 0° K emite radiación electromagnética. El caso ideal se llama *cuerpo negro*⁶, el cual se define como un material que, estando en equilibrio termodinámico, absorbe toda la radiación que le incide, y como esta energía incrementaría la

⁶ Este concepto fue dado por el físico Max Planck en su teoría cuántica, especialmente en la derivación de la ley de radiación del cuerpo negro [4].

temperatura (haciéndolo salir del estado de equilibrio), la emite en su totalidad. El radiador ideal no existe, sin embargo, los cuerpos absorben, reflejan y emiten cierta cantidad de energía. La radiometría es la medición de dicha radiación electromagnética. Un radiómetro, en términos generales, es un sistema que puede detectar y medir niveles bajos de radiación o emisión de algún cuerpo.

Las técnicas radiométricas se han venido desarrollando desde los años 30's, con el fin de medir energía de origen extraterrestre [4]. A partir de los 60's, la radiometría de microondas se ha establecido como parte importante del sensado remoto ambiental [4]. En ese proceso se acuñó el nombre de *sensado pasivo remoto en microondas* para referirse al mecanismo de obtener datos del medio ambiente, simplemente observando el objeto de estudio (con el sensor y a la frecuencia, indicados) desde tierra o en satélite. En contraste, el denominado sensado activo (por radar), es el proceso en el que cierta radiación es emitida por el aparato de sensado, y lo que se analiza es la señal devuelta por el objeto de estudio.

2.2. Tipos de radiómetros pasivos.

El radiómetro es utilizado comúnmente en astronomía, particularmente radioastronomía, en geofísica y estudio remoto de la atmósfera y en general del planeta. Existen específicamente algunos usos particulares como:

- Aplicaciones oceanográficas: determinación de la velocidad del viento, temperatura, salinidad y hielo en el mar.

- Aplicaciones de superficie terrestre: medición de temperatura de regiones homogéneamente largas, humedad de suelo, profundidad de nieve.
- Corrección atmosférica: temperatura de brillo de gases atmosféricos, estimación de lluvia y nubes.
- Otros: aplicaciones médicas [17], alimentos (estimación de madurez de frutas) [18], detección de objetos bajo suelo [19], entre otros.

Es cierto que algunos radares tienen mejor desempeño que su contraparte pasiva, puesto que no dependen del sol o de las propiedades térmicas del objeto de estudio además de que pueden atravesar nubes y lluvia [4]. Pero su mayor desventaja es la necesidad de la etapa de transmisión para generar la señal de interés, lo cual se refleja en un aumento de componentes para procesamiento y, por lo tanto, mayor consumo de potencia.

Por otro lado, dentro de las características de la detección pasiva de microondas se encuentra que la mayoría se basa en reflectores con antenas de corneta o guía de onda para escanear la información atmosférica [5, 14, 16, 20]. Sin embargo, también se pueden ocupar arreglos de antenas *cuasi-planas* como en el caso de [15]. Dichos trabajos varían su frecuencia de trabajo entre las dos primeras líneas más intensas de emisión de vapor de agua, 22 GHz [14, 15, 16, 20] y 183 GHz [5]. En esta tesis se propone un arreglo de antenas planas de banda ancha para poder adquirir la señal de la primera ventana de absorción.

2.3. *Front-End* en radiómetros pasivos de microondas.

Un radiómetro es, en esencia, un receptor de microondas, generalmente de tipo súper-heterodino. Por este motivo se compone de dos grandes secciones, eléctricamente hablando:

Front-end: parte en la que se detecta, amplifica y filtra la señal en frecuencia de microondas para, posteriormente reducir la frecuencia a una intermedia donde puede ser manipulada más fácilmente. Esto se verá a continuación.

Back-end: es donde la señal, con una frecuencia menor de la que llegó a la antena, es analizada y procesada dependiendo de los fines que se persigan en el receptor.

Receptor súper-heterodino.

Es el circuito para recepción más popular hoy en día [21], véase la Figura 2.1. Éste elige una frecuencia entre la radio frecuencia (*radio frequency, RF*) y banda base, llamada frecuencia intermedia (*intermediate frequency, IF*). El propósito de este proceso es hacer una selectividad más exacta del filtrado necesario, además de mejorar la ganancia usando un amplificador de *IF*. Aunque las variaciones del oscilador local (*local oscillator, LO*) no afectan la *IF*, a frecuencias de microondas es recomendable usar dos etapas de conversión de baja frecuencia, para evitar problemas de estabilidad del *LO* [21].

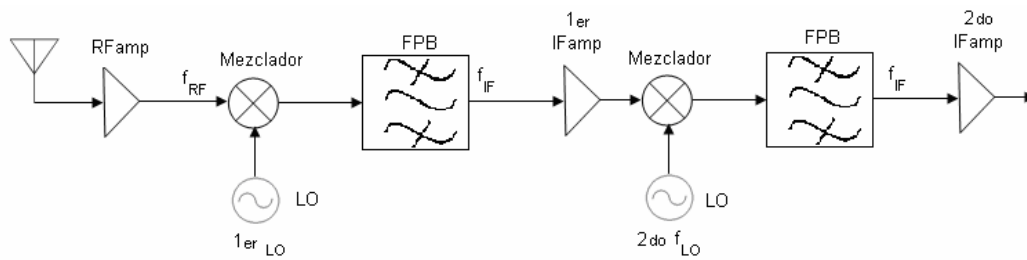


Figura 2.1. *Front-end* de un receptor super-heterodino.

Dos de los requerimientos del diseño de receptores convencionales [21] son aplicables para los de radiometría:

1. Alta ganancia: alrededor de 100 dB, para restaurar la señal entrante. Aunque a nivel de microondas es difícil cumplir este requisito, y por lo general se encuentran dos etapas amplificadoras de bajo ruido con ganancias entre 25 dB y 50 dB cada una, dependiendo del rango de frecuencia en el que trabaje.
2. Selectividad: para recibir la señales deseadas, rechazando las que causan interferencia. Esto depende principalmente de los mezcladores, osciladores y filtros con grandes factores de calidad.

En seguida se describirán con más detalles los componentes que constituyen al *front-end*.

2.3.1 Antenas.

Una antena es un elemento pasivo que convierte energía electromagnética guiada por una línea de transmisión, en una onda plana que se propaga en el espacio, y viceversa. Es comúnmente representada por una resistencia R_r

porque la potencia que le llega es disipada en ella. Si la antena es puesta en la posición donde se esta emitiendo energía, una señal de voltaje aparecerá al otro extremo de ella. Cuando el mecanismo de emisión es térmico, la señal tendrá características de ruido térmico⁷, y su potencia estará dada por:

$$P_N = kT_A\Delta f \quad (2.4)$$

donde:

P_N potencia de ruido [W].

k constante de Boltzman [J/K].

T_A temperatura de la antena [K].

Δf intervalo de frecuencia [Hz].

Tomando en cuenta las características de cuerpo negro, la temperatura del objeto observado será la temperatura de la antena T_A .

Para aplicaciones radiométricas, es de vital importancia el diseño de antenas de bajas pérdidas, pequeños lóbulos laterales y buenas propiedades de polarización [18].

2.3.1.1. Antenas de Corneta.

Es caracterizada por tener un patrón de radiación unidireccional, alta ganancia y pureza de polarización [22]. Son usadas para alimentar reflectores o lentes y sirven como estándar en laboratorios para calibración de otras antenas.

⁷ Es en esencia causado por el movimiento Browniano de los electrones en una resistencia, también se le llama Nyquist o Johnson [3].

Las cornetas se derivan de las guías de onda rectangular y circular. De hecho, son alimentadas por éstas, dependiendo de la forma física de la antena, ver la Figura 2.2. Dependiendo la corneta, es el tipo de modo dominante que se propagará a través de ella, por ejemplo, para las rectangulares el modo es el TE_{10} , que es el propio de la guía de onda de esta forma. Modos de orden mayor se presentan en la unión entre la guía y el comienzo del ensanchamiento. La máxima directividad y un más eficiente patrón de radiación se obtienen variando las dimensiones de largo y el ángulo de ensanche de la antena.

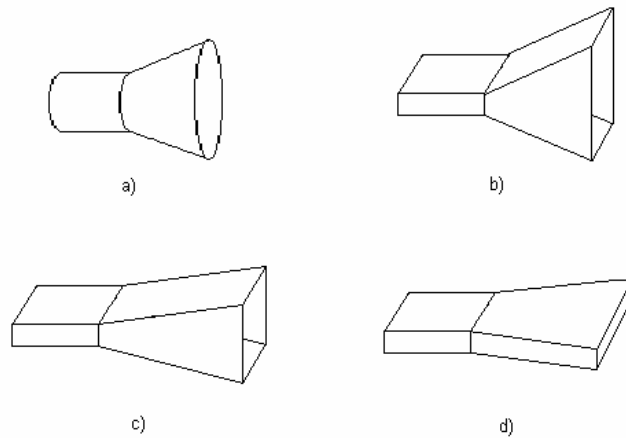


Figura 2.2. Tipos de cornetas. a) cónica, b) plano E, c) plano H, d) piramidal.

Cabe mencionar que existen cornetas *corrugadas*, las cuales proveen bajos niveles de polarización cruzada y difracción de filo, además de patrones de radiación más simétricos. Son las antenas más usadas en radiometría [5] y radio astronomía, y esto es porque su eficiencia aumenta hasta un 75-80% sobre las convencionales que presentan un 50-60% [23].

2.3.1.2. Antenas planas.

Las antenas planas existen en una gran variedad de formas, a saber: rectangular (parches), circulares, de moño, triangulares y las de apertura

ensanchada. Sus aplicaciones van desde radar, GPS, comunicaciones móviles, hasta las médicas y aeronáuticas. Aunque las de forma más popular son las de microcinta (parches), recientes estudios acerca de diferentes tipos de antenas planas se pueden encontrar en [24].

Las antenas planas ofrecen ventajas como fácil diseño, simulación y manufactura, poco espacio ocupado en algún dispositivo además, son compatibles con circuitos integrados de microondas, trabajan a distintas frecuencias y diferentes polarizaciones, sin contar con su bajo costo. Sin embargo, no es posible obtener tan altas ganancias debido a su baja eficiencia, pobre pureza de polarización y limitado manejo de potencia.

Una de las antenas planas más comúnmente usadas en radiometría y radioastronomía es la Vivaldi (versión plana de la corneta) [24-27], y esto es debido, aparte de las ventajas mencionadas en el párrafo anterior, al gran ancho de banda en el que se trabajan. Este tema se desarrollará más a fondo en el capítulo siguiente.

2.3.1.3. Arreglos de antenas.

A pesar de un buen desempeño, cualquier antena y sobre todo las planas, necesitan de mayor ganancia, cuando señales débiles como las extraterrestres y de la atmósfera se encuentran en estudio. El principal objetivo de los arreglos de antenas es conseguir una mayor directividad del patrón de radiación, en cierta orientación. Usualmente un arreglo consiste en varios elementos de un mismo tipo conectados entre sí para crear interferencias constructivas y destructivas, dependiendo de la posición y distancia a la que se colocan. Esto se efectúa cuando se requiere un actuar

de las antenas uniforme. Sin embargo, cabe señalar que existen arreglos con amplitudes, pero sobre todo fases ponderadas, donde cada elemento radiador puede tener una distinto desfase, con el objetivo de dirigir el haz [28-30]. Este punto es de una gran importancia para el desarrollo de la tesis, ya que el capítulo siguiente se concentrará en este conjunto de elementos modificadores de la señal, llamados, divisores de potencia, los cuales constituyen el formador de haz.

2.3.2. Amplificador de bajo ruido (*low noise amplifier*, LNA).

El siguiente dispositivo del *Front-end* es el LNA. Además de la estabilidad y ganancia, otro importante parámetro debe ser considerado cuando un amplificador trabaja en niveles de microondas es la figura de ruido. Ésta se define como la degradación de la relación señal a ruido de entrada contra la misma relación a la salida de un dispositivo o sistema [21]:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.5)$$

S_i potencia de señal a la entrada.

N_i potencia de ruido a la entrada.

S_o potencia de señal a la salida.

N_o potencia de ruido a la salida.

*Nota: todas las unidades están en [W].

La importancia radica en que la primera etapa del sistema receptor usualmente tiene un efecto dominante en el desempeño total del sistema.

Generalmente no es posible obtener ganancia máxima y mínima figura de ruido, pero debe haber un compromiso entre ellos.

Los amplificadores basados en transistores usados hoy en día alcanzan frecuencias de hasta 100 GHz, y están hechos de materiales que van desde el silicio, germanio, hasta el arseniuro de galio. Transistores de hetero-unión (HBT) y transistores de electrones alta de movilidad (HEMT), son los más populares.

2.3.3. Mezclador (*Mixer*).

Continuando con el camino de la señal recibida se encuentra el mezclador. Es un dispositivo de tres puertos que usa un elemento no lineal, o variante en el tiempo para alcanzar la conversión de frecuencia. Su funcionamiento se basa en la capacidad de algunos dispositivos no lineales como el diodo o el transistor para generar armónicos y junto con un adecuado filtrado, se puede obtener la frecuencia deseada a la salida.

El mezclador, a grandes rasgos, es usado para obtener a su salida la suma y diferencia de dos señales que se le inyectan: la de un oscilador local (LO) y, en el caso de recepción, la entregada por la antena (señal de RF o microondas). Esto se ilustra en la Figura 2.3.

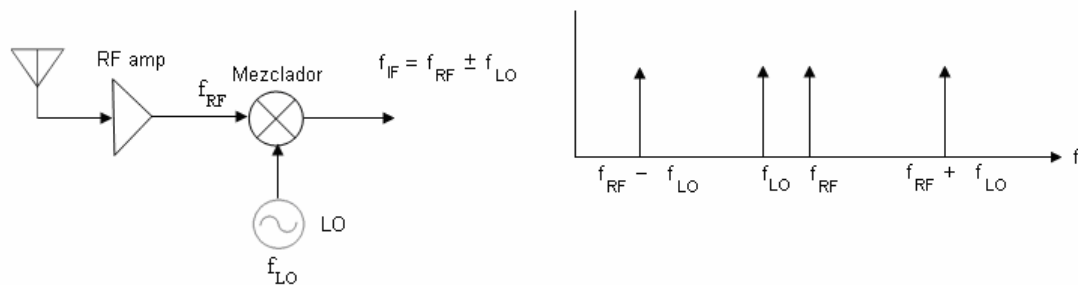


Figura 2.3. Mezclador de recepción.

Para explicar el proceso de mezclado en la recepción se considera a la señal de RF o de entrada, como una sinusoidal de la forma:

$$v_{RF}(t) = \cos 2\pi f_{RF} t \quad (2.6)$$

Y en la otra entrada, una señal similar pero del oscilador; entonces la salida del mezclador será:

$$\begin{aligned} v_{IF} &= K v_{RF}(t) v_{LO}(t) = K \cos 2\pi f_{RF} t \cos 2\pi f_{LO} t \\ &= \frac{K}{2} [\cos 2\pi (f_{RF} - f_{LO}) t + \cos 2\pi (f_{RF} + f_{LO}) t] \end{aligned} \quad (2.7)$$

Por lo general se desea la diferencia de frecuencias, porque está alejada de la señal de RF y es más fácil hacer un buen filtro pasabajas, que un pasabanda de alta selectividad [21].

En la explicación previa, se vio este proceso de modo ideal, ya que en realidad se presentan muchas componentes a diferentes frecuencias a la salida, pero esto se subsana con un filtrado eficiente. Existen, claro, consideraciones como pérdidas por conversión, figura de ruido, distorsión por intermodulación y aislamiento entre las entradas de RF y LO , que se deben tomar en cuenta para la elección de un buen elemento mezclador en un sistema de recepción. En la actualidad los mezcladores en rango de microondas tienen como la parte más importante a los diodos Gunn y transistores de efecto de campo (FET).

2.3.4. Oscilador local (*local oscillator LO*).

Es en esencia, un circuito no lineal que transforma potencia de corriente directa a una equivalente forma de onda de corriente alterna. Su salida es de

forma sinusoidal, ya que esto minimiza armónicos no deseados y ruido en bandas laterales [21].

Lo que se espera de un oscilador es que se comporte como una fuente controlada y precisa de señal a una frecuencia específica. La concepción básica de este fenómeno se basa en la retroalimentación lineal de un amplificador, Figura 2.4.

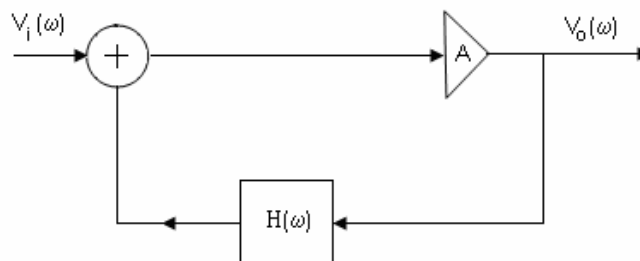


Figura 2.4. Diagrama a bloques de un oscilador basado en un amplificador.

El voltaje de salida V_o , pasa a través de la red de retroalimentación con una función de transferencia dependiente de la frecuencia $H(\omega)$, y es añadido al voltaje de entrada V_i , entonces la respuesta a la salida es:

$$V_o(\omega) = AV_i(\omega) + H(\omega)AV_o(\omega) \quad (2.8)$$

Y en términos de voltaje de entrada:

$$V_o(\omega) = \frac{A}{1 - AH(\omega)} V_i(\omega) \quad (2.9)$$

Si el denominador de la ecuación 2.9 se vuelve cero en una frecuencia en particular, es entonces posible tener una respuesta diferente a cero, para un voltaje de entrada cero. Esto se conoce como el *criterio de Nyquist* o *criterio de Barkhausen*.

El diseño de osciladores de microondas incluye diferentes técnicas de las usadas para RF. Como requerimientos de diseño es más usual usar los parámetros S, por la imposibilidad de tener datos basados en voltajes y corrientes. Los osciladores más comunes para este rango de frecuencias son los que incluyen resistencias negativas, osciladores FET y osciladores dieléctricos [21].

En este capítulo se ha revisado la definición del radiómetro de vapor de agua que es en esencia un receptor de microondas. Se presentaron las partes principales del *Front-end* del receptor, haciendo énfasis en la entrada al sistema que es una antena o un arreglo de éstas. Todo lo anterior servirá para la contextualización del Capítulo III donde se tratarán con más detalle la red alimentadora de un arreglo de antenas Vivaldi construida con un divisor nuevo, que formará parte de un radiómetro de vapor de agua para el GTM.

Capítulo *III*

Arreglo de antenas y formador de haz

El desarrollo del proyecto de tesis junto con la aplicación a un arreglo de cuatro antenas Vivaldi se verá en este capítulo. Empezará con la explicación e introducción teórica de la antena Vivaldi, para después enfocarse a la propuesta del acoplador de rama *Branch-line*, detallando el diseño, simulación y optimización del mismo. Posteriormente, se tratará la elaboración del formador de haz y, finalmente se verá la aplicación a los arreglos de dos y cuatro antenas Vivaldi.

3.1. Antena Vivaldi Antípoda (AVA).

La antena Vivaldi pertenece al grupo de las antenas de ranura afilada exponencial (en inglés: *exponentially tapered slot antenna, ETSA*), y es generalmente de un amplio ancho de banda (en inglés: *bandwidth, BW*). Este dispositivo fue creado por Gibson [31] a finales de la década de los 70's. Son consideradas como antenas de tipo de patrón de radiación axial (*endfire*), de

onda viajera. La Vivaldi antípoda, (véase Figura 3.1), fue sugerida por Gazit en [32], es alimentada por una microcinta pasando por una transición *stripline*, hasta la apertura de radiación.

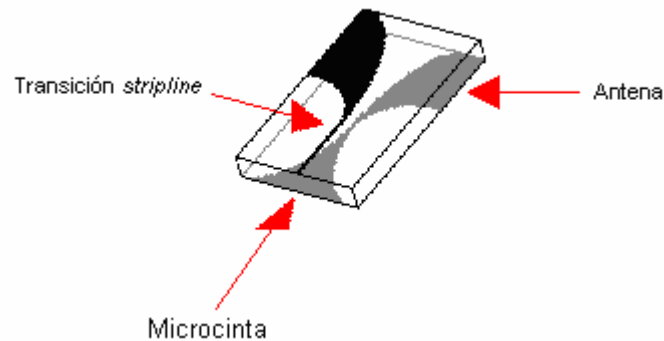


Figura 3.1. Antena Vivaldi Antípoda.

3.1.1. Introducción teórica.

Esta antena es miembro de las llamadas antenas *aperíodicas*⁸, gradualmente curvadas y continuamente escaladas [31]. Idealmente su *BW* es infinito pero en realidad, es dependiente de tres cosas: la transición de la alimentación, su dimensión y la forma [32].

Alimentación: la microcinta.

