

ADVERTIMENT. La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del servei TDX (www.tesisenxarxa.net) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual únicament per a usos privats emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA. La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del servicio TDR (www.tesisenred.net) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual únicamente para usos privados enmarcados en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio TDR. No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING. On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the TDX (www.tesisenxarxa.net) service has been authorized by the titular of the intellectual property rights only for private uses placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading and availability from a site foreign to the TDX service. Introducing its content in a window or frame foreign to the TDX service is not authorized (framing). This rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA
BARCELONATECH



**Dispositivos de medición de Frecuencia
Reconfigurables
(Reconfigurable Frequency Measurement Devices)**

Autor: MOISÉS ISAAC ESPINOSA ESPINOSA

Director;

Ignacio Llamas Garro

Tutor;

Dr. Lluís Pradell Cara

**Tesis presentada para obtener el grado de Doctor por la Universidad Politécnica
de Catalunya.**

Barcelona, España, Octubre 2015

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

*“Las grandes almas siempre se han encontrado
con una oposición violenta de las mentes mediocres”*

-Albert Einstein-

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

A mis padres;

Ernesto y Olga

A mis hermanos;

Leticia, Juan, Marco e Iván

A la pandilla;

*Sonia, David, Oscar, Jonathan,
Erandy, Yuritzi, Mauricio,
Marco, Andrea, Caled,
Erendira, Andrea, y Mayra.*

David Espinosa S. †

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

Resumen	xi
Agradecimientos	xiii
Índice de Figuras	xv
Índice de Tablas	xviii
Lista de Acrónimos	xix
Lista de símbolos	xxi
Capítulo 1 Introducción	1
1.1 Motivación	2
1.2 Objetivo	4
1.3 Aplicaciones de los sistemas de medición de frecuencia instantánea	4
1.4 Organización de la tesis	6
1.5 Descripción de los capítulos	7
1.6 Referencias	10
Capítulo 2 Estado del Arte	11
2.1 Sistemas de medición de frecuencia instantánea	12
2.2 Comparación entre un receptor de medición de frecuencia instantánea y diferentes tipos de receptores utilizados en la guerra electrónica	17
2.3 Referencias	22
Capítulo 3 Introducción a los discriminadores de microondas	25
3.1 Medidores de frecuencia instantánea	26
3.2 Concepto de funcionamiento de un discriminador de microondas	27
3.3 Tipos de discriminadores de microondas	30
3.3.1 Discriminadores de microondas fijos	30
3.3.1.1 Discriminadores con capacidad interdigital en la línea de retardo	31
3.3.1.1.1 Fabricación del dispositivo	33
3.3.1.1.2 Resultados	33
3.3.1.2 Discriminadores con filtros rechaza bandas	33
3.3.1.2.1 Fabricación del dispositivo	34
3.3.1.2.2 Resultados	35
3.3.2 Discriminador de microondas reconfigurable	36
3.4 Comparación entre discriminadores fijo y reconfigurable	36
3.5 Referencias	40
Capítulo 4 Discriminador de microondas reconfigurable de 2-bits, implementado con diodos PIN.	41
4.1 Funcionamiento del discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits	42
4.2 Descripción de los componentes electrónicos que forman un discriminador reconfigurable de 2 bits	42
4.2.1 Divisor de potencia	43

4.2.1.1	Fabricación del divisor de potencia	44
4.2.1.2	Pérdida de retorno del divisor	44
4.2.1.3	Pérdidas de inserción del puerto 2	45
4.2.1.4	Pérdidas de inserción del puerto 3	46
4.2.2	Interruptor <i>single pole double throw</i>	46
4.2.2.1	Polarización de los diodos que conforman el interruptor <i>single pole, double throw</i> del sistema de conmutación del discriminador de microondas reconfigurable	49
4.2.2.2	Pérdida de retorno (S_{11}) del interruptor <i>Single Pole Double Throw</i>	50
4.2.2.3	Pérdidas de inserción (S_{21}) de la rama 1	50
4.2.2.4	Pérdidas de inserción (S_{31}) de la rama 2	52
4.3	Fabricación del discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits	53
4.4	Resultados	53
4.5	Referencias	57

Capítulo 5	Discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits, implementado con diodos PIN.	59
5.1	Funcionamiento del discriminador de microondas reconfigurable de 4-bits	60
5.2	Descripción del sistema de conmutación	61
5.2.1	Interruptor <i>single pole quadruple throw</i>	61
5.2.2	Polarización de los diodos del interruptor <i>single pole quadruple throw</i>	62
5.2.3	Pérdida de retorno (S_{11}) del interruptor <i>single pole quadruple throw</i> del puerto 1 en referencia a la rama 1	64
5.2.4	Pérdidas de inserción (S_{21}) simulada y medida de la rama 1	65
5.2.5	Pérdida de retorno (S_{11}) del interruptor <i>single pole double throw</i> de la rama 2	66
5.2.6	Pérdidas de inserción (S_{31}) de la rama 2	67
5.2.7	Pérdida de retorno (S_{11}) del puerto 1 en referencia a la rama 3 del interruptor <i>single pole quadruple throw</i>	69
5.2.8	Pérdidas de inserción (S_{41}) simulada y medida de la rama 3	69
5.2.9	Pérdida de retorno del interruptor <i>single pole quadruple throw</i> para el puerto 1 en referencia a la rama 4	71
5.2.10	Pérdidas de inserción simulada y medida de la rama 4	71
5.3	Fabricación del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits	72
5.4	Resultados del discriminador de microondas reconfigurable	74
5.5	Referencias	78