La microcinta, (ver Figura 3.2), es una línea de transmisión desbalanceada⁹. Consta de dos placas de metal separadas por un substrato dieléctrico, una placa se considera como plano “infinito” de tierra, mientras que la otra tiene un ancho (w) que se define a partir de tres elementos: el espesor y la

⁸ Se les llama también así a las antenas no-resonantes.

⁹ Un plano de señal y otro de tierra.

permitividad relativa del substrato (h y ϵ_r , respectivamente) y la impedancia característica de la línea Z_0 .

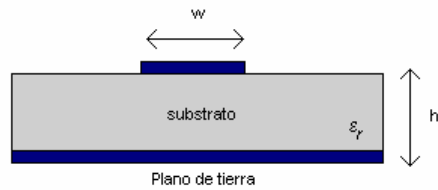


Figura 3.2. Microcinta.

A partir de dos parámetros, se puede deducir fácilmente el otro mediante las ecuaciones de [21]:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \quad (3.1)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \text{para } w/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.444) \right]} & \text{para } w/h \geq 1 \end{cases} \quad (3.2)$$

donde:

- ϵ_r permitividad relativa del substrato.
- ϵ_e permitividad efectiva.
- Z_0 impedancia característica de la línea.
- w ancho de la microcinta.
- h alto del substrato.

Pero si lo que se busca es la relación w/h , teniendo Z_0 y ϵ_r , se usan las ecuaciones 3.3 a 3.5 de [21]:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } w/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(2B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } w/h > 2 \end{cases} \quad (3.3)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.4)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.5)$$

Generalmente, la permitividad y espesor del substrato son parámetros conocidos, porque son proporcionados por el fabricante.

Como el diseño de la antena considera un acoplamiento con impedancia característica de 50Ω , la microcinta se diseñó tomando en cuenta esta restricción.

Transición a *stripline*.

La transición es un acoplamiento de impedancia de la microcinta desbalanceada con una balanceada, llamada *stripline*, para esto se requiere de un *balun*¹⁰ que preferentemente no sea dependiente de la frecuencia. En el caso de la AVA, esto se hace cuando se curva el plano de tierra de la microcinta, hasta alcanzar el mismo ancho que el del plano de señal, véase la Figura 3.3. El nivel de curvatura se ha desarrollado empíricamente y no se

¹⁰ Dispositivo utilizado para conectar una línea de transmisión balanceada con una desbalanceada.

tiene una metodología específica; sin embargo, se puede sugerir al lector consultar la sección 3 de la referencia [33].

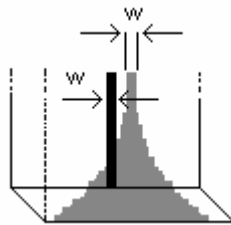


Figura 3.3 Transición microcinta-*stripline*.

Radiación: Vivaldi.

Existen básicamente dos mecanismos de radiación para las antenas de ranura afilada: resonancia y de onda viajera [35]. En las primeras, una corriente viaja a lo largo del conductor y por reflexión regresa, ambas se suman (monopolos y dipolos, entre otros) y entonces comienza a radiar. Por otro lado, la radiación de onda viajera no tiene terminación en circuito abierto. La señal que viaja por la antena tiene terminación acoplada en una carga, por lo tanto, no hay reflexiones y continúa su camino en una sola dirección. En el caso de la antena Vivaldi aunque la carga no está presente físicamente, la resistencia que se crea como producto del ensanchamiento de la ranura dieléctrica reduce la onda que viaja en sentido contrario de la propagación axial.

Por dirección axial o *endfire* debemos entender que la radiación se emitirá a 0° ó 180° con respecto al elemento radiador. La comparación es muy simple de visualizar cuando ponemos una antena de microcinta (la cual radia perpendicularmente a su posición), al lado de una Vivaldi, véase la Figura 3.4.

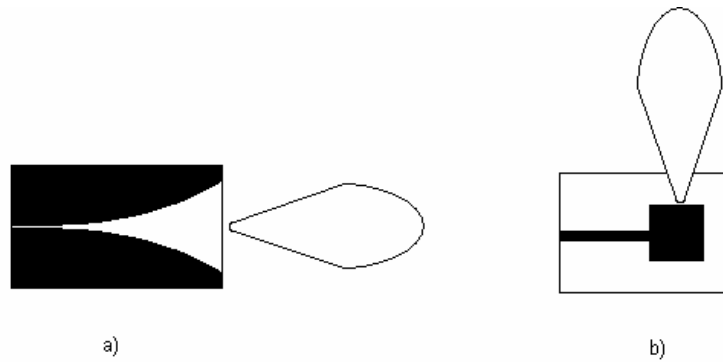


Figura 3.4. Radiación de antena: a) *endfire* (Vivaldi), b) *broadside* (microcinta).

El nombre del mecanismo de propagación en el sustrato de este tipo de antenas se llama de “ondas superficiales” [35] (*surface waves*), el cual describe una onda viajera que se propaga a través de algún dieléctrico a una velocidad constante menor a la de la luz. Como se mencionó que la apertura está acoplada con el medio, la onda que llega al final de la apertura genera un haz en dirección 0° . Aunque este tipo de propagación provoca pérdida en el dieléctrico, dicha característica hace que la antena tenga un patrón de radiación relativamente simétrico en planos E y H, dependiendo de la apertura, lo que ayuda en usos como polarización cruzada [34].

Como se mencionó anteriormente, la Vivaldi es una antena de forma exponencial. Esta idea que surgió de Gibson [31], da como resultado una onda que viaja, de un conductor a otro a través del dieléctrico, hasta que, alcanzando una apertura de $\lambda_0/2$, la estructura comienza a radiar la energía. La ecuación para la apertura es:

$$y = \pm Ae^{px} \quad (3.6)$$

Donde y representa la coordenada a partir del centro de la antena, x es la variable de longitud, A es una constante que se relaciona con la separación entre placas conductoras y p es el factor de magnificación que determinará dos cosas: la velocidad con que la apertura crecerá y el ancho del haz. Todo

lo anterior es mejor explicado en la Figura 3.5, la cual es tomada del artículo donde se reportó este dispositivo.

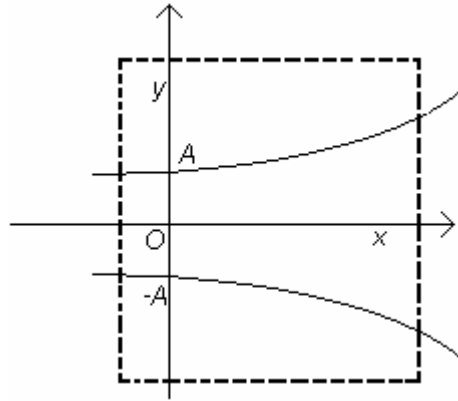


Figura 3.5. Representación matemática de la figura de la Vivaldi.

Es importante mencionar que no existe una metodología detallada para el diseño de esta estructura. Sin embargo, existen consideraciones generales que describen a grandes rasgos su comportamiento, entre ellas las siguientes:

- La ganancia y directividad son dependientes de la longitud de la antena.
- A frecuencias donde la apertura de la antena es mayor a $2\lambda_0$ (longitud de onda en el espacio libre), el ancho del haz en el plano E permanece casi constante.
- A frecuencias donde la apertura es mayor a $4\lambda_0$, el ancho del haz en el plano H permanece casi constante.
- El ancho del haz crece conforme decrece el radio de curvatura, para el plano E, mientras que lo opuesto ocurre en el plano H.

Los resultados más difundidos para esta antena, son los experimentales. Si bien es cierto que se han hecho estudios numéricos y analíticos [36-38], se recomienda para un estudio más complejo de la antena Vivaldi (no antípoda), leer la referencia [39].

3.1.2. Estado del arte.

Las características de la antena Vivaldi hacen de ella un dispositivo muy popular para radiar o recibir señales en un amplio BW, es de fácil manufactura y bajo costo, aunque con moderada ganancia. A continuación se describen las más recientes modificaciones hechas al dispositivo y algunas de las aplicaciones más novedosas que en la literatura se pueden encontrar.

Modificaciones recientes al dispositivo.

Desde sus inicios, ha tenido muy pocos cambios en cuanto a estructura, la mayor parte de modificaciones se han debido a la forma de alimentación, y es entonces cuando aparece la antena Vivaldi antípoda [32]. A partir de ésta, se pueden mencionar la *AVA balanceada* de Langley [40], la cual consigue mejor respuesta de polarización cruzada, en el parámetro S de retorno que sus similares, a saber: antípoda y con alimentación de *slotline*. Sin embargo, es más difícil de manufacturar por el hecho de tener una cara con la forma de alguna de las antípodas en medio del sustrato.

Continuando con las modificaciones estructurales, podemos citar a García [41], con una variante de la AVA, haciéndola en forma de “palmera”, pero logrando una, casi imperceptible, mejora en su respuesta de pérdida por retorno, comparada con una original.

Otros autores como Abbosh en [42], dan la opción de elegir formas más comunes y fáciles de maquinar como son las elipses, en lugar de la forma exponencial pura de la Vivaldi de Gibson. En el artículo no se hace comparación con alguna otra antena, pero se muestran la pérdida por retorno

(menor a -10 dB en todo el BW de 3 a 11 GHz), una ganancia pico de 10.2 dBi, y figuras de los patrones de radiación a dos diferentes frecuencias, 3 y 6 GHz.

Aplicaciones.

Las AVA tienen gran aplicación en dispositivos radioastronómicos [25, 27, 43], sin embargo, para ejemplificar su diverso campo de aplicación, los estudios que se describen a continuación no pertenecen a este campo.

Una de las aplicaciones más recientemente reportadas en la literatura trata sobre el uso de una AVA para formar un arreglo de 8 elementos [44]. Estos son alimentados por un lente de microondas llamado Rotman [45]. El uso de este arreglo es el de probar un sistema de separación de señal en un sistema multi-haz. La AVA usada tiene una respuesta de pérdida por retorno por debajo de -10 dB en un BW de aproximadamente de 6 a 20 GHz.

Otro ejemplo es el que corresponde a [33], donde se describe una alternativa interesante a la radiación con rayos X's. La aplicación es acerca de un detector de tumores en senos femeninos. El tejido humano es transparente a la radiación en microondas, pero los tumores malignos contienen más sangre y agua, lo cual provoca dispersión cuando se le incide energía a estas frecuencias [33].

Por último, el ejemplo menos reciente de los citados es el que aparece en [46]. Su autor, Guangyou, destaca el diseño de una AVA, para aplicaciones de radar de penetración de suelo (*ground penetrating radar: GPR*), para detección de minas terrestres. Obtienen un mejor resultado para la AVA

convencional, que para una AVA sin *balun*, es decir alimentada desde un principio por líneas paralelas: *stripline*.

3.1.3. Diseño y simulación.

De acuerdo a lo discutido en la sección 3.1.1, no se tiene una metodología definida para el diseño de la AVA. Lo que se puede leer en la mayor parte la literatura son recomendaciones y resultados experimentales [25, 27], [31-44] y [46-47]. Dados estos inconvenientes se decidió buscar una antena probada, que tomara en cuenta la frecuencia de emisión de la primera línea de vapor de agua en la troposfera: 22 GHz.

Dos aspectos fueron ponderados para la elección de la antena a implementar:

- Los resultados de pérdida por retorno, debajo de -10dB en el BW de interés.
- El artículo que mejor describiera la geometría de la antena.

El trabajo realizado por Kim en [47], muestra una satisfactoria respuesta de pérdida por retorno en un *BW* de 130% (8GHz a 40 GHz), y además define las dimensiones de la antena, incluido el material. Todo esto se encuentra en la Tabla 3.1. Sin embargo, se utilizaron las ecuaciones (3.1) y de la (3.3) a (3.5) para definir el ancho (*w*) de la microcinta con una impedancia característica de 50 Ω , este dato también se ilustra en la tabla.

Tabla 3.1 Dimensiones de la AVA a implementar.

Parámetros de diseño.	Medida (in-mm)
Largo de la antena (sin alimentación) [l]	1.7 - 43.18
Terminación ancho de conductor (d)	0.2 – 5.08
Ancho final de ranura (A)	0.6 – 15.24
Radio de transición (r)	0.474 – 12.03
Ancho de microcinta (w)	0.0468 - 1.19
Espesor del sustrato (h)	0.015 – 0.381

Las dimensiones antes descritas se relacionan directamente con la Figura 3.6 que se muestra a continuación. Cabe mencionar que el material que se usó como sustrato fue el RT/duroid 5880® con una permitividad relativa (ϵ_r) de 2.2.

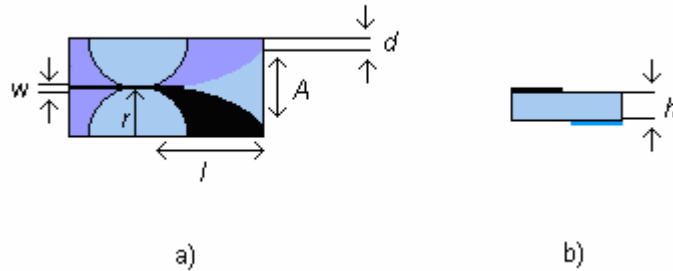


Figura 3.6. Dimensiones del diseño de la AVA de Kim. a) vista superior, b) vista transversal.

Con todas las consideraciones anteriores, se efectuó la simulación con el programa de simulación de onda completa [48]. La Figura 3.7, representa la antena que se simuló, y la Figura 3.8, la gráfica que resultó para el parámetro de pérdida por retorno S_{11} , donde podemos observar que la respuesta está por debajo de -7.5 dB para un BW de 145% (de 8 a 40 GHz), a una frecuencia central de 22 GHz.

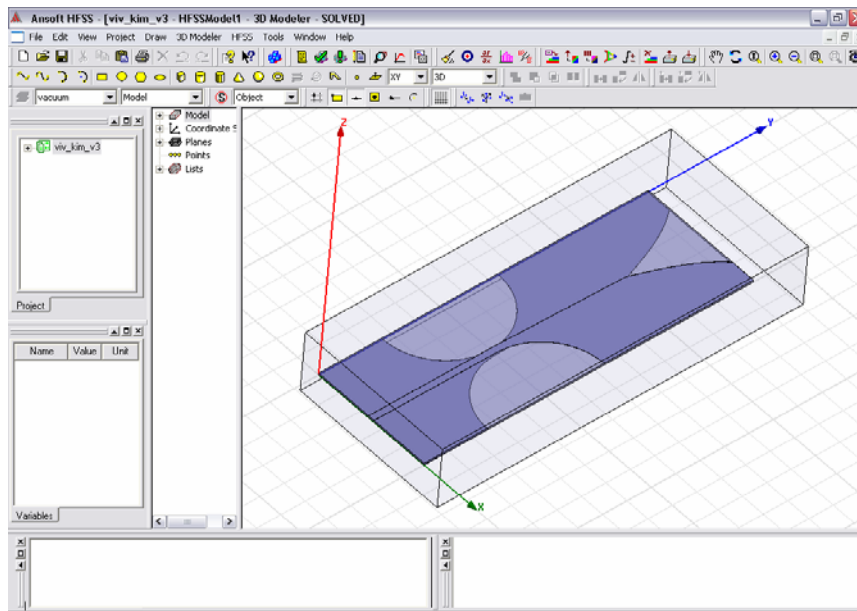


Figura 3.7. Modelo del simulador de onda completa.

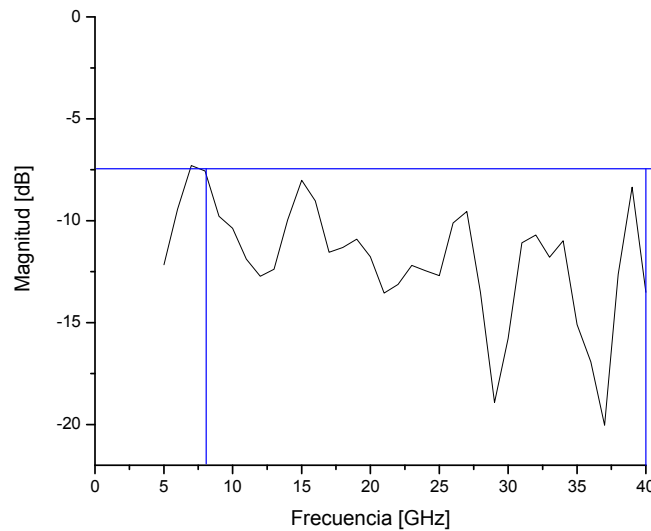


Figura 3.8. Pérdida por retorno de la AVA simulada.

También se muestran los resultados simulados de los patrones de radiación en la Figura 3.9. Los lóbulos principales a -3 dB son de 49° y 72° para el plano E y H, respectivamente. Y gracias a esta herramienta, se presenta el

lóbulo de radiación tridimensional, donde resulta una ganancia de 9.2 dB, véase la Figura 3.10.

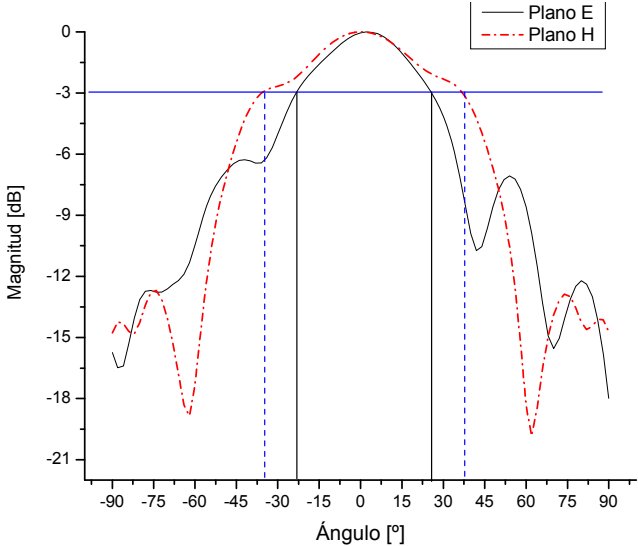


Figura 3.9. Patrones de radiación simulados a 22 GHz.

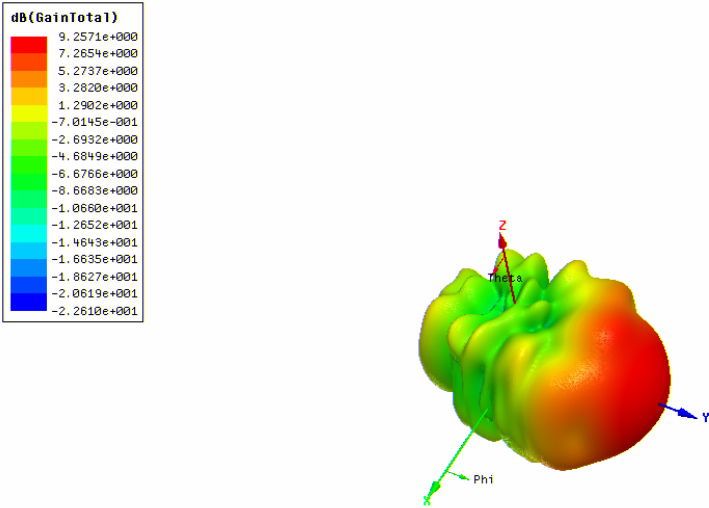


Figura 3.10. Patrón de radiación tridimensional simulado a 22 GHz.

3.2. Introducción teórica de los alimentadores de arreglos de antenas.

Existen dos grandes divisiones para clasificar a los alimentadores de arreglos de antenas: serie y paralelo, Figura 3.11. A su vez, para cada uno de ellos hay una subdivisión de dos clases: resonantes o de onda viajera. A continuación se explicarán brevemente.

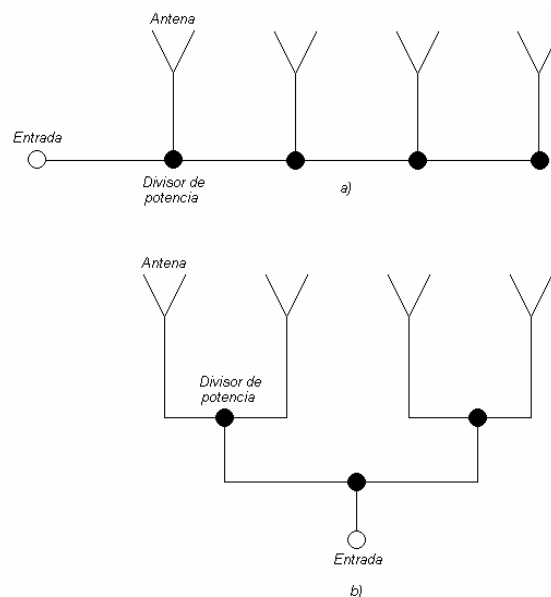


Figura 3.11. Diagrama de alimentadores. a) serie, b) paralelo.

Alimentadores en serie.

Son aquellos que, como su nombre lo indica, alimentan a cada elemento del arreglo uno por uno. Entre ellos, los más comunes son los hechos de guía de onda. En la Figura 3.12, se muestra la geometría del alimentador de serpentina [49], es de onda viajera porque, como se puede observar, el final de la guía está acoplado a una carga. Con estas configuraciones se pueden

alimentar arreglos de antenas de microcinta por ejemplo, pero en [49] se comenta que no ofrecen buen control en la excitación del mismo.

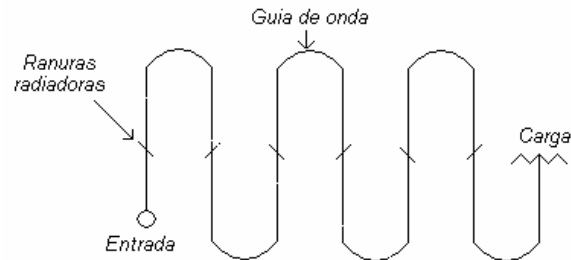


Figura 3.12. Geometría del alimentador serie de guía de onda de serpentina.

La gran desventaja de este tipo de arreglos es que, como están colocados a cierta distancia para lograr el desfase requerido entre elementos (más específicamente el caso de las ranuras de la guía de onda), cuando se varía la frecuencia, el desempeño del alimentador es alterado notoriamente causando distorsión y desacoplamiento de impedancias [49].

Alimentadores en paralelo (*Corporate Feeds*).

La Figura 3.11b, ilustra claramente el concepto de arreglo en paralelo, es un diagrama en el que dependiendo el número de elementos, se va extendiendo por niveles. Estos arreglos son generalmente binarios, aunque existen de 3 o hasta de 5 vías.

Desfasadores.

Una de las más demandadas aplicaciones para estas redes de alimentación son la de dirigir un haz. Para esto, se colocan desfasadores antes de cada antena, tales dispositivos hacen que el arreglo tenga ventajas de estar en alguna configuración de las dos mencionadas arriba:

Cuando están en serie:

Tienen la ventaja de que cada desfasador maneja la potencia equivalente a $1/N$ (donde N es el número total de elementos radiadores), y la ruta de cada elemento tiene solamente la pérdida del desfasador.

Cuando están en paralelo:

Todos los desfasadores tienen la misma cantidad de desfase. Sin embargo, la mayor desventaja es que el primer desfasador debe manejar casi por completo toda la potencia del arreglo.

Se han combinado estas dos maneras de interconexión para crear redes como la que se reporta en [50], la cual interconecta arreglos de antenas de microcinta en configuración serie-paralelo, para obtener alta eficiencia y evitar variaciones de dirección en el apuntamiento del haz.

Estas redes están compuestas de dos dispositivos principalmente: antenas y divisores de potencia. Estos últimos son esenciales para el comportamiento del sistema dentro del ancho de banda de trabajo, ya que son la etapa que une las antenas con el resto del equipo. En seguida se verá el estado del arte de estos dispositivos y, posteriormente la inclusión del novedoso acoplador propuesto.

3.2.1. Estado del arte de los acopladores o divisores de potencia.

Como se mencionó anteriormente, los acopladores o divisores de potencia, se han convertido en una de las partes más importantes que conforman las redes de alimentación de los arreglos de antenas. A continuación se describen brevemente los acopladores más recientes que se pueden encontrar en la literatura.

Un divisor muy común es el de *unión-t* [21]. En este sentido, algunas publicaciones como [51-52] hacen uso de estos para formar una red paralela alimentadora. En [51], el arreglo se hace con fines demostrativos para una técnica de cálculo, con redes neuronales, de voltajes y desfases necesarios para formar distintos patrones de radiación, se diseñó a 10.1 GHz y un espaciamiento entre elementos de 0.55λ . Los resultados expuestos son los de distintos desplazamientos en ángulo. Por otro lado, en [52], la red alimenta 8 antenas de dipolos pentagonales antípodos. Lo que se prueba en este caso es la variación de ancho del haz, mediante tres diferentes aperturas de un reflector de esquina. Aquí reportan una pérdida por retorno menor a -10dB para un *BW* de 11% para los tres tipos de reflectores.

Dos innovaciones a los divisores de *unión-t*, pueden ser halladas en [53-54]. Abbosh, quien es el primer autor en ambos, nos muestra una variación multicapa de éstos. En ambos, el *BW* reportado es de 100% centrados a una frecuencia de 7 GHz, sin embargo esta medición se hace por debajo de los -8dB, además de que la elaboración y la manera de excitarlos son muy

complejas, sobre todo en el caso de [54], ya que la alimentación es separando los campos E y H. No muestran aplicación.

Como los divisores *unión-t* tienen la característica de un bajo acoplamiento en sus puertos [21], aparecen los divisores “*Wilkinson*”, que, con un elemento resistivo entre las dos ramas, véase la Figura 3.13, disipa las reflexiones y produce un mejor desempeño. En esta categoría tenemos el trabajo reportado por [55], donde buscaron eliminar el tercer armónico para evitar una interferencia significativa con otros componentes adyacentes, y así, eliminar una etapa de filtrado. El objetivo es cumplido, y su *BW* es de 100%, centrado a una frecuencia de 1.8 GHz.

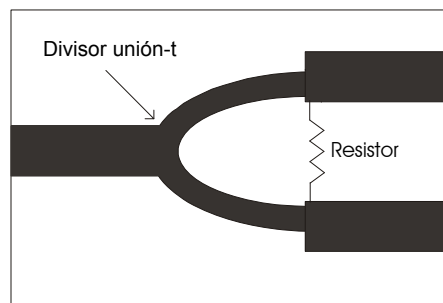


Figura 3.13. Divisor de potencia Wilkinson.

El acoplador de Lange [56], también surge como una opción para divisores de amplio ancho de banda. Su principal desventaja es que necesita alambres para interconectar los segmentos de microcinta, y esto los hace más complicados de implementar. En uno de los más modernos diseños, se puede citar a [57], que con un acoplador coplanar, en lugar de alambres cruzados, ocupan una interconexión por medio de agujeros en el substrato (en ese caso, FR4), véase la Figura 3.13. Obteniendo un *BW* de 41% con una pérdida por retorno menor a -10dB, centrado a 2.4 GHz.

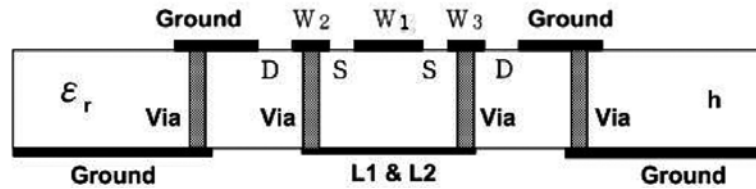


Figura 3.14. Vista de la sección transversal del acoplador Lange. (Tomada de [57]).

Por último, dentro de los acopladores *branch-line* [58], podemos destacar tres trabajos [59-61], los primeros dos describen técnicas de mejoramiento en el desempeño y el otro es una aplicación de un divisor.

En [59], Tang *et al*, describen como la modificación con ranuras en el plano de tierra hace que puedan llegar a obtener microcintas con impedancias de hasta 231Ω (con un ancho de 0.4mm). Lo cual se ve reflejado en un adecuado acoplamiento que permite un BW reportado de 43%, centrado a 2.4 GHz y $\pm 1^\circ$ de desbalance en la cuadratura de fase.

Por otro lado, en [60] se describe un acoplador en la banda G, centrado a 180 GHz y con un BW de 50%, la mayor aportación de este trabajo es el hecho de que usa un *stub*¹¹ en cada uno de los puertos para ayudar a un mejor acoplamiento, de acuerdo a lo que explica Riblet en [62].

Finalmente, en [61] el divisor *branch-line* es usado como un circuito aislador de la señal transmitida y recibida en un radar de efecto Doppler, centrado a 5.8 GHz para analizar la frecuencia de respiración y latido del corazón de un humano. El acoplador da un aislamiento de -30 dB entre las señales de interés.

¹¹ Segmento de microcinta que tienen conectado al menos un extremo.

3.3. Divisor *branch-line* a 3 dB novedoso.

El diseño de un acoplador *branch-line* en tecnología plana, amplio ancho de banda y sin componentes de montaje superficial surge de la necesidad de formar una red alimentadora de elementos de radiación, tipo Vivaldi, que fuera competitivo con sus similares más recientes y sobre todo, que abarcara el respectivo ancho de banda de la primera ventana de atenuación por vapor atmosférico, que está alrededor de 22 GHz.

Existen varias innovaciones que hacen de este acoplador, de tipo *branch-line*, un dispositivo novedoso. Primeramente, a diferencia de los descritos en la sección anterior, este acoplador no requiere elementos de montaje superficial. Esto es gracias a que se modificó la estructura original de dos acopladores *branch-line* de 8.3 dB, con redes de mejora de acoplamiento en cada puerto. El fin es eliminar las reflexiones, que en diseños anteriores se disipaban en el resistor conectado en el puerto de aislado [21], elemento ahora innecesario. Dicha modificación redonda, sobre todo, en una menor complejidad de manufactura y, a su vez, menores pérdidas por inserción al no usar componentes externos soldados al circuito. Tampoco requiere unir partes distantes del circuito con alambres o vías (sobre o a través del substrato, respectivamente), como en el caso de los acopladores *Lange*. Otra ventaja es el acoplamiento a 50Ω de los tres puertos utilizables, a diferencia de los de *unión-t*. La estructura es manufacturada bidimensionalmente, es decir, está confinada en un solo plano. El substrato no tiene la necesidad de ser modificado de ninguna manera. Y por último, es de gran ancho de banda: 38%.

A continuación se destaca la dificultad de manufacturar acopladores a frecuencias altas.

3.3.1. Dificultad de manufactura.

Una de las dificultades más marcadas es el hecho de que todos los divisores de potencia disponibles, a excepción de los de *unión-t* (de ahí su mal acoplamiento en sus puertos [21]), utilizan componentes o alambres de unión para obtener la respuesta deseada. Además de que el proceso de fabricación de los divisores tiene muchas variantes, el hecho de incorporar elementos de montaje superficial o, como en el caso de [57] alterar el sustrato adhiere más posibles discrepancias en la respuesta final del circuito implementado, sobre todo cuando la intervención humana está presente en, prácticamente, todo el desarrollo del proceso.

3.3.1.1. Carencia de componentes de altas frecuencias comerciales.

Dentro de las limitaciones de implementar diseños de este tipo, el hallar componentes resistivos que funcionen a frecuencias altas es una de las más importantes. Se pueden encontrar distribuidores de resistores de montaje superficial de película delgada, en Internet, por ejemplo: [63-65]. Sin embargo, como se puede observar en las fechas de las publicaciones de sus productos en Internet, este dispositivo está aún en ciernes y no se conocen efectos parásitos que puedan introducir, además son muy costosos.

3.3.1.2. No linealidad de componentes en altas frecuencias.

Otro factor que afecta la elaboración de este tipo de acopladores es la variación de los componentes resistivos reales con respecto a la frecuencia, que es por lo general no-lineal. Esto es fácil de observar en la Figura 3.15,

donde se representa la respuesta de un resistor de montaje superficial que opera hasta 40 GHz. Como se puede ver, además de la no-linealidad que existe, la pérdida por retorno va en aumento hasta rebasar los -15 dB.

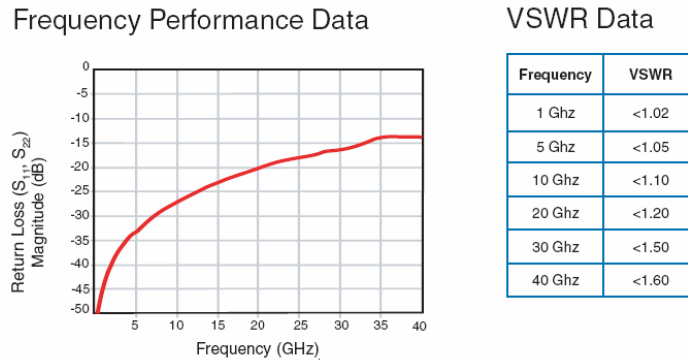


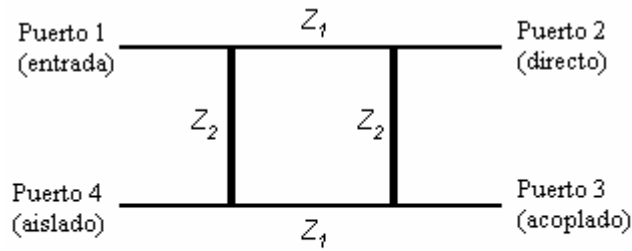
Figura 3.15. Respuesta en frecuencia de un resistor de película delgada. (Tomada de [64]).

3.4. Diseño de un acoplador a 8.3 dB.

El *branch-line* propuesto será, al final, el producto de la incorporación de dos acopladores de 8.3 dB conectados en *tandem*, tal y como lo menciona Shelton en [66]. El acoplador se diseñó a una frecuencia central de 22 GHz, con base en la tabla 13-12.1 de Matthaei *et al.* [67]. La variable R representa el parámetro de razón de impedancia que a su vez se relaciona con el acoplamiento a la frecuencia central, véase la ecuación 13.11-1 de la referencia [67]. Los coeficientes K y H son impedancia y admitancia, respectivamente, ambas normalizadas a 1Ω . Para una mejor comprensión se recomienda la Figura 13.09-2 de la referencia [67]. Las impedancias respecto a los coeficientes resultantes están en la Tabla 3.2, y el esquema del circuito se puede ver en la Figura 3.16.

Tabla 3.2. Coeficientes e impedancias del acoplador a 8.3 dB.

Coeficientes para una R= 2.25	Impedancia con respecto a $Z_0= 50\Omega$
$K_1= 1.0845$	$Z_1= 54.225 \Omega$
$H_0= 0.4133$	$Z_2= 120.97 \Omega$



* Todas las ramas no especificadas tienen el valor de Z_0

Figura 3.16. Esquema de impedancias del acoplador a 8.3 dB.

La simulación fue realizada en el programa de onda completa [68] y el resultado se muestra en la Figura 3.17, donde se observa una respuesta acorde a lo que se esperaba, con el puerto acoplado a -7.9 dB en la frecuencia central de 22 GHz.

Es necesario mencionar que los parámetros S obtenidos de aquí en adelante, se obtuvieron usando dos puertos a la vez, aunque algunas redes son hasta de cinco puertos. Es decir, se mide el parámetro S_{nm} , donde “n” representa el puerto donde se obtiene la medición y “m” el puerto de entrada de la señal.

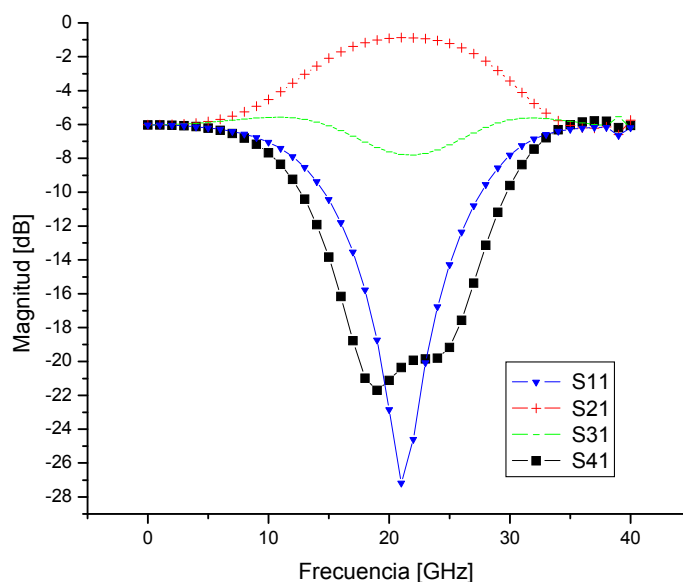


Figura 3.17. Respuesta simulada para el acoplador a 8.3 dB.

La sección siguiente es la más importante de la propuesta, puesto que se detalla cómo se obtuvieron las redes de acoplamiento (con *stubs*) que se pusieron en cada puerto. Iniciaré con la combinación de dos acopladores iguales a los diseñados en esta sección para, posteriormente, incluir los segmentos de microcinta a cada puerto, que finalmente formarán el divisor de potencia de tres puertos.

3.4.1 Diseño y simulación de dos acopladores en cascada.

La Figura 3.18 ilustra cómo se conectaron los dos acopladores iguales en serie, puertos 2 y 3 con el 1 y 4, respectivamente. La respuesta de esta configuración se puede ver en la gráfica de los parámetros S, Figura 3.19. Como se puede observar, la gráfica no incluye la respuesta S_{41} , esto es a raíz de que el diseño se planteó, de aquí en adelante, para optimizar la respuesta sin dependencia del acoplamiento del puerto 4.

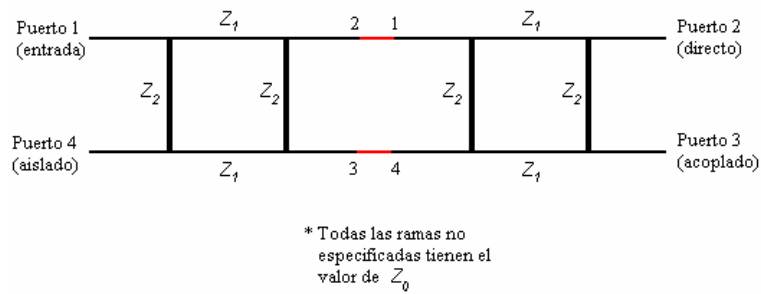


Figura 3.18. Esquema conexión serie de acopladores a 8.3 dB.

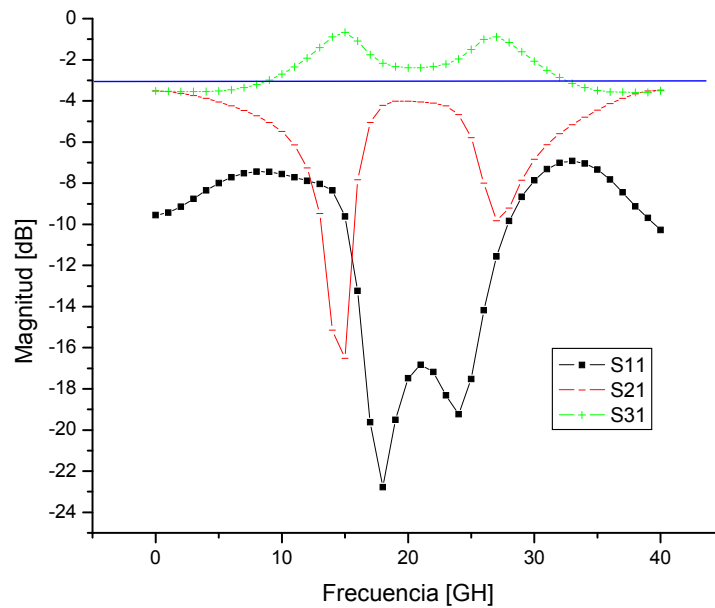


Figura 3.19. Parámetros S de dos acopladores de 8.3 dB conectados en serie.

La Figura 3.19 muestra claramente la no conformidad en las respuestas de los puertos 2 y 3, ambos con respecto al 1. El acoplamiento no satisface el requerimiento de que ambos estén a -3 dB en la frecuencia central.

Propuesta de Riblet.

Por otro lado, en 1978, Riblet [62] propuso la inclusión de redes de acoplamiento para un aplanamiento en la respuesta a 3 dB de un acoplador *branch-line* de una rama. Y en [69], Mayer usa esta técnica para ampliar el

ancho de banda un una aplicación similar a la de Riblet. Sin embargo, Mayer implementa las redes referenciadas a 50Ω además, propone dos maneras de interconexión al acoplador: serie y paralelo, y muestra mediciones. Es por ello que se tomaron estas dimensiones para formar la red de acoplamiento en paralelo (por su mejor desempeño, ver [69]). El largo de los segmentos es de media longitud de la onda que se propaga en el sustrato, ($\lambda_g/2$).

Con base en las consideraciones del párrafo anterior, se transformó el circuito de 4 puertos en uno de 3. Al incluir las redes de mejora de acoplamiento en todos los puertos, se removi6 del cuarto puerto la carga externa o el componente resistivo que antes era necesario, y el acoplador qued6 como un divisor de potencia de una entrada y dos salidas, o viceversa. La Figura 3.20 muestra el esquemático del circuito que se simul6, incluyendo las impedancias para Z_3 y Z_4 que son de 92.7Ω y 67Ω , respectivamente.

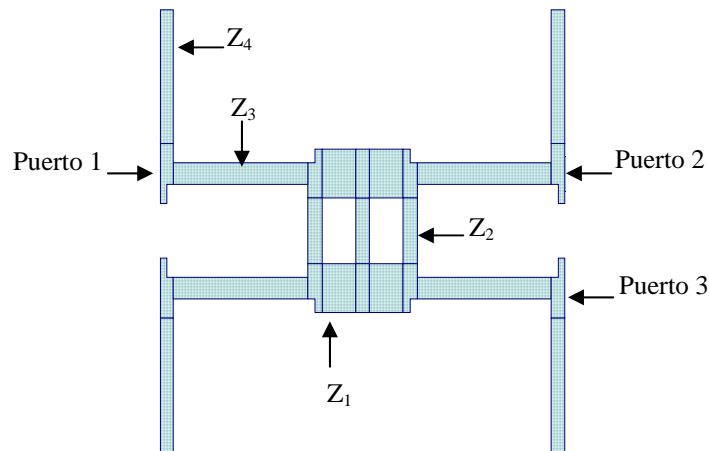


Figura 3.20. Patr6n geom6trico del divisor de 3 puertos.

3.4.2. Optimización en simulador de onda completa.

Con todas las consideraciones anteriormente descritas, se procedió a simular en [68] el acoplador de la Figura 3.20. Es de resaltar que Z_1 ahora es de 40.4Ω y Z_2 de 85.9Ω , las longitudes de estas líneas son $0.17\lambda_s$ y $0.24\lambda_s$, respectivamente y los resultados se muestran en Figura 3.21.

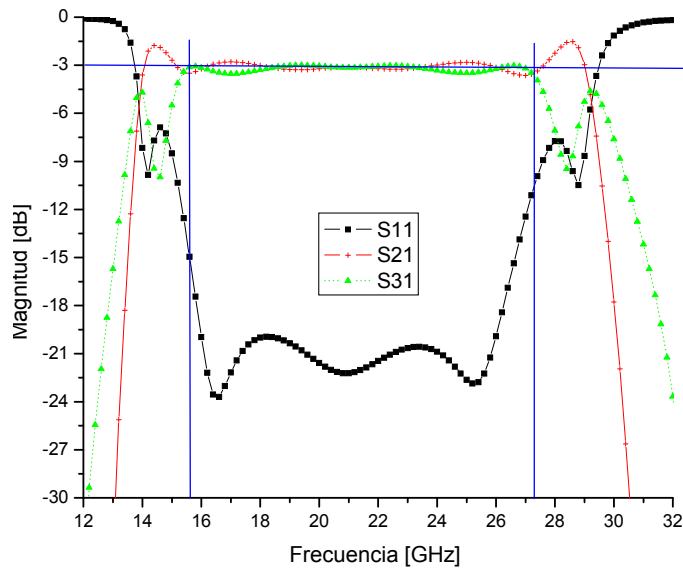


Figura 3.21. Parámetros S del acoplador a 3dB con *stubs*.

La simulación muestra un excelente desempeño en magnitud con acoplamiento de -3dB con ± 0.5 dB en un BW de 52% (15.6 GHz a 27.2 GHz). Sin embargo, este acoplador debería de ser un divisor para una red de alimentación para un arreglo de fases uniformes [29], por lo que fue necesario aumentar un segmento de media longitud de onda ($\lambda_s/2$) de 50Ω , en el puerto 2 para eliminar el desfase entre los puertos 2 y 3, donde serán conectadas las antenas posteriormente.

Para efectuar la acción antes mencionada, se trabajó en el simulador de onda completa [70], ya que ocupa menos tiempo y en él, es más fácil manipular circuitos, gracias a que utiliza listas de componentes (*netlist*) que

pueden ser diseñados y simulados por separado. Las optimizaciones fueron realizadas, básicamente, a los componentes de las redes de mejora del acoplamiento. Los anchos y largos de las líneas de los *stubs* de los puertos 2 y 3 fueron los que necesitaron más modificaciones, ya que había que adecuarles la fase y el aspecto (para darle simetría al diseño), mientras que el acoplador *branch-line* fue dejado con las dimensiones originales. El esquema del divisor simulado, con dimensiones (todas en mm), es mostrado en la Figura 3.22, y su respuesta de magnitud y fase en la Figura 3.23.

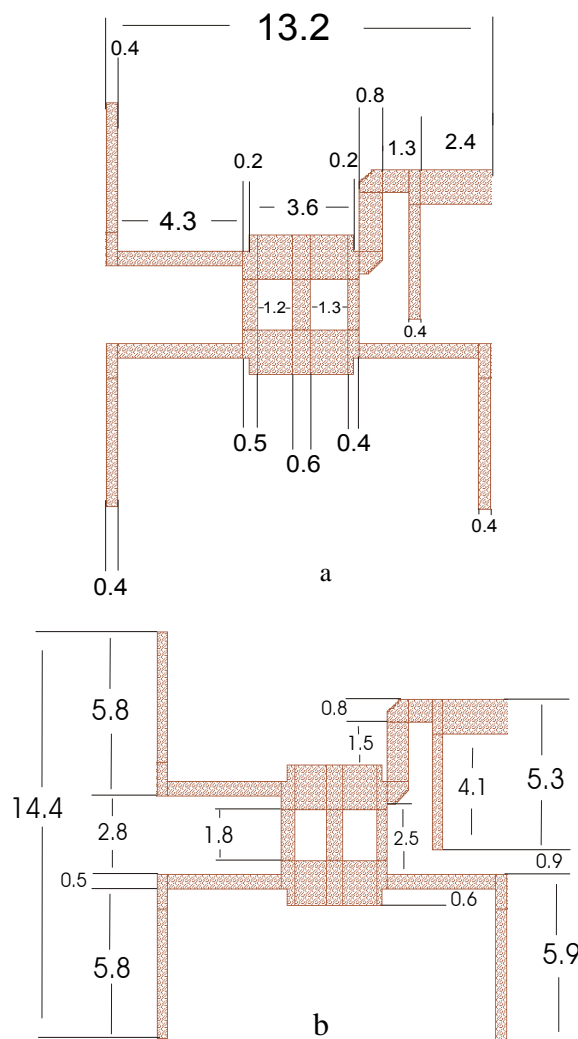
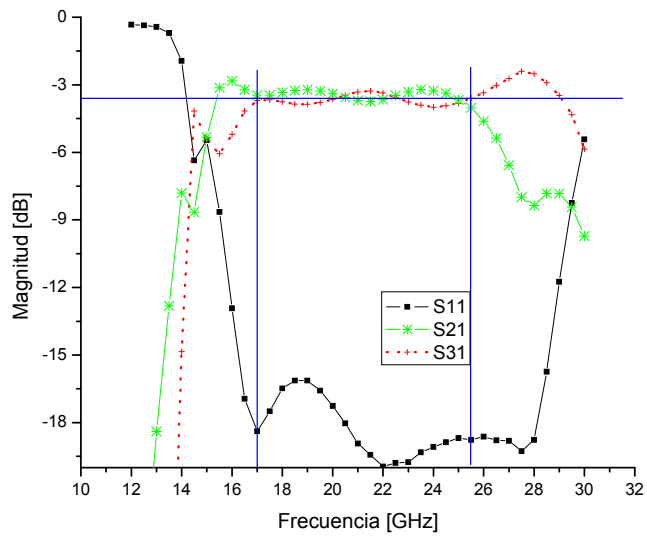
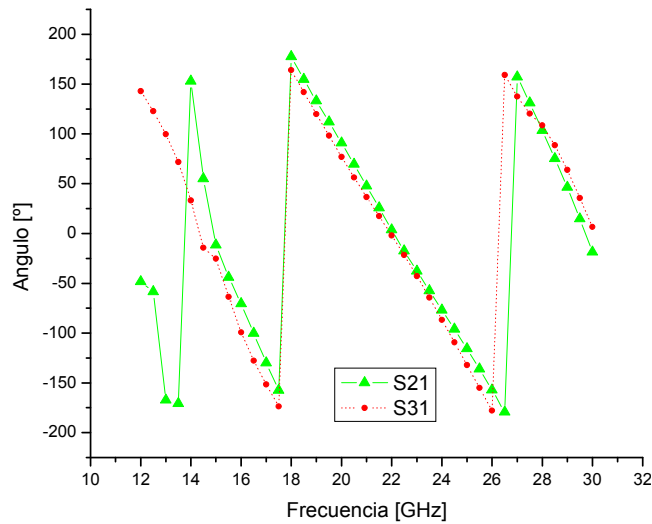


Figura 3.22. Patrón geométrico del acoplador. Dimensiones en mm: a) horizontales, b) verticales.



a)



b)

Figura 3.23. Respuesta simulada: a) magnitud y b) fase.

El resultado de incluir el segmento de media longitud de onda al puerto 2 dio como resultado un desfase de 4° a la frecuencia central y uno máximo de 21° en el *BW* de 38% (17GHz a 25.5GHz). Por otro lado, la magnitud tiene un acoplamiento de 3.5 dB con ± 0.5 dB de rizo, en el mismo ancho de banda, la pérdida por retorno esta debajo de los -15 dB.

3.4.3. Comparación del diseño propuesto con el estado del arte.

En este punto se hace necesaria la comparación de la propuesta principal de esta tesis con el estado del arte de los acopladores mencionados en la sección 3.2.1. Para tener un referente más claro se han puesto las características más importantes en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3. Sumario de acopladores

BW %	Tipo de acoplador	f_c [GHz]	S₁₁ [dB]	Referencia	Observaciones
100	<i>Unión-t</i>	7	-8	[53,54]	- Un muy amplio BW. - Mala respuesta S ₁₁ . - Modificaciones al sustrato. - Complicada manufactura
100	<i>Wilkinson modificado</i>	1.86	-15	[55]	- Utiliza componentes externos.
50	<i>Branch-line</i>	180	-10	[60]	- Manufactura con procesos micromaquinados.
43	<i>Branch-line multi-sección</i>	2.4	-20	[59]	- Gran respuesta S ₁₁ . - Modificación al cobre del sustrato.
41	<i>Lange</i>	2.4	-10	[57]	- Modificaciones al sustrato (vias).
38	<i>Branch-line</i>	22	-15	Propuesta	-No componentes de montaje superficial. - No alambres. - No modificaciones al sustrato.
17	<i>Branch-line</i> ¹²	5.8	-20	[61]	- Pobre ancho de banda.
11	Unión-t	26	-10	[52]	- Pobre ancho de banda. -No componentes. - No alambres.

A pesar de no estar entre los mejores, los resultados simulados posicionan la propuesta en un nivel muy competitivo con respecto a los encontrados en la literatura más reciente. El divisor propuesto tiene un amplio ancho de banda y una aceptable pérdida por retorno, pero sobre todo no necesita componentes de montaje superficial como los *Wilkinson* [55], tampoco uniones con alambres, o vías a través del substrato como los *Lange* [57], y el substrato no fue modificado como en los de *unión-t* [53-54] o en [59] que es también del tipo *branch-line*.

3.4.4. Optimización del arreglo de acopladores en cascada.

Habiendo diseñado el divisor solo, el siguiente paso fue la conexión en cascada de otros dos dispositivos iguales en las salidas del primero, véase la Figura 3.24, para obtener una red paralela (*corporate feed network*), como se vio en la sección 3.2.

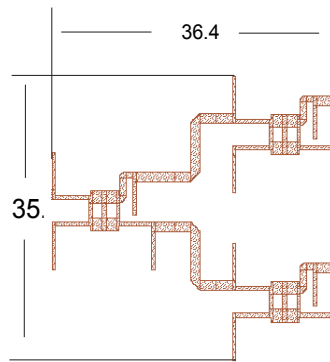
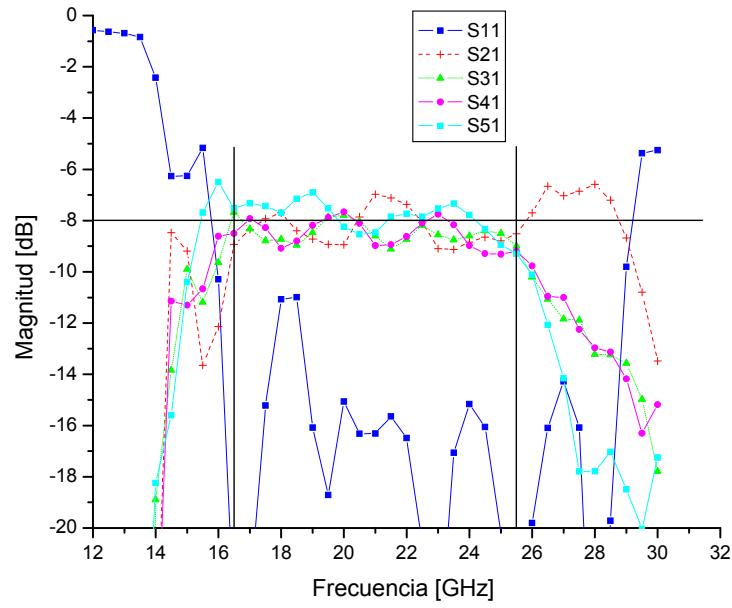


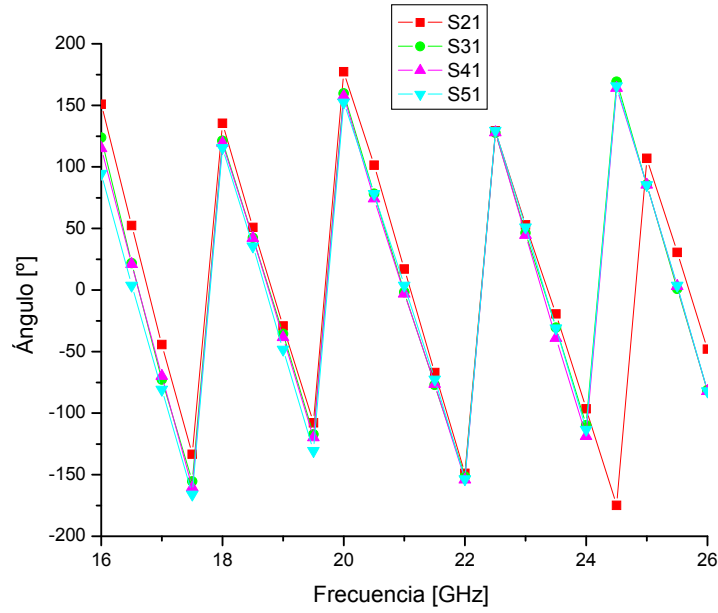
Figura 3. 24. Red paralela para cuatro antenas (medidas en mm).

Los resultados de la simulación se pueden ver en la gráfica de la Figura 3.25. Es visible que, entre más acopladores se conecten, las pérdidas se van sumando, y el comportamiento de la red completa no es tan cercano al ideal. Podemos observar un acoplamiento a -8 dB con ± 1 dB de rizo, en el *BW* de

45% (16.5 GHz a 25.5GHz), y una pérdida por retorno menor a -10.9 dB. La respuesta en fase es igualmente afectada por las pérdidas en cascada, y aunque a la frecuencia central tenemos una diferencia máxima de 5°, el mayor desfase llega a ser de 48° en el extremo inferior del *BW*.



a)



b)

Figura 3.25. Respuesta simulada de la red de acoplamiento: a) Magnitud y b) Fase.

Hasta aquí se ha descrito el diseño y optimización del acoplador a 3 dB y la red alimentadora para un arreglo de cuatro antenas. Se han mostrado los resultados de las simulaciones en magnitud y fase. A continuación se tratará el diseño y simulación del arreglo de las cuatro antenas tipo Vivaldi que se efectuó en un simulador de onda completa [48].

3.5. Arreglo de antenas en el plano E.

Para producir patrones de radiación más directivos es necesario poner varios elementos radiadores en configuraciones geométricas que dependen de cada necesidad [29]. Tal configuración recibe el nombre de arreglo. En el diseño de un arreglo de antenas similares, una de las partes más importantes es encontrar el espaciamiento que debe haber entre ellas y está dado en términos de longitud de onda [23]. Esto se hace para evitar los lóbulos secundarios de máxima amplitud (también llamados *grating lobes*) en direcciones no deseadas [29].

Por otra parte, el **plano E** es el que contiene al vector de campo eléctrico y la dirección de máxima radiación. En este caso, la componente de campo eléctrico se encuentra en el mismo plano que la AVA y por la característica de radiación axial, los elementos radiadores deben posicionarse uno al lado del otro como se muestra en la Figura 3.26.

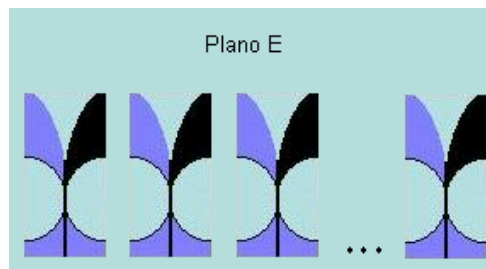


Figura 3. 26. Arreglo de AVA's en plano E.

El patrón de radiación total, dependerá ahora de dos factores: del elemento y del arreglo. Y está dado por las siguientes expresiones.

$$S(\vartheta) = f(\vartheta) \sum_{i=1}^N e^{i(N-i)\varphi} \quad (3.7)$$

donde:

$$\varphi = kd \operatorname{sen}(\vartheta) + \alpha \quad (3.8)$$

- $f(\vartheta)$ patrón de radiación de un solo elemento.
- ϑ ángulo formado por la normal del arreglo y el frente de onda.
- N total de elementos.
- i número de elemento.
- k número de onda ($2\pi/\lambda$).
- d espaciamiento equidistante entre cada elemento.
- α diferencia adicional de fase entre dos elementos adyacentes.

Para un arreglo axial se toman las siguientes consideraciones:

$$\begin{aligned} \vartheta &= 90^\circ \\ \varphi &= 0^\circ \end{aligned} \quad (3.9)$$

Entonces la diferencia de fase α queda:

$$\alpha = -kd \operatorname{sen}(90^\circ) = -kd \quad (3.10)$$

Y de [29] tenemos que los lóbulos secundarios de máxima amplitud aparecerán cada que se cumpla la condición:

$$\frac{d}{\lambda} [\operatorname{sen}(\vartheta) - 1] = p, \quad p \in \mathbb{Z} \quad (3.11)$$

En esta tesis se usó λ_c , longitud de onda de la frecuencia central, como límite superior para el espaciamiento del arreglo ya que los lóbulos secundarios máximos aparecen cada múltiplo entero de la longitud de onda (ecuación 3.11).

3.5.1. Simulación de los arreglos de antenas.

Las ecuaciones (3.7) y (3.8) son usadas por el simulador para hacer los cálculos pertinentes. Para simular este tipo de arreglos, el programa [48] cuenta con una herramienta que a través de fronteras maestro-esclavo analiza una estructura radiadora junto con elementos iguales distribuidos en dos posibles direcciones. Entonces, la estructura del arreglo no se “dibuja” como tal en el simulador, sino que, se simula la antena de la Figura 3.7 con la inclusión de fronteras maestro-esclavo en las caras laterales de la caja de aire, perpendiculares a la antena. Posteriormente, se configura la herramienta para arreglos de antenas, véase la Figura 3.27, y se puede variar la distancia entre cada antena (*cell*), para ver el resultado en el patrón de radiación.

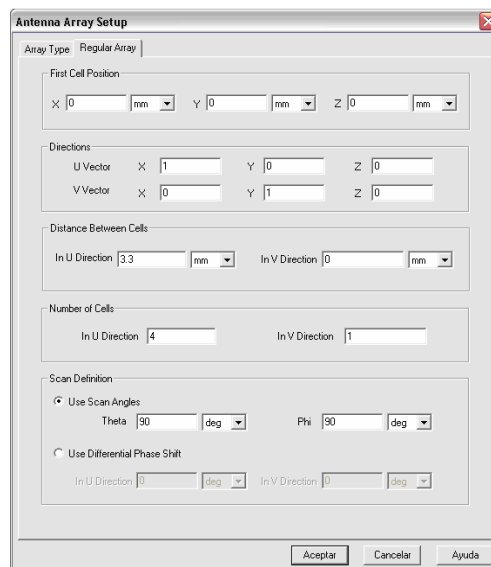


Figura 3.27. Ventana de establecimiento de características de análisis del arreglo.

3.5.1.1 Simulación de cuatro antenas Vivaldi en plano E.

Se simuló la Vivaldi antípoda con fronteras maestro-esclavo en [48] y la distancia entre las cuatro celdas se fue variando desde $0.56\lambda_0$ (longitud de onda central en el espacio libre) hasta λ_0 . El criterio de paro para estas simulaciones fue el de directividad, es decir, el patrón tridimensional que mostrara un estrechamiento mayor en el plano E, sería el elegido. Se encontró tal situación a $0.8\lambda_0$ (10.39 mm) de espaciamiento, donde el patrón tridimensional resultó de la forma que se ilustra en la Figura 3.28.

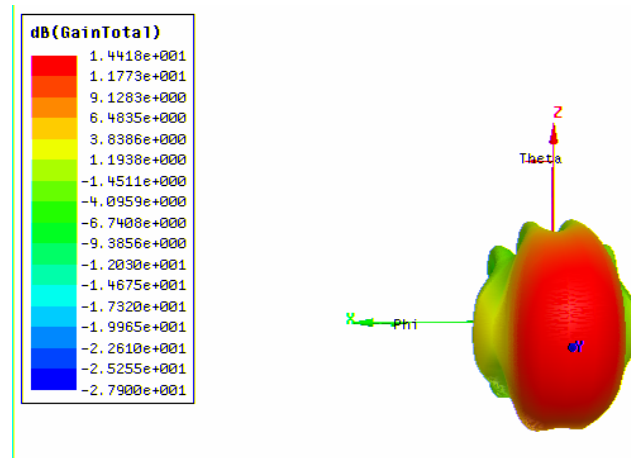


Figura 3. 28. Patrón de radiación tridimensional para el arreglo de cuatro antenas.

La ganancia máxima es de 14.4 dB y se tienen anchos de los lóbulos principales, de 39° en el plano E y 59° para el plano H a -3 dB, como se puede ver en la Figura 3.29.

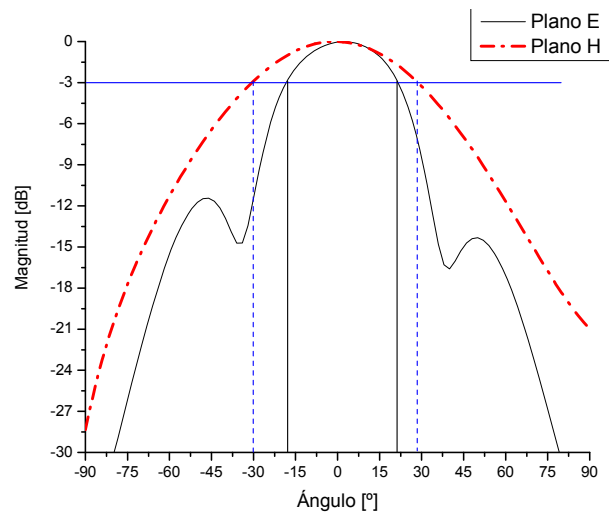


Figura 3.29. Patrón de radiación simulado para un arreglo de cuatro AVA's.

3.5.1.2. Simulación de un arreglo de dos antenas Vivaldi en plano E.

También se simuló un arreglo de dos AVA's con el mismo espaciamiento de $0.8\lambda_0$ (10.39 mm). El arreglo tuvo una ganancia de 11.4 dB. En la Figura 3.30 se muestra el patrón de radiación en los planos E y H. Se tienen anchos de los lóbulos principales, de 43° en el plano E y 60° para el plano H a -3 dB.

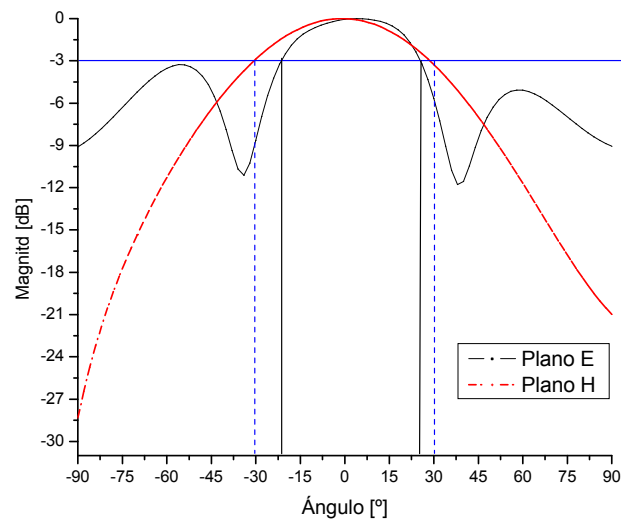


Figura 3.30. Patrón de radiación simulado para un arreglo de dos AVA's.

3.5.2. Implementación de las redes alimentadoras a los arreglos de antenas.

Primeramente, en la Figura 3.31 se muestra la pérdida por retorno simulada en [70], para un arreglo de dos Vivaldi, que fueron interconectadas por medio de un divisor del tipo propuesto en esta tesis. Se puede encontrar una respuesta menor a -8 dB en un ancho de banda de 65% (15.5 GHz a 29.8 GHz).

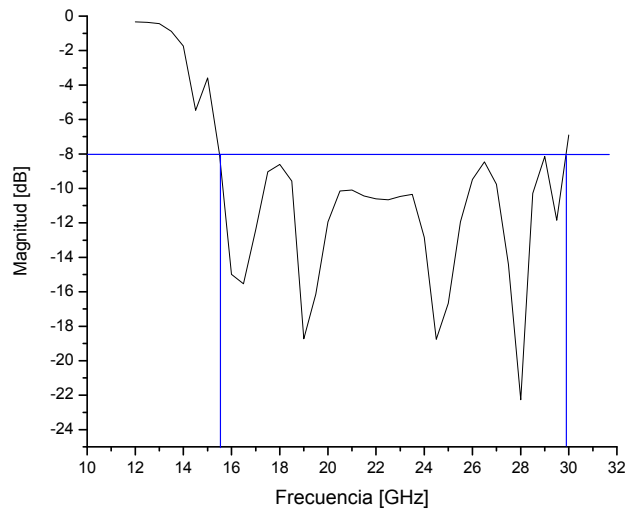


Figura 3.31. Pérdida por retorno simulada del arreglo de dos AVA's.

Para finalizar esta sección se muestra el resultado simulado en [70] de la incorporación de un sistema que incluye la red alimentadora y las cuatro antenas. La Figura 3.31 ilustra la pérdida por retorno obtenida a partir de la simulación.

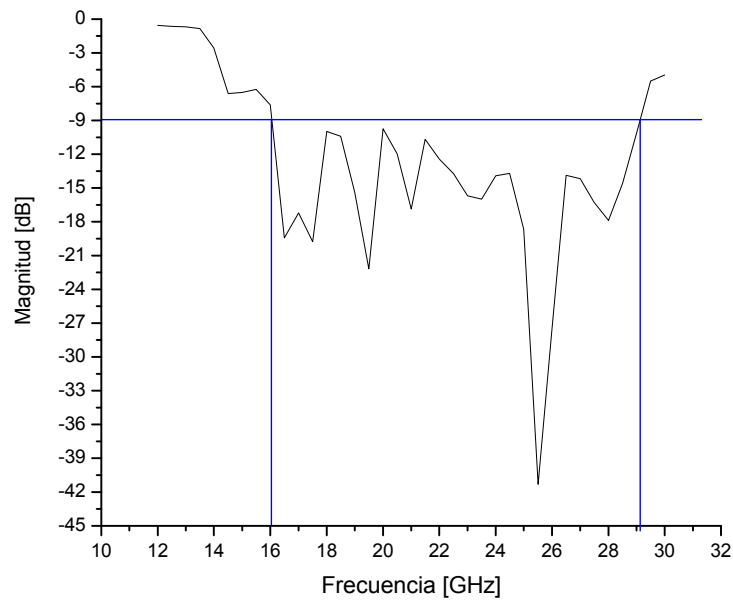


Figura 3.32. Pérdida por retorno simulada del arreglo de cuatro AVA's.

Se puede observar que para un ancho de banda de 61% (16GHz a 29GHz), la respuesta está debajo de los -9 dB.

En el siguiente capítulo se presentarán los resultados de las mediciones obtenidos del acoplador y la red para cuatro antenas, además de las pérdidas por retorno medidas a una Vivaldi antípoda sola y a los arreglos de dos y cuatro AVA's.

Capítulo IV

Resultados

Las mediciones de los parámetros S realizadas, a los divisores de dos y cuatro salidas, con el analizador vectorial de redes (*vector network analyzer*, VNA) **Wiltron modelo 360B** y cables con conectores tipo K, son mostradas en este capítulo. Posteriormente, se presentan las pérdidas por retorno de la antena Vivaldi antípoda y de los arreglos de dos y cuatro elementos. Las figuras son gráficas de las simulaciones mostradas en el capítulo anterior pero con las mediciones superpuestas para su discusión. Todos los circuitos mostrados se dibujaron mediante procesos fotolitográficos en la placa de cobre, y posteriormente el cloruro férrico devasto el metal no pintado. El substrato utilizado fue Rogers/duroid® 5880 (véase, en el apéndice A1, la hoja de especificaciones del substrato) de [71], con un espesor de 0.381 mm y una permitividad relativa (ϵ_r) de 2.2.

4.1. Parámetros S medidos del nuevo acoplador de 2 salidas propuesto.

El experimento se llevó a cabo en el VNA **Wiltron modelo 360B** con cables coaxiales tipo K, compatibles con los conectores SMA usados en el circuito.

La calibración hecha fue la *estándar full two port calibration* que incluye el programa del equipo de calibración, e cual se carga directamente al VNA por medio de un disco de 3½, y dispositivos de prueba llamados *short* (red en corto circuito), *open* (red abierta) y *thru* (red conectada).

El acoplador fue medido conectando dos puertos a la vez; el 1 y 2, posteriormente el 1 y 3, en el puerto que no se utiliza se colocó una carga de 50Ω de [72]. La Figura 4.1 muestra el diagrama de la conexión que se utilizó para las mediciones. El rango en frecuencia de la mediciones fue de 10 GHz a 40 GHz, con incrementos de 0.18 GHz.

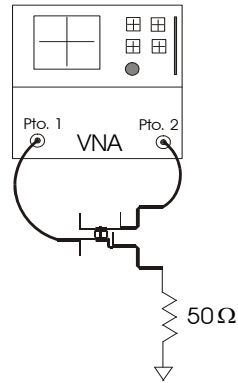


Figura 4.1. Diagrama de conexión del circuito al VNA.

La Figura 4.2 es la fotografía del acoplador. Las dimensiones están indicadas.

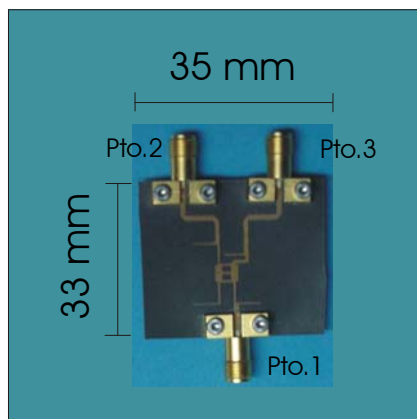


Figura 4.2. Fotografía del acoplador implementado.

Cabe mencionar que los conectores del circuito fueron coaxiales SMA, modelo **02K243-40ME3** de [73], que garantizan una pérdida por retorno menor a -14 dB en un ancho de banda (*BW*) de 0 a 40 GHz; véase apéndice A2. Los resultados experimentales y simulados del acoplador se pueden encontrar en las Figuras 4.3 a 4.6.

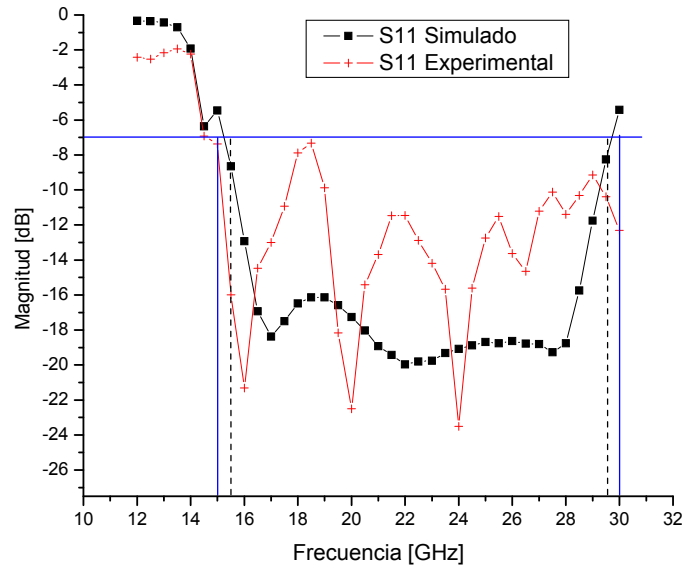


Figura 4.3. Pérdida por retorno S_{11} : simulada y experimental.

La pérdida por retorno medida tiene un *BW* de 68% (15.5 GHz a 30 GHz), por debajo de -7 dB. La simulada tiene un *BW* de 63.3% por debajo del mismo límite. La diferencia de aproximadamente 9 dB en 18.5 GHz entre la respuesta medida y la simulada, puede ser causada por las irregularidades de las pistas de cobre, tolerancias de espesor del sustrato, tolerancias del posicionamiento del conector en el circuito y pérdidas provocadas por la soldaduras entre los conectores y el circuito.

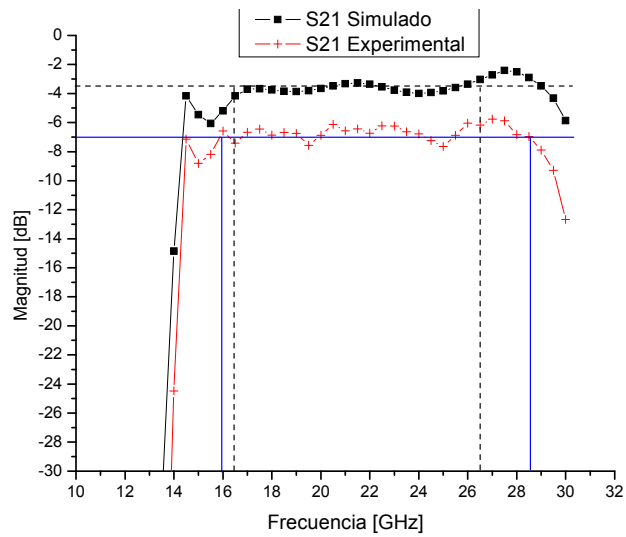


Figura 4.4. Pérdida por inserción S_{21} : simulada y experimental.

En la Figura 4.4 se muestran las pérdidas por inserción simulada y medida, del puerto 2 con respecto al 1, véase la Figura 4.2. La señal simulada está en -3.5 dB con ± 0.5 dB de rizo, en el BW de 45% (16.5 a 26.5 GHz). La respuesta medida está en -7 dB con ± 0.5 dB de rizo, en el BW de 56% (16 a 28.5 GHz).

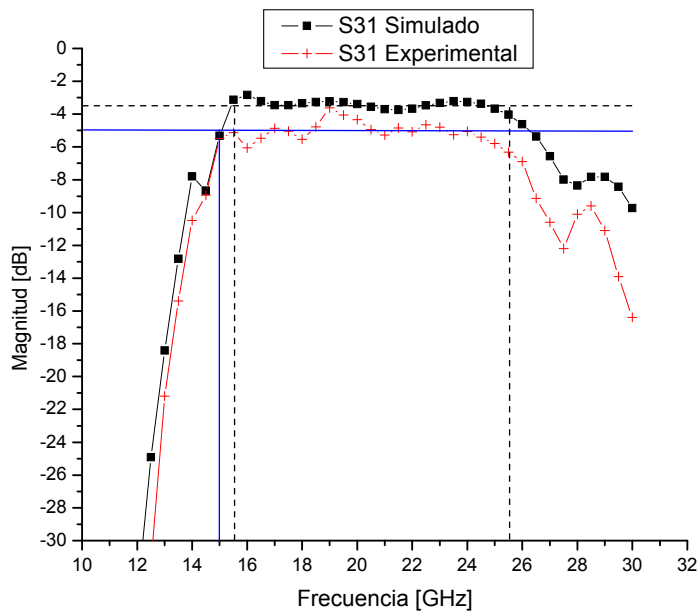


Figura 4.5. Pérdida por inserción S_{31} : simulada y experimental.

La Figura 4.5 muestra las pérdidas por inserción del puerto 3 con respecto al 1 (véase Figura 4.2) simulada y medida. La señal simulada está en -3.5 dB con ± 0.5 dB de rizo, en el BW de 45% (15.5 a 25.5 GHz). La respuesta medida está en -5 dB con ± 1 dB de rizo, en el BW de 52% (15 a 25.5 GHz).

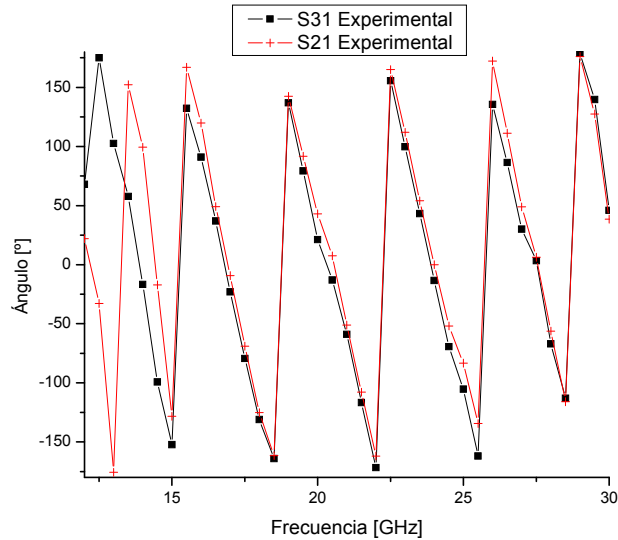


Figura 4.6. Desfase entre S_{21} y S_{31} experimentales

En la Figura 4.6 se presenta el desfase experimental entre los puertos 2 y 3, ésta es muy aproximada a lo obtenido en la simulación del capítulo anterior (véase Figura 3.23b). Sin embargo, el desfase medido entre los parámetros S_{31} y S_{21} es de 10° a la frecuencia central, a diferencia de los 4° que se obtuvieron para la simulación. La diferencia de 6° experimentales con respecto a la simulación, representan 0.15 mm de diferencia a la frecuencia central. Lo anterior nos permite pensar en una excelente repuesta en fase, ya que esa longitud de diferencia puede haberse debido a tolerancias de posicionamiento de los conectores coaxiales.

4.2. Parámetros S medidos del divisor de 4 salidas.

La Figura 4.7 ilustra la red alimentadora del arreglo de antenas Vivaldi que se implementó. Al igual que en la ocasión anterior se utilizaron dos puertos al

mismo tiempo para hacer los experimentos, los tres puertos que no se usaban para la medición se acoplaron con cargas de 50Ω . De la Figura 4.8 a la 4.13 se muestran los resultados obtenidos.

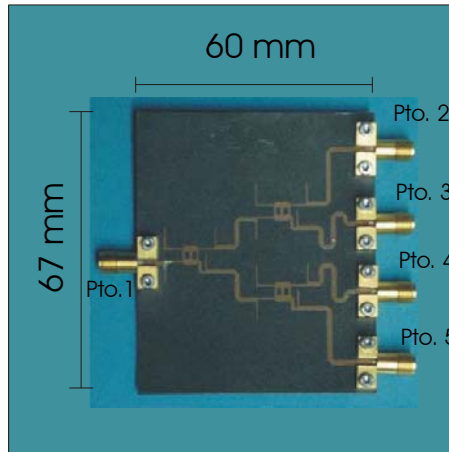


Figura 4.7. Red de alimentación para un arreglo de cuatro AVA's.

La primera medición corresponde a la pérdida por retorno del puerto 1, el cual es usado como referencia para los demás puertos.

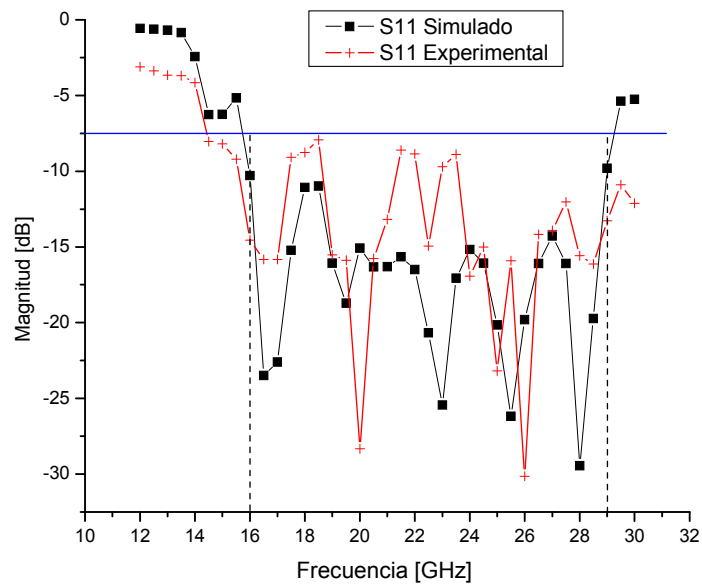


Figura 4.8. Pérdida por retorno S_{11} : simulada y experimental.

Para obtener la medición de la Figura 4.8 se conectaron al VNA los puertos 1 y 2 del circuito y del 3 al 5 se acoplaron con cargas de 50Ω . Aquí se describen las respuestas simulada y experimental de la reflexión obtenida. Para la respuesta simulada se observa un BW de 59% (16 GHz a 29 GHz) por debajo de -7.5 dB, mientras que para la experimental el BW es de 70% con el mismo límite superior.

Es preciso mencionar que los efectos provocados por el proceso de manufactura, tales como tolerancias en el espesor del sustrato, irregularidades en la definición de las pistas de cobre, la transición coaxial-microcinta y efectos de soldadura pudieron haber afectado también la respuesta en la reflexión de la red, como se vio en el caso del divisor.

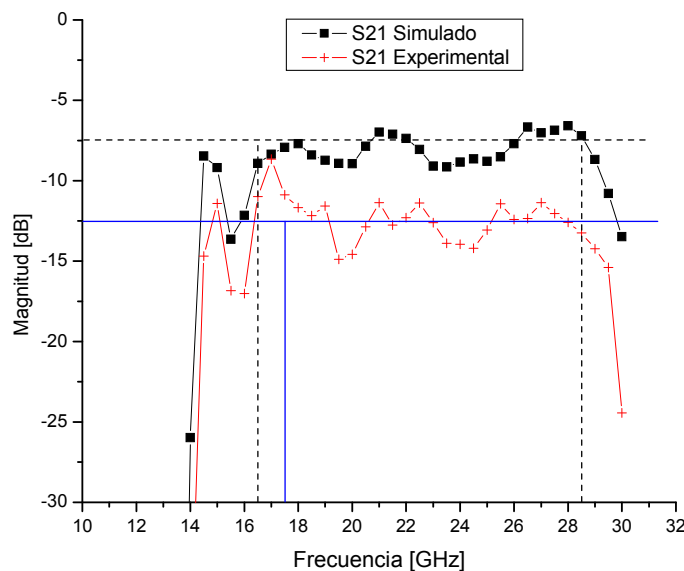


Figura 4.9. Pérdida por inserción S_{21} : simulada y experimental.

En la Figura 4.9 se presenta la pérdida por inserción del puerto 2 con respecto al 1 (los otros tres puertos acoplados 50Ω). La respuesta simulada es de -7.5 dB con ± 1 dB en el BW de 54% (de 16.5 GHz de 28.5 GHz). La medición está en -12.5 dB pero con un rizo de ± 2 dB en un BW de 50% (de 17.5 GHz a 28.5GHz).

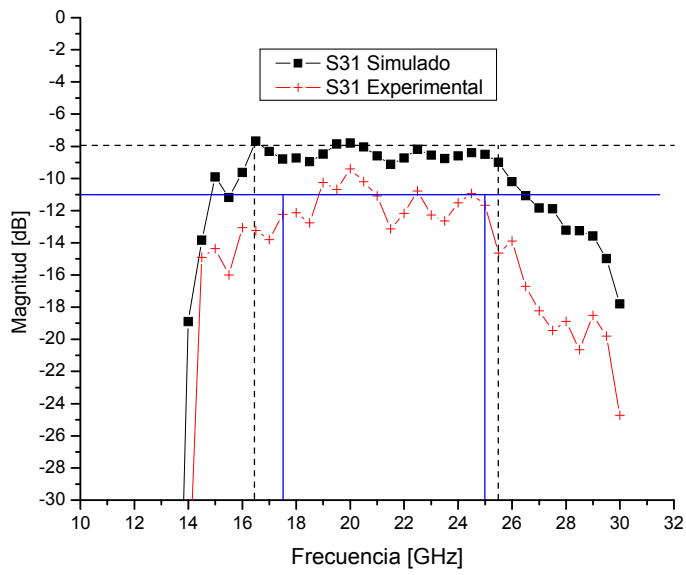


Figura 4.10. Pérdida por inserción S_{31} : simulada y experimental.

Para este experimento el puerto 3 y 1 fueron conectados al VNA y los puertos 2, 4 y 5 a cargas de 50Ω . En la Figura 4.10 se observa una respuesta simulada de -8 dB con un rizo de ± 0.5 dB en un BW de 40% (de 16.5 GHz a 25.5 GHz). Mientras que la señal medida está en -11 dB con ± 2 dB de BW de 34% (de 17.5 GHz a 25 GHz).

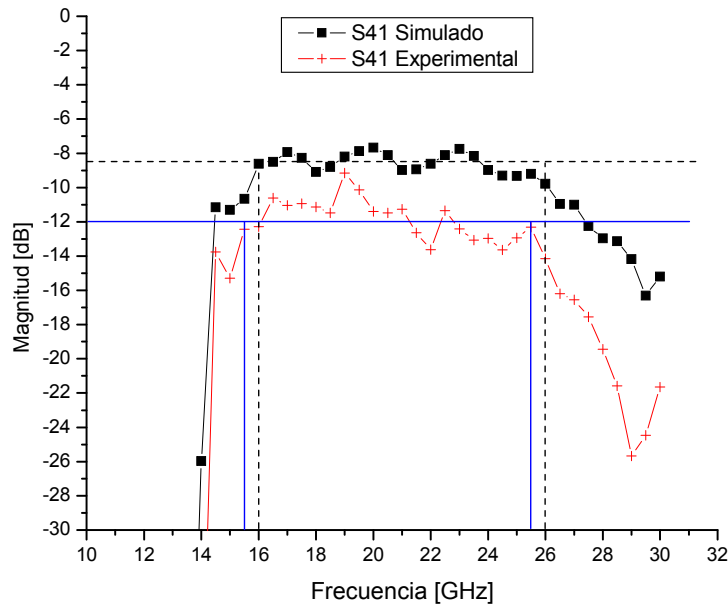


Figura 4.11. Pérdida por inserción S_{41} : simulada y experimental.

Este experimento se llevó a cabo con los puertos 1 y 4 conectados al VNA y los puertos 2, 3 y 5 a cargas de 50Ω . La Figura 4.11 muestra la simulación y medición del parámetro S_{41} . La imagen simulada es de $-8.5\text{ dB} \pm 1\text{ dB}$ en un BW de 45% (de 16 GHz a 26 GHz). La medida se encuentra en -12 dB con $\pm 1\text{ dB}$ (aunque existen un máximo en -9.1 dB y un mínimo en -13.6 dB , que salen del rizo mencionado) en un BW de 40% (de 15.5 GHz a 25.5 GHz).

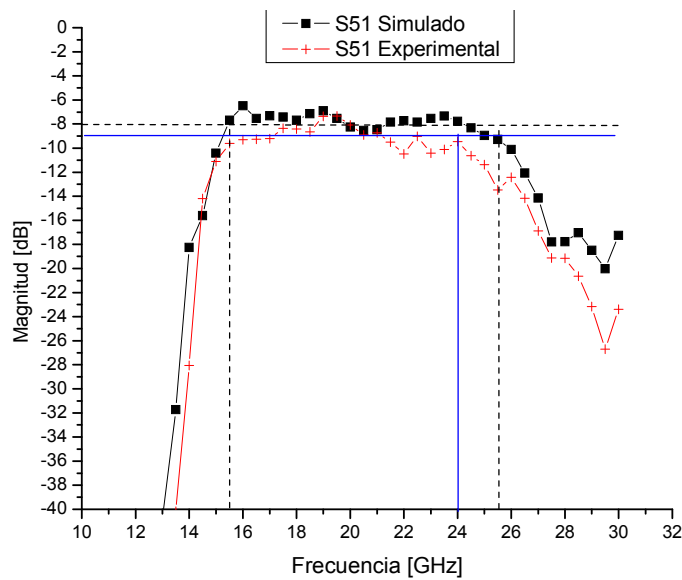


Figura 4.12. Pérdida por inserción S_{51} : simulada y experimental.

En la Figura 4.12 se describen las gráficas de la inserción presente en el puerto 5 con respecto al 1 (los puertos 2, 3 y 4 conectados a cargas de 50Ω). La simulación muestra la respuesta en -8 dB con $\pm 1\text{ dB}$ en un BW de 45% (de 15.5 GHz a 25.5 GHz). La respuesta experimental está en -9 dB con $\pm 1.5\text{ dB}$ en un BW de 38% (15.5 GHz a 24 GHz).

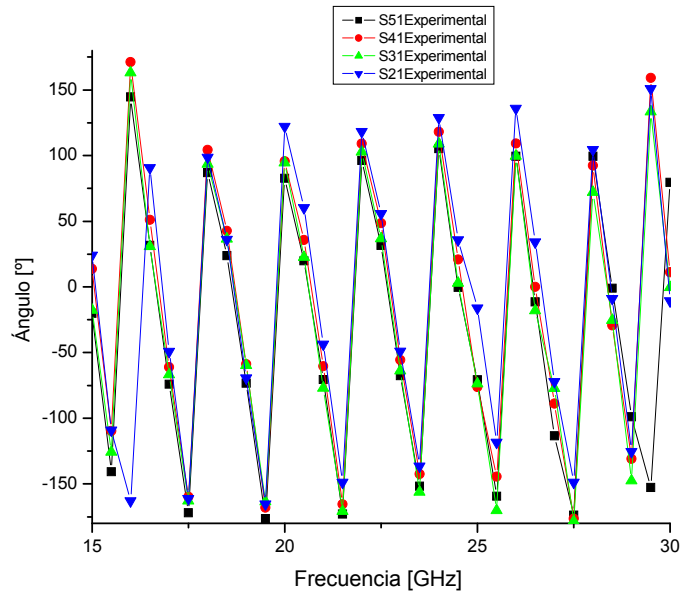


Figura 4.13. Desfase entre parámetros S experimentales de la red de 4 puertos.

La Figura 4.13 presenta el desfase entre los puertos del 2 al 5. Se puede ver que la figura es similar a la de la simulación (véase Figura 3.25b del Capítulo 3), pero en esta ocasión, la diferencia máxima entre las señales de los puertos es de 22° , a la frecuencia central, a diferencia de los 5° reportados para la misma frecuencia en la simulación.

4.3. Pérdida por retorno de una antena Vivaldi Antípoda (AVA).

La Figura 4.14 muestra una cara de la AVA implementada en Rogers/duriod® 5880, por medio de procesos fotolitográficos, las dimensiones también son mostradas. La impedancia de la microcinta está calculada a 50Ω .

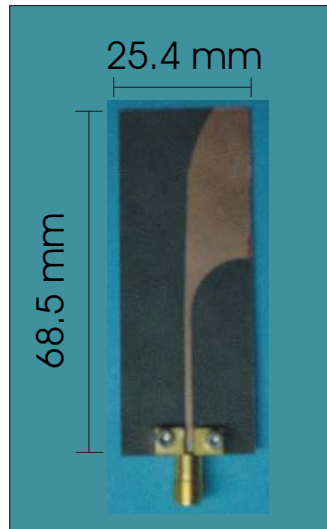


Figura 4.14. Antena Vivaldi antípoda implementada.

Las respuestas medida y simulada se presentan en la Figura 4.15. Se puede ver como la respuesta simulada se mantiene por debajo de los -7.5 dB en un BW de 145% (de 8 a 40 GHz). A diferencia de la simulación, la respuesta medida está por debajo del mismo límite pero en un *BW* del 122% (de 10 GHz a 37 GHz).

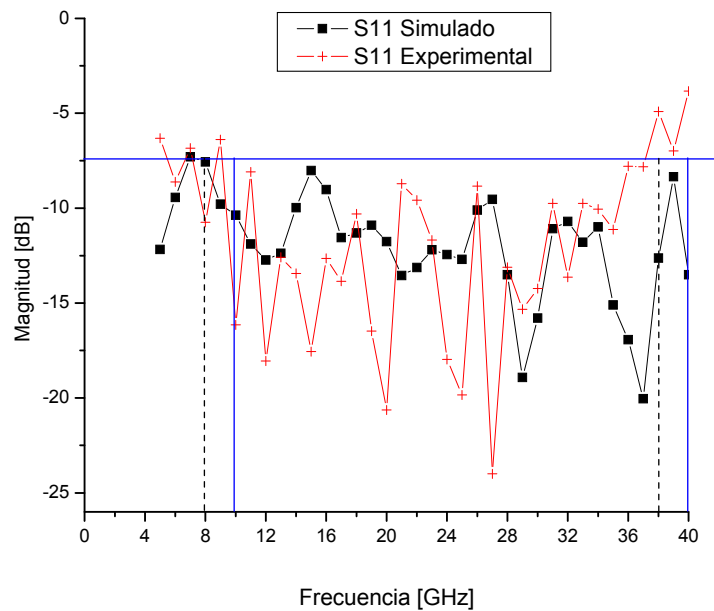


Figura 4.15. Pérdida por retorno: simulada y experimental de la AVA implementada.

4.4. Pérdida por retorno del arreglo de 2-AVA's.

La Figura 4.16 muestra el arreglo de dos AVA's implementado en Rogers/duriod® 5880, por medio de procesos fotolitográficos, las dimensiones también son mostradas.

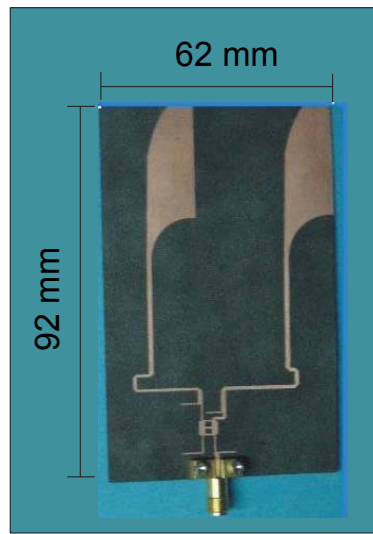


Figura 4.16. Arreglo de 2-AVA's.

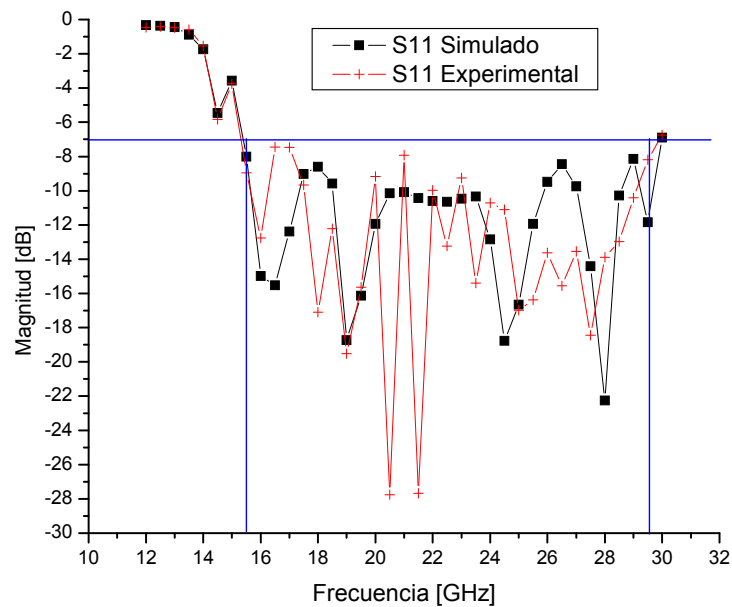


Figura 4.17. Pérdida por retorno: simulada y experimental de un arreglo de dos AVA's.

Las respuestas medida y simulada se presentan en la Figura 4.17. Se puede ver como ambas respuestas se mantienen por debajo de los -7 dB en un BW del 63% (de 15.5 a 29.5 GHz). Es notorio que a las frecuencias de 20.5 GHz y 21.5GHz se pueden percibir puntos que están debajo de -27 dB, lo cual contrasta con la mayor parte de la medición. Podemos atribuir este comportamiento al efecto causado por el conector coaxial, ya que se presenta en la medición de pérdida por reflexión.

4.5. Pérdida por retorno del arreglo de 4-AVA's.

El arreglo de cuatro AVA's se observa en la Figura 4.18, fue manufacturado de la misma forma que la AVA sola. Su respuesta de pérdida por retorno es mostrada en la Figura 4.19. Se puede observar una gran adecuación a lo pronosticado por la simulación, de hecho la respuesta experimental es aún mejor, ya que tiene un BW más grande, mayor al 68% (de 15 GHz a 30 GHz) por debajo de -10 dB, mientras que para la simulación es de 56% por debajo de -9 dB.

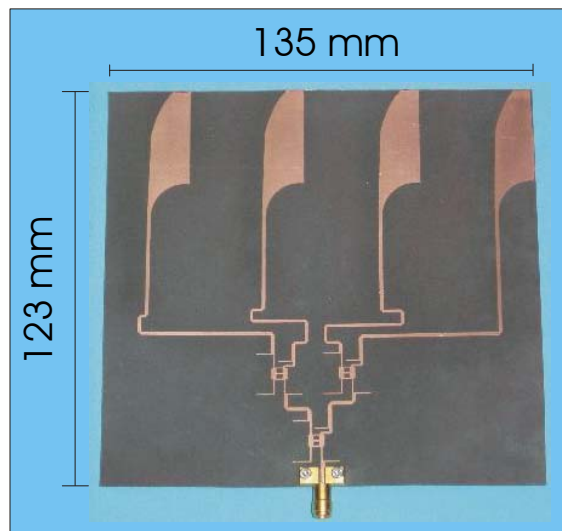


Figura 4.18. Arreglo de 4-AVA's.

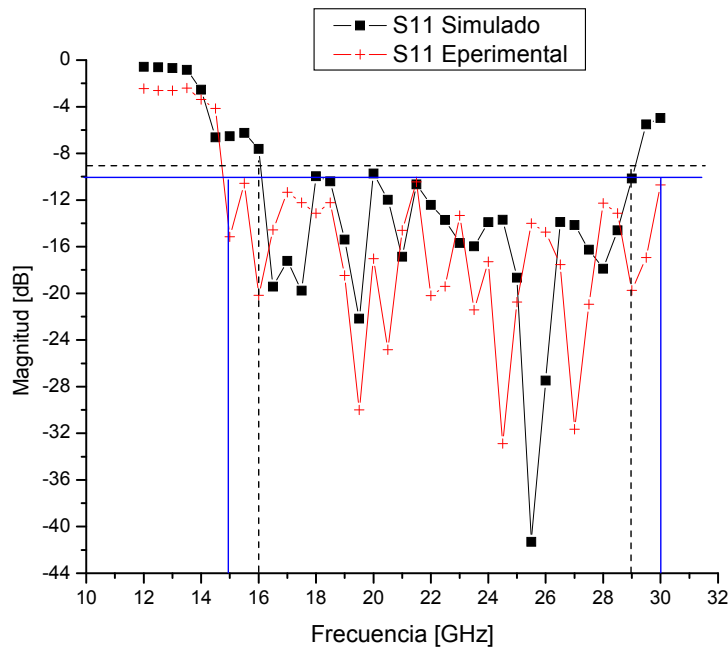


Figura 4.19. Pérdida por retorno del arreglo de cuatro AVA's implementado.

Finalmente, la Figura 4.20 muestra la respuesta en el dominio del tiempo, realizada mediante transformada rápida de Fourier inversa en [74] del parámetro S_{11} (experimental) de una línea de transmisión elaborada con las mismas características de los circuitos anteriormente descritos, véase la Figura 4.21. La respuesta mostrada nos describe gráficamente cuánto varía la impedancia de la línea por los efectos de los conectores. Se puede observar que en 0 segundos y en 6 ns, existe una variación muy grande de la impedancia (del orden de 1000Ω) en el lapso de tiempo en el que la señal se propaga del VNA al circuito pasando por el conector del puerto 1 (en 0 s) y llegando al conector del puerto 2 (en 6 ns). Por lo cual podemos inferir que es en la transición de coaxial a microcinta y viceversa, y no en el diseño del circuito, donde se presentan las mayores pérdidas provocadas por el desacoplamiento de impedancia. La respuesta de 50Ω se puede ver durante el trayecto de la señal a lo largo de la línea de transmisión.

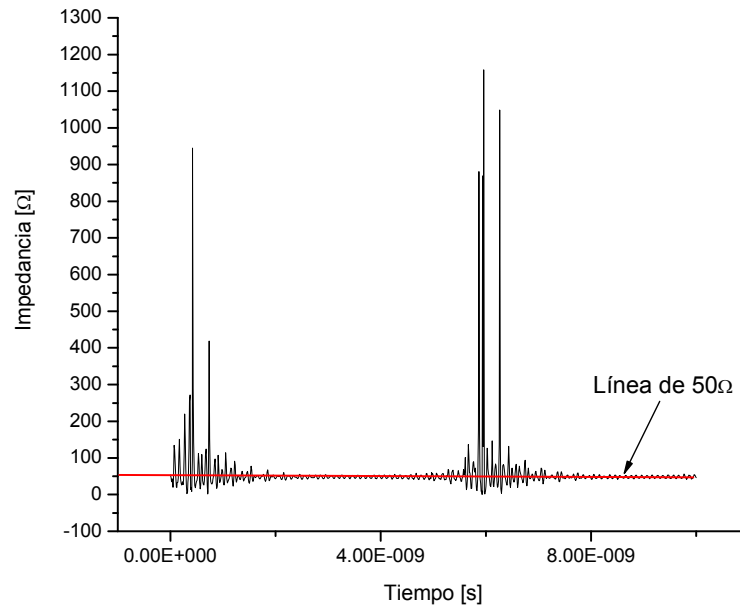


Figura 4.20. Respuesta en el dominio del tiempo del coeficiente de reflexión del puerto uno de la línea de transmisión.

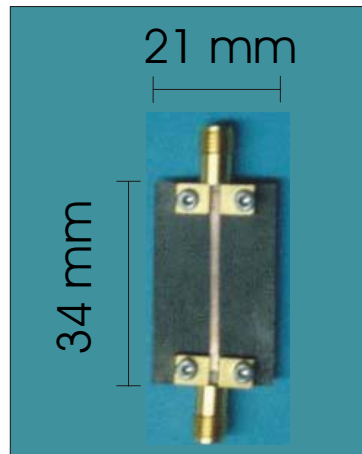


Figura 4.21. Línea de transmisión.

Al ver los resultados obtenidos es preciso hacer un comentario final. Las respuestas experimentales parecen ser afectadas por las disparidades introducidas por los procesos de fabricación y las tolerancias introducidas por los conectores y el sustrato. Sin embargo, el desempeño de lo experimental

con respecto a las simulaciones, aún con pérdidas de hasta 5 dB (véase la Figura 4.9 y su comentario), nos permitió ver el comportamiento de una red formada con acopladores novedosos. Las pérdidas mostradas por los conectores hacen pensar en que es ahí donde se debe poner mayor cuidado eligiendo conectores con mejor respuesta en el ancho de banda en que se trabajó, y especial atención en la colocación de estos. Los resultados de la antena y los arreglos apoyan esta afirmación, ya que en estos circuitos sólo se colocó un conector, disminuyendo las pérdidas por transición y por retorno que se presentan en los dispositivos multipuertos.

Capítulo V

Conclusiones, Recomendaciones y Trabajo Futuro

5.1. Conclusiones.

La necesidad de tener arreglos de amplio ancho de banda planos para diversos usos es una prioridad para sistemas de detección, entre ellos el de un radiómetro de vapor de agua para el GTM. Los arreglos de antenas desarrollados en esta tesis podrían formar parte del radiómetro, sin embargo tendrían que probarse en campo. A continuación se enumeran las conclusiones emanadas de esta investigación.

1. Se cumplió el objetivo de diseñar e implementar un divisor de potencia a 3 dB con tecnología plana; es decir una estructura en dos dimensiones, que no ocupara cargas de 50Ω o uniones de diferentes partes del circuito con alambres, que contara con un adecuado acoplamiento en todos los puertos y un amplio ancho de banda

simulado de 38%. Vale la pena mencionar que el substrato donde se realizó el divisor no requirió modificaciones como vías a través de él para la elaboración del acoplador, y resultó de fácil manufactura por medio de procesos fotolitográficos.

2. Se simuló y midió una antena Vivaldi antípoda centrada a 22 GHz, con resultado de pérdida por retorno por debajo de -7.5 dB en un ancho de banda medido de 122% y una ganancia simulada de 9.2 dB.
3. Usando el acoplador propuesto fue posible elaborar un arreglo de dos antenas Vivaldi, cuya respuesta experimental, resultó tener el mismo ancho de banda que la simulación de 63% por debajo de -7 dB y una ganancia en simulación de 11.7 dB.
4. Se creó una red alimentadora con tres divisores del tipo propuesto, para un arreglo de cuatro antenas planas tipo Vivaldi. La red se diseñó e implementó, resultando en simulación una ganancia de 14.4 dB y experimentalmente la pérdida por retorno está debajo de -10 dB en un ancho de banda de 68%.

Todos los circuitos fueron exitosamente implementados ya que los comportamientos experimentales concuerdan con lo simulado. Sin embargo, es importante mencionar que las tolerancias de manufactura y las transiciones de coaxial a microcinta fueron hechos determinantes que afectaron introduciendo diferencias, sobre todo, en la magnitud de hasta 5 dB (véase Figura 4.9 del Capítulo IV), y en la fase de 17° (véase la Figura 4.13).

5.2. Recomendaciones.

Tomando en cuenta que la manufactura de este nuevo acoplador es fuertemente dependiente de la intervención humana, se hacen las siguientes recomendaciones:

1. Encontrar un proceso más fino para la impresión del circuito al cobre del substrato.
2. Tener más control en el posicionamiento de conectores, si se pretende hacer con coaxiales.
3. Realizar más pruebas al conector utilizado e incluir comparaciones con diferentes tipos de soldadura, para caracterizarlas y elegir la mejor.

5.3. Trabajo futuro.

Se contempla la medición de los patrones de radiación de la antena Vivaldi y los arreglos de dos y cuatro antenas implementados a lo largo de esta tesis. Esta medición deberá hacerse en una cámara anecoica.

Apéndice A

Hoja técnica del substrato

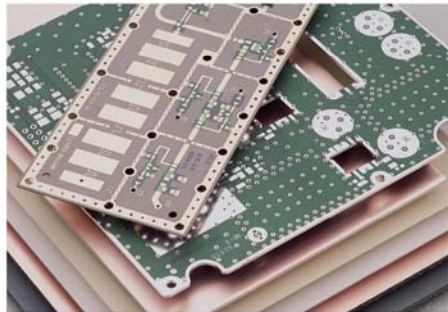
RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates

Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material.
- Low moisture absorption.
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency.
- Excellent chemical resistance.

Some Typical Applications:

- Commercial Airline Telephones
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas



RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range. Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of ¼ to 2 ounces/ft.² (8 to 70µm) on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled or electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

The world runs better with Rogers.™

PROPERTY	TYPICAL VALUE				DIRECTION	UNITS	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid® 5870		RT/duroid 5880					
Dielectric Constant, ϵ_1	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_1	-115		-125			ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2×10^7		2×10^7		Z	Mohm-cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2×10^8		3×10^7		Z	Mohm	C96/35/90	ASTM D257
Tensile Modulus	Test at 23°C	Test at 100°C	Test at 23°C	Test at 100°C				
	1300 (189)	490 (7.1)	1070 (156)	400 (65)	X	MPa (Kpsi)	A	ASTM D638
	1280 (185)	430 (63)	880 (126)	380 (55)	Y			
	90 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X			
42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.4)	Y				
ultimate stress	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%	A	ASTM D638
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Compressive Modulus	1210 (174)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (Kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
	803 (120)	520 (74)	940 (136)	670 (97)	Z			
	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X			
ultimate stress	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y	%	A	ASTM D695
	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z			
ultimate strain	4.0	4.3	8.5	8.4	X	%	A	ASTM D695
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y			
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z			
Deformation Under Load, Test at 150°C	1.0				Z	%	24hr/14 MPa (2 Kpsi)	ASTM D621
Heat Distortion Temperature	>260 (>500)		>260 (>500)		X,Y	°C (°F)	1.82 MPa (264 psi)	ASTM D648
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)			J/g.K		Calculated
Moisture Absorption	Thickness 0.31" (0.8mm)	0.9 (0.02)		0.9 (0.02)		mg (%)	D24/23	ASTM D570
	0.62" (1.6mm)	13 (0.015)		13 (0.015)				
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m.K		ASTM C518
Thermal Expansion	X	Y	Z	X	Y	Z	mm/m	ASTM D3386 (10K/min) (Values given are total change from a base temperature of 35°C)
	-5.0	-5.5	-11.6	-6.1	-8.7	-18.7		
	-0.6	-0.9	-4.0	-0.9	-1.8	-6.9		
	-0.2	-0.4	-2.6	-0.5	-0.9	-4.5		
	0.7	0.9	7.5	1.1	1.5	8.7		
	1.8	2.2	22.0	2.3	3.2	28.3		
	3.4	4.0	58.9	3.8	5.5	49.5		
Td	500		500			°C TGA		ASTM D3850
Density	2.2		2.2					ASTM D792
Copper Peel	20.8 (3.7)		22.8 (4.0)			psi (N/mm)	after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	94V-0		94V-0					UL
Lead-free Process Compatible	Yes		Yes					

[1] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.
[2] References: Internal TR's 1430, 2224, 2854. Test were at 23°C unless otherwise noted.
Typical values should not be used for specification limits.

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
0.005" (0.127mm), 0.031" (0.787mm)	18" X 12" (457 X 305mm)	¼ oz. (8 µm) electroplated copper foil.
0.010" (0.254mm), 0.062" (1.575mm)	18" X 24" (457 X 610mm)	½ oz. (17 µm), 1 oz. (35 µm), 2 oz. (70 µm) electroplated and rolled copper foil.
0.015" (0.381mm), 0.125" (3.175mm)	18" X 36" (457 X 915mm)	
0.020" (0.508mm).	18" X 48" (457 X 1,224mm)	

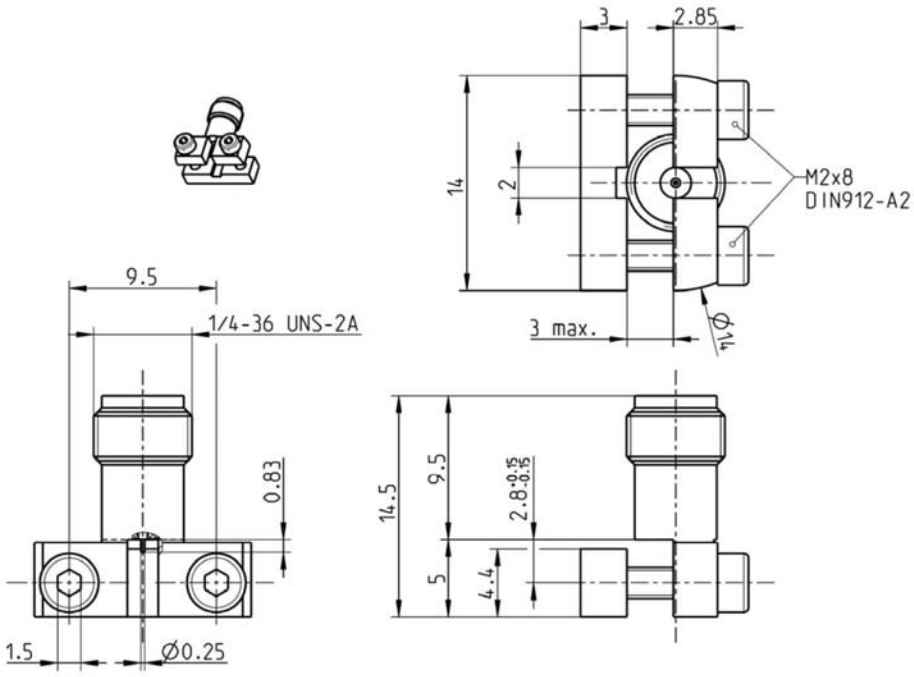
The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. RT/duroid and DUROID are licensed trademarks of Rogers Corporation.

© 1989, 1994, 1995, 1999, 2002, 2005, 2006 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved.
Revised 11/06 0696-1106-0.5CC Publication #92-101

Apéndice **B**

Hoja técnica de los conectores

TECHNICAL DATA SHEET	Rosenberger®																			
RPC-2.92 RIGHT ANGLE JACK PCB	02K243-40ME3																			
 <p>All dimensions are in mm; tolerances according to ISO 2768 m-H</p> <p>Interface Mechanically compatible with RPC-3.50 and SMA</p> <p>Documents PCB layout B 208</p> <p>Material and plating</p> <table border="0"> <tr> <td>Connector parts</td> <td>Material</td> <td>Plating</td> </tr> <tr> <td>Center contact</td> <td>Beryllium copper</td> <td>Gold, min. 1.27 µm, over chemical nickel</td> </tr> <tr> <td>Outer contact</td> <td>Brass</td> <td>Gold, min. 0.8 µm, over chemical nickel</td> </tr> <tr> <td>Dielectric 1</td> <td>PEEK</td> <td></td> </tr> <tr> <td>Dielectric 2</td> <td>PTFE</td> <td></td> </tr> <tr> <td>Screws</td> <td>Stainless steel</td> <td></td> </tr> </table>			Connector parts	Material	Plating	Center contact	Beryllium copper	Gold, min. 1.27 µm, over chemical nickel	Outer contact	Brass	Gold, min. 0.8 µm, over chemical nickel	Dielectric 1	PEEK		Dielectric 2	PTFE		Screws	Stainless steel	
Connector parts	Material	Plating																		
Center contact	Beryllium copper	Gold, min. 1.27 µm, over chemical nickel																		
Outer contact	Brass	Gold, min. 0.8 µm, over chemical nickel																		
Dielectric 1	PEEK																			
Dielectric 2	PTFE																			
Screws	Stainless steel																			
Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG P.O.Box 1260 D-84526 Tittmoning Germany www.rosenberger.de	Tel.: +49 8684 18-0 Fax: +49 8684 18-499 email: info@rosenberger.de	Page 1 / 2																		

RF_35/11.05/3.1

TECHNICAL DATA SHEET				Rosenberger®			
RPC-2.92 RIGHT ANGLE JACK PCB				02K243-40ME3			
Electrical data							
Impedance	50 Ω						
Frequency	DC to 40 GHz						
Return loss	≥ 14 dB, DC to 40 GHz						
Insertion loss	≤ 0.1 x $\sqrt{f(\text{GHz})}$ dB						
Insulation resistance	≥ 5 GΩ						
Center contact resistance	≤ 3.0 mΩ						
Outer contact resistance	≤ 2.0 mΩ						
Test voltage	750 V rms						
Working voltage	250 V rms						
RF-leakage	≥ 100 dB up to 1 GHz						
<i>- Return loss in application depends decisive on PCB layout -</i>							
Mechanical data							
Mating cycles	≥ 500						
Center contact captivation	≥ 22 N						
Coupling test torque	max. 0.40 Nm						
Recommended torque	0.30 Nm						
Environmental data							
Temperature range	-40°C to +85°C						
Thermal shock	MIL-STD-202, Method 107, Condition B						
Corrosion	MIL-STD-202, Method 101, Condition B						
Vibration	MIL-STD-202, Method 204, Condition D						
Shock	MIL-STD-202, Method 213, Condition I						
Moisture resistance	MIL-STD-202, Method 106						
Max. soldering temperature	IEC 61760-1, +260°C for 10 sec.						
2002/95/EC (RoHS)	compliant						
Tooling							
	N/A						
Suitable cables							
	N/A						
Packing							
Standard	50 pcs in blister						
Weight	4.3 g/pce						
While the information has been carefully compiled to the best of our knowledge, nothing is intended as representation or warranty on our part and no statement herein shall be construed as recommendation to infringe existing patents. In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.							
Draft	Date	Approved	Date	Rev.	Engineering change number	Name	Date
Herbert Babinger	04/08/06	Krautenbacher J.	19/10/06	b00	06-0478	Wallner Markus	19/10/06
Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG P.O.Box 1260 D-84526 Tittmoning Germany www.rosenberger.de					Tel.: +49 8684 18-0 Fax: +49 8684 18-499 email: info@rosenberger.de		Page 2 / 2

RF_35/11.05/3.1

Apéndice C

Artículo aceptado para el *Internacional
Workshop on Antenna Technology,
IWAT2008.*

A wideband antenna array with novel 3dB branch-line power dividers as feeding network.

#Edgar Colín-Beltrán¹, Alonso Corona-Chávez¹, Reydezel Torres-Torres¹, Ignacio Llamas-Garro².

¹Nacional Institute for Astrophysics, Optics and Electronics. Luis Enrique Erro 1. Tonantzintla, Puebla, 72840, México., edgarcb@inaoep.mx

²Signal and communications theory department, Technical University of Catalonia, 08034, Barcelona, Spain.

I. Introduction

Wideband antenna arrays are essential components in ultrawide band (UWB) wireless systems. Such arrays can be implemented with wideband antenna elements and power dividers to form the feeding network [1].

Several power dividers have been developed in waveguide and printed circuits [2]. Printed circuits can be based on microstrip or coplanar characteristics, of which the most common are: Wilkinson power dividers [3], t-junctions, and couplers with a loaded port such as branch-line [4], coupled-lines and Lange [5].

T-junctions are the only ones that can be implemented by traditional 2D photolithography since they do not require loads, resistive components nor bond wires. However, they present a low matching at the ports and narrow bandwidths (BW). In [6] the 13% BW divider forms a feeding network for a four patch antenna array, and in [7] a BW of only 11% is achieved. In Abbosh [8]-[9] t-junctions have been modified to improve their matching characteristics and implemented in multilayer structures. Their reported BW is about 80% at -8dB input rejection. Another two-layer structure is shown in Billakowski [10], where a divider with 100% BW for an input return loss below -12 dB, was designed.

Wilkinson dividers improve the matching characteristics of t-junctions because they eliminate the reflection at the ports by inserting a resistor between the branches of the divider. In [11-13] Wilkinson dividers with bandwidths of up to 100% are reported however, fabrication techniques become complicated as surface mount resistors are required.

Directional couplers can also be used as power dividing networks [4]. Three branch line couplers are described in [14-16], where stubs are added at the ports to increase the BW. However, a load is still needed at the isolated port for good matching. Their BW is of up to 50% for a return loss below -10 dB. An elaborated process to modify ground plane is required as it is proposed by Tang [17] and Ho [18], where a BW of 40% is achieved.

Wideband 3dB coupled line couplers have been reported in [19-20] using multilayer micromachined fabrication techniques. By connecting several directional couplers in tandem [21], bandwidth enhancement can be obtained. In references [22-23] a BW up to about 150% is obtained. However, for all cases, one port has to be matched to a load and bond wires or multilayer fabrication processes must be used.

Lange couplers [5], which offer very wide band characteristic responses, can be found in [24-25]. Chua [24], has reported two Lange couplers with BWs of about 40%. Nevertheless, bond wires are required and the isolated ports must be loaded for good matching. In [25], a 41% BW PCB Lange divider design is described, where via holes are used instead of bond wires.

In this paper we introduce a novel type of wide bandwidth branch-line power divider that does not require surface mount resistors, loads at the ports nor bond wires and hence it can be manufactured using traditional 2D photolithography. The circuit is implemented in microstrip technology and its BW is about 40% with a rejection below -14 dB. This divider is implemented on a corporate feeding network, which feeds a two and four antenna array. The design procedures along with simulated and experimental results of the whole network are presented.

II. Design procedure of the novel branch-line 3dB power divider

To start the design, two conventional microstrip 8.3dB couplers were designed at 22GHz and cascaded. The substrate used was Duroid 5880 with $\epsilon_r= 2.2$ and thickness $h= 0.381$ mm. Then these 2 couplers were merged to form a 3 branch structure and stubs were added at the ports to increase the BW following [26]. It was observed that by removing the 50 Ω load of the isolated port and by optimizing the widths of the $\lambda/2$ matching stubs a 3-port power divider with excellent matching was obtained. The final circuit of the 3-port branch line divider is shown in Fig.2a, and the simulated responses with [27] in Fig.1. As it can be seen a 50% power split is achieved at the center frequency. The BW is about 40% for +/- 0.5dB coupling unbalance and a return loss lower than -14dB. The phase difference at the output ports is almost less than 9 degrees throughout the band. Power losses are at about 0.5dB at the center frequency.

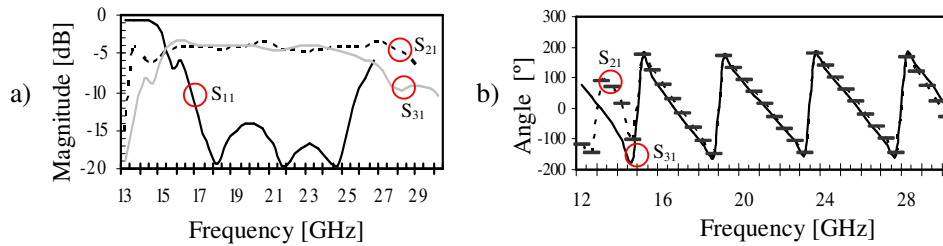


Fig.1. Simulated results: a) Magnitude and b) Phase.

Two corporate feed networks have been designed using the branch line power dividers. The first one consists of one power divider feeding a Two-Vivaldi antenna array, see Fig.2c. And the second one has 3 dividers and Four-Vivaldis as shown in Fig.2d. The Vivaldi antennas were designed at the center frequency following the procedure exposed in [28]. A single Vivaldi is shown in Fig.2b.

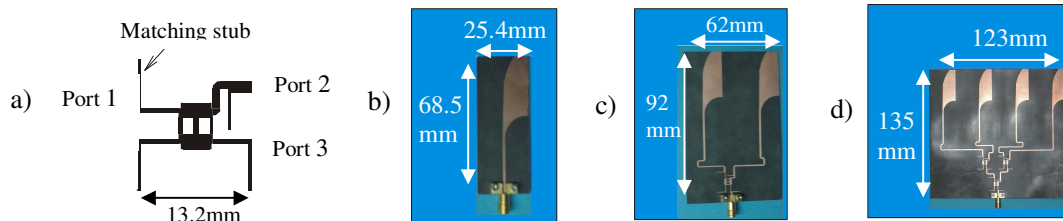


Fig.2. a) The implemented divider, b) Vivaldi Antenna, c) Two-Vivaldi array, d) Four-Vivaldi array.

III. Simulated and Experimental results

The simulated antenna using [29] and its measured S_{11} parameter are shown in Fig.3. Both responses show good correlation having a BW of 40% for S_{11} better than about -8dB. The measured and simulated responses of the return loss of the two and four antenna arrays are shown in Fig.4a, and Fig.4b, respectively. As it can be seen, the simulated and experimental responses show very good agreement. BW is 50% for S_{11} below -8dB for the 2 antenna array. And a BW about is 50% for S_{11} lower than -10dB for the 4 antenna array.

The simulated radiation patterns for both arrays are shown in Fig.5a and Fig.5b. As it can be observed the first sidelobe is -3dB and -10dB below the main lobe, respectively for the E plane at the center frequency. The -3dB beamwidths are 48° and 60°, for the E plane and H plane, respectively for the 2-antenna array. For the 4 antenna array the beamwidths are 40° and 59° for the E and H planes.

IV. Conclusions

A new type of wide band corporate feeding network using a novel type of 3 dB branch line power divider was presented. This divider can be manufactured using traditional photolithography as it does

not require any surface mounted components, multilayer structures nor 50Ω loads at the ports as compared to traditional couplers. Two antenna arrays with their respective feeding network were successfully implemented and their simulated and experimental results show good agreement.

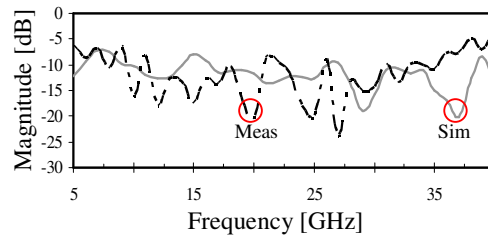


Fig.3 Measured and simulated S11 response for a Vivaldi antenna.

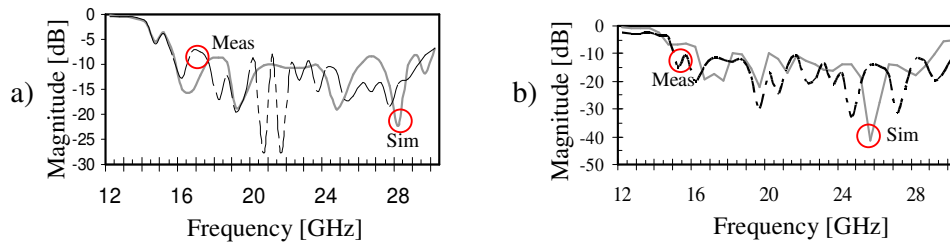


Fig.4. Measured and simulated S11 response for: a) Two-antenna array, b) Four-antenna array.

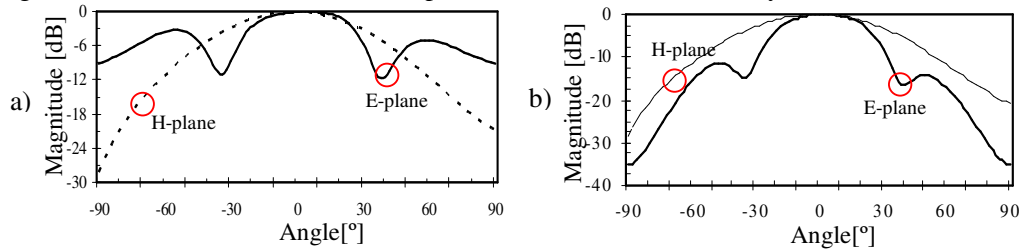


Fig.5. Simulated radiation pattern of: a) Two-antenna array, b) Four-antenna array.

References

- [1] C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", John Wiley & Sons, 2nd Ed., 1997.
- [2] S. N. Cohn, and R. Levy, "History of Microwave Passive Components with Particular Attention to Directional Couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-32, no. 9, pp. 1046-1054, Sep.1984.
- [3] E. Wilkinson, "An n-way hybrid power divider", *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-8, pp. 116-118, January 1960.
- [4] R. Levy and F. Lind "Synthesis of symmetrical branch line directional couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-16, no. 2, p. 691, Feb 1968.
- [5] J. Lange, "Interdigitated stripline quadrature hybrid", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-17, pp. 1150-1151, Dec. 1969.
- [6] K. Solbach and O. Litschke, "Patch-Array-Antenna Feed Network Providing Bandwidth Improvement", *MIOP 2001*, Stuttgart, 8-10 May, 2001.
- [7] A. Nestic, Z. Micic, S. Jovanovic, I. Radnovic and D. Nestic, "Millimeter-wave printed antenna arrays for covering various sector widths", *IEEE antennas and propagation magazine*, vol.49, no.1, February 2007.
- [8] A. M. Abbosh and M. E. Bialkowski, "An uwb planar out-of-phase power divider employing parallel stripline-microstrip transitions", *Microwave and optical technology letters*, vol. 49, No. 4, April 2007.

- [9] A. M. Abbosh and M. E. Bialkowski, "Design of a uwb planar 180° hybrid exploiting microstrip slot transitions", *Microwave and optical technology letters*, vol. 49, No. 6, June 2007.
- [10] M. Bialkowski, A. Abbosh, and H. Kan, "Design of compact components for ultra wideband communication front ends", *Presented on NEWCOM-ACoRN Workshop in Vienna*, September 2006.
- [11] Y. Yang, C. Zhang, S. Lin and A.E Fathy, "Development of an ultra wideband Vivaldi antenna array", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1A, pp. 606- 609, July 2005.
- [12] W. H. Tu, "Compact Wilkinson power divider with harmonic suppression" *Microwave and optical technology letters*, vol. 49, no. 11, pp. 2825-2827, Nov. 2007.
- [13] M. Ozgur, M. E. Zaghoul, and M. Gaitan" Micromachined 28-GHz Power Divider in CMOS Technology", *IEEE Microwave and guided wave letters*, vol. 10, no. 3, pp. 99-102, March 2000.
- [14] G. Prigent, E. Rius, H. Happy, K. Blary, S. Lepilliet, "Design of Wide-Band Branch-Line Coupler in the G-Frequency Band", *Microwave Symposium IEEE MTT-S International*, pp. 986-989, June 2006.
- [15] B. Mayer, "New broadband branchline coupler", *Electronics letters*, vol. 26 no. 18, August 1990.
- [16] K. W. Eccleston, and S. H. M. Ong, "Compact planar microstripline branch-line and rat-race couplers", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, no. 10, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
- [17] C. W. Tang, M. G. Chen, Y. S. Lin and J. W. Wu, "Broadband microstrip branch-line coupler with defected ground structure", *Electronics letters*, vol. 42, no. 25, Dec. 2006.
- [18] C. H. Ho, L. Fan and K. Chang, "A Broad-Band Uniplanar Branch-Line Coupler Using a Coupled Rectangular Slotline Ring", *IEEE Microwave and guided wave letters*, vol. 3, no. 6, pp. 175-176, June 1993.
- [19] A. Corona-Chavez, *et al.*, "Novel suspended line microstrip coupler using BCB as supporting layer" *Microwave and Optical Technology Letter.*, Wiley Interscience, vol. 49, no. 8. pp. 1813-1814, August 2007.
- [20] H.T. Kim, *et al.*, "CPW MMIC coupler based on offset broad side air gap coupling fabricated by Standard air bridge process" *Electronics Letters*, vol. 37, pp. 358-359, 2001.
- [21] J. P. Shelton, J. Wolfe and R.C. van Wagoner, "Tandem couplers and Phase shifters for multi-octave bandwidth", *Microwaves*. 1965.
- [22] S. Uysal, and A.H. Aghvami, "Synthesis and design of wideband symmetrical nonuniform directional couplers for MIC applications", *Microwave Symposium, IEEE MTT-S International*, vol.2, pp. 587-590, May 1988.
- [23] J. H. Cho, H. Y. Hwang and S. W. Yun," A Design of Wideband 3-dB Coupler With N-Section Microstrip Tandem Structure", *IEEE Microwave and wireless components letters*, vol. 15, no. 2, pp. 113-115, Feb. 2005.
- [24] L. H. Chua, A. C. Ng, G. I. Ng, H. Wang, J. Zhou, H. Nakamura, "Design and analysis of coplanar Lange coupler for millimetre-wave applications up to 90 GHz", *Microwave Conference Asia-Pacific*, pp. 392 – 395, 2000.
- [25] J. C. Chiu, C. M. Lin and Y. H. Wang, "A 3-dB Quadrature Coupler Suitable For PCB Circuit Design", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.*, vol. 54, no. 9, pp. 3521-3525, Sep. 2006.
- [26] B. Mayer and R. Könchel, "Branchline-couplers with improved design flexibility and broad bandwidth", *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol.1, pp. 391-394, May 1990.
- [27] Sonnet software Inc., Sonnet®.
- [28] Kim, S.G. and K. Chang, "Ultra wideband 8 to 40 GHz beam scanning phased array using antipodal exponentially-tapered slot antennas", *Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1757 – 1760, June 2004.
- [29] Ansoft HFSS®.

Referencias

- [1] Matos-Gómez, J., "Satellite broadcast systems engineering", Artech-House, Inc., 2002.
- [2] Zolfaghari, A., "Low-power CMOS design for wireless transceivers", Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [3] Rees, W.G., "Physical principles of remote sensing", Cambridge University Press, 2nd Ed.
- [4] Ulaby, F. T., R.K. Moore, and A. K. Fung, "Microwave Remote Sensing: Active and Passive", Vol.1, Artech House.
- [5] Corinna, W.M., "Atmospheric Water Vapour and Astronomical Millimetre Interferometry", *Ph.D. dissertation, University of Cambridge*, Cambridge, U.K, 1998.
- [6] <http://members.fortunecity.com/rkuniv/#PosPhD>
- [7] Jensen, J. R., "Remote Sensing of the Environment: An Earth Resource Perspective", Prentice Hall, 2nd Ed.
- [8] Ferrusca, D., "A cryogenic ⁴He bolometer system for detecting (sub-) millimeter wavelength radiation", *Ph.D. Thesis*, INAOE.

- [9] Haroules, G. G., W.E. and Brown, “Radiometric Measurement of Attenuation and Emission by the Earth’s Atmosphere at Wavelengths from 4 cm to 8 mm”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-16, no. 9, pp.611-620, September 1968.
- [10] Hansen, R. C., “Microwave scanning antennas”, Academic Press, 1964.
- [11] Olmi, L., “Systematic observations of anomalous refraction at millimeter wavelengths”, *Astronomy and Astrophysics*, pp.348-357, 2001.
- [12] Findlay, J.W., “Filled-aperture antennas for radio astronomy”, *Annu. Rev. Astro. Astrophysics*, pp.271-292, 1971.
- [13] Delgado, G., *et al*, “The determination of precipitable water vapour at Llano de Chajnantor from observations of the 183 GHz water line”, *ALMA memo*, no. 271.1.
- [14] Roy, A. L., U. Teuber and R. Keller, “The water vapour radiometer at Effelsberg”, *Proceedings of the 7th European VLBI network Symposium*, Toledo, Spain, October 2004.
- [15] Iturbide-Sanchez, F., S. C. Reising and S. Padmanabhan, “A miniaturized spectrometer radiometer based on MMIC technology for tropospheric water vapor profiling”, *IEEE Trans. on geoscience and remote sensing*, vol. 45, no. 7, pp.2181-2194, July 2007.
- [16] Deuber, B., N. Kämpfer and D. G. Feist, “A new 22-GHz radiometer for middle atmospheric water vapor profile measurements”, *IEEE Trans. on geoscience and remote sensing*, vol. 42, no. 5, pp.974-984, May 2004.
- [17] Matono, H., *et al*, “Development of 35GHz Band and Passive Imaging Systems and their Applications to Medical and Bio-objects Imaging”, *Radio Science Conference Proceedings Asia-Pacific*, pp. 452- 454, August 2004.

- [18] Mizuno, K., et al, "New Applications of Millimeter-Wave Incoherent Imaging", *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International Volume*, p. 4, June 2005.
- [19] Sharma, P., "Passive Remote Sensing of a Buried Object using a 29.9 GHz Radiometer", *Microwave Conference Proceedings, APMC*, vol. 1, p. 2, December 2005.
- [20] Grody, N, "Remote sensing of atmospheric water content from satellites using microwave radiometry", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-24, no. 2, March 1976.
- [21] Pozar, D. M., "Microwave and RF Wireless Systems", John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [22] Christodoulou, C. G., and P. F. Parveen, "Fundamentals of Antennas: Concepts and Applications", *SPIE PRESS*, 2001.
- [23] Balanis, C. A., "Antenna Theory: analysis and design", John Wiley & Sons, Inc., 2nd Ed., 1997.
- [24] Chen, Z. N., *et al*, "Planar antennas", *IEEE Microwave Magazine*, pp.63-73, December 2006.
- [25] Chiappe M., and G. L. Gragnani, "Vivaldi Antennas for Microwave Imaging: further steps in its Radiation Features Analysis", *IEEE Workshop on Imaging Sys. And Tech., Niagara Falls*, pp. 8-13, May 2005.
- [26] Yun, T. Y., et al, "A 10- to 21-GHz, low cost, multifrequency, and Full-Duplex phased-array antenna system", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 641-650, May 2002.
- [27] Golovkov A. A., et al, "Wideband Vivaldi feed for a reflector radio telescope", *Proceed. Of URSI/IEEE XXVII Conv. On Radio Science, Espoo, Finland*, pp. 84-87 October 2002.

- [28] Peeters-Weem, J., Z. Popovic, and B. M. Notaros, "Vivaldi antenna arrays for SKA", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp.174 - 177, 2000.
- [29] Visser, H. J., "Array and Phased Array Antenna Basics", John Wiley & Sons, 2005.
- [30] Agrawal, A. K., and E. L. Holzman, "Beamformer Architectures for Active Phased-Array Radar Antennas" *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 3, March 1999.
- [31] Gibson, P. J., "The Vivaldi aerial", *Proc. 9th European Microwave Conf., Brighton*, U. K., 1979, 120 pp.
- [32] Gazit, E., "Improved design of the Vivaldi antenna", *IEE Proceedings*, vol. 135, Pt. H, no.2, Apr 1988, pp. 89 -92.
- [33] Abbosh, A. M., H. K. Kan and M. E. Bialkowski, "Compact ultra-wideband planar tapered slot antenna for use in a microwave imaging system", *Microwave and optical Technology Letters*, vol.48, no. 11, November, 2006.
- [34] Lee, K. F. and W. Chen, "Advances in microstrip and printed antennas", John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [35] Yngvesson, K. S., et al, "Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. Ap-33, no. 2, December 1985.
- [36] Janaswamy, R. and D. H. Schaubert, "Analysis of the Tapered Slot Antenna", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. Ap-35, no. 9, September 1987.
- [37] Mokraoui, A. and R. Aksas, "Applying the method of Moments to the analysis of large tapered slot antennas through unequal sectioning", *Microwave and optical technology letters*, vol. 40, no. 4, February, 2004.

- [38] Jingxi, H. and F. Zhibo, "Analysis of Vivaldi antennas". *Antennas and Propagation, Sixth International Conference*, vol.1, no.301, Apr 1989, pp. 206-208.
- [39] Stockbroeckx, B., "Space Wave and Surface Wave Radiation in the Vivaldi Antenna," *Ph.D. dissertation, Catholic Univ. Louvain, Louvain-la-Neuve, Belgium*, 1998.
- [40] Langley, J.D.S., P.S Hall and P. Newham, "Multi-octave phased array for circuit integration using balanced antipodal Vivaldi antenna elements", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, Jun 1995, pp. 178 – 181.
- [41] García E., E. De Lera and E. Rajo, "Tapered slotline antenna modification for radiation pattern improving", *Microwave and optical technology letters*, vol. 49, no. 10, October 2007.
- [42] Abbosh, A. M., H. K. Kan and M. E. Bialkowski, "Design of compact directive ultra wideband antipodal antenna", *Microwave and optical Technology Letters*, vol.48, no. 12, December, 2006.
- [43] Kim, S. G. and K. Chag, "A low cross-polarized antipodal Vivaldi antenna array for wideband operation", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 2269 – 2272, June 2004.
- [44] Worms, J. G., P. Knott and D. Nuessler, "The experimental system PALES: signal separation with a multibeam-system based on a Rotman Lens", *IEEE Antennas and Propagation magazine*, vol. 49, no. 3, June 2007.
- [45] Rotman, W. and R. F. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, AP-11, 6, pp.89-92, Nov.1963.

- [46] Guangyou, F., "New design of the antipodal Vivaldi antenna or a GPR system", *Microwave and optical technology letters*, vol. 44, no. 2, January 2005.
- [47] Kim, S. G. and K. Chang, "Ultra wideband 8 to 40 GHz beam scanning phased array using antipodal exponentially-tapered slot antennas", *Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1757 – 1760, June 2004.
- [48] HFSS® de ANSOFT Corp.
- [49] Hansen, R. C., "Phased array antennas", John Wiley & Sons, Inc, 1998.
- [50] Lee, B., G. C. Kang, and S. H. Yang, "Broadband high-efficiency microstrip antenna array with corporate-series-feed", *Microwave and optical technology letters*, vol. 43, No. 3, Nov. 2004.
- [51] González-Ayestarán, R., F. Las-Heras and L. F. Herrán, "Neural modeling of mutual coupling for array antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, March 2007.
- [52] Nestic, A., Z. Micic, S. Jovanovic, I. Jovanovic and D. Nestic, "Millimeter-wave printed antenna arrays for covering various sector widths", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 1, February 2007.
- [53] Abbosh, A. M. and M. E. Bialkowski, "Design of a uwb planar 180° hybrid exploiting microstrip slot transitions", *Microwave and optical technology letters*, vol. 49, No. 6, June 2007.
- [54] Abbosh, A. M. and M. E. Bialkowski, "An uwb planar out-of-phase power divider employing parallel stripline-microstrip transitions", *Microwave and optical technology letters*, vol. 49, No. 4, April 2007.
- [55] Tu, W. H., "Compact Wilkinson power divider with harmonic suppression", *Microwave and optical technology letters*, vol. 49, no. 11, pp.2825-2827, Nov. 2007.

- [56] Lange, J., "Interdigitated stripline quadrature hybrid", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-17, pp.1150-1151, December 1969.
- [57] Chiu, J. C., C. M. Lin and Y. H. Wang, "A 3-db quadrature coupler suitable for PCB circuit design", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 9, pp. 3521-3525, Sep. 2006.
- [58] Levy, R. and F. Lind "Synthesis of symmetrical branch line directional couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-16, no. 2, p. 691, Feb 1968.
- [59] Tang C. W., M. G. Chen, Y. S. Lin and J. W. Wu, "Broadband microstrip branch-line coupler with defected ground structure", *Electronics letters*, vol. 42, no. 25, Dec. 2006.
- [60] Prigent G., E. Rius, H. Happy, K. Blary, S. Lepilliet, "Design of Wide-Band Branch-Line Coupler in the G-Frequency Band", *Microwave Symposium IEEE MTT-S International*, pp. 986-989, June 2006.
- [61] Kim, S. G., H. Kim, Y. Lee, I. S. Kho and J. G. Yook, "5.8 GHz vital signal sensing Doppler radar using isolation-improved branch-line coupler", *Radar Conference, 2006. 3rd European, Manchester, UK*, pp. 249-252 Sept. 2006.
- [62] Riblet, G. P., "A directional coupler with very flat coupling", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-26, no. 2, February 1978.
- [63] <http://electronicdesign.com/Articles/Index.cfm?AD=1&ArticleID=13546>
- [64] <http://www.irctt.com/pdf/mwr.pdf>
- [65] <http://rfdesign.com/news/products/irc-chip-resistors/>
- [66] Shelton, J. P., J. Wolfe and R.C. van Wagoner, "Tandem couplers and Phase shifters for multioctave bandwidth", *Microwaves*. 1965.
- [67] Matthaei, G. L., L. Young and E. M. T. Jones, "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures", McGraw-Hill, Inc., 1964.

- [68] Microwave office®.
- [69] Mayer B. and R. Könchel, "Branchline-couplers with improved design flexibility and broad bandwidth", *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol.1, pp. 391-394, May 1990.
- [70] Sonnet software, Inc, *Sonnet*®.
- [71] *Rogers Corporation*®.
- [72] *Huber + Suhner*®
- [73] *Rosenberger*®.
- [74] *ADS software, Agilent Technologies*®.