Capítulo 6	Discriminadores de microondas reconfigurables de 4-bits, implementado con interruptores <i>RF-MEMS</i>	79
6.1	Funcionamiento del discriminador de microondas reconfigurable de 4-bits, implementado con interruptores <i>RF-MEMS</i>	80
6.2	Descripción de los componentes electrónicos que forman un discriminador reconfigurable de 4-bits	81
6.2.1	Divisor de potencia	82
6.2.1.1	Pérdida de retorno (S_{11}) del divisor de potencia	82
6.2.1.2	Pérdida de inserción de los puertos 2 y 3 del divisor de potencia	83
6.2.1.3	Aislamiento entre los puertos 2 y 3 del divisor de potencia	84
6.2.2	Interruptor <i>RF-MEMS RMSW240-QFN</i>	84

6.2.2.1 Polarización del interruptor <i>RF-MEMS</i> para establecer los Estados de operación del discriminador de microondas reconfigurable	85
6.3 Resultados simulados	86
6.4 Referencias	88
Capítulo 7 Defasador <i>MEMS</i> reconfigurable	89
7.1 Funcionamiento del defasador <i>MEMS</i> reconfigurable	90
7.2 Pérdida de retorno simulada del defasador <i>MEMS</i>	93
7.3 Pérdida de inserción simulada del defasador <i>MEMS</i>	93
7.4 Señales de corrimiento de fase ($\Delta\phi$) simulada de los dos estados operativos del defasador <i>MEMS</i> reconfigurable	95
7.5 Referencias	96
Capítulo 8 Conclusiones y Trabajo futuro	97
8.1 Conclusiones	98
8.2 Trabajo futuro	100
8.3 Referencias	101
Apéndice	103
Publicaciones seleccionadas	103
A1. Listas de publicaciones	105
B1. Interferometer instantaneous frequency identifier	109
C1. Interferómetros de radiofrecuencia aplicados a Guerra electrónica	131
D1.2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable frequency measurement device	143
E1.4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable discriminator for frequency measurement	153
F1.A comparison Between fixed and reconfigurable frequency measurement circuits	163
G1.Integrated instantaneous frequency measurement subsystem based on multi-band-stop filters	175
H1.Reconfigurable frequency identification receivers	183

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

Resumen

En esta tesis se presenta el concepto de discriminadores de microondas reconfigurables de dos puertos para el desarrollo de sistemas de medición de frecuencia reconfigurables de alta miniaturización, peso y costo reducido.

Este concepto es comprobado con el diseño y fabricación de varias topologías de discriminadores de microondas para generar 2 y 4 bits de identificación de frecuencia, implementados con líneas de transmisión *microstrip* y *coplanar waveguide*, y tecnología de estado sólido, y sistemas micro-electro-mecánicos *MEMS*.

Se presentan tres topologías de discriminadores de microondas reconfigurables; uno genera 2 bits de identificación y los dos restantes generan 4 bits de identificación. Dos topologías utilizan tecnología de estado sólido (diodos PIN), líneas de transmisión *microstrip* y operan en la banda de frecuencia L y S. La última topología usa interruptores *SPQT* integrados en *chips RF-MEMS*, líneas de transmisión coplanar y opera en las bandas de operación C, X y Ku.

Finalmente, se presenta el diseño de un defasador implementado con tecnología *MEMS* para generar un corrimiento de fase de 180° . Esta topología utiliza líneas de transmisión tipo *slotline* y opera en la banda Ka. Este defasador permite generar discriminadores de microondas reconfigurables con alta miniaturización, y peso reducido.

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

Agradecimientos

Quiero especialmente agradecer a mis padres; Ernesto Espinosa y Olga Espinosa, por su apoyo, cariño y comprensión en mis proyectos y locuras de vida. A mí padre por ser la primera persona que me enseñó ingeniería aplicada y que me motivó a tomar el camino enigmático de la investigación. A mí madre por enseñarme lo que es dedicación y constancia.

A mi buen y apreciable amigo el Dr. Ignacio Llamas Garro por sus consejos, formación, apoyo, motivación y dirección en todo momento en el desarrollo de este proyecto llamado tesis doctoral.

A mí amigo el Dr. Marcos T. de Melo por permitirme involucrarme en el diseño y desarrollo de sistemas de medición de identificación de frecuencia y por sus comentarios acertados para el mejoramiento de mí trabajo.

A mí amigo Dr. Bruno de Oliveira por compartir su experiencia y colaboración en el este proyecto.

A las autoridades del Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC), por haberme brindado un espacio de trabajo para desarrollar la tesis doctoral.

Esta tesis fue financiada por:

Beca número: 215485.

Entidad financiera: Consejo nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) de México.

Periodo: Noviembre 2011 – Octubre 2015.

Proyecto número: SfP 984809

Entidad financiera: The North Atlantic Treaty Organization (NATO/OTAN).

Proyecto número: 2014 SGR 1551

Entidad financiera: La Generalitat de Catalunya.

Proyectos número: PIB2010BZ-00585, TEC2012-39143

Entidad financiera: Ministerio de Economía y Competitividad de España.

Índice de Figuras

Figura 1.1	Diagrama a bloques de un sistema medidor de frecuencia convencional de n-bits	3
Figura 1.2	Diagrama a bloques de un sistema medidor de frecuencia reconfigurable de n-bits con discriminador de microondas reconfigurable	4
Figura 1.3	Diagrama a bloques de la estructura de la tesis en función de la tecnología empleada en el sistema de conmutación de un discriminador reconfigurable de microondas	9
Figura 3.1	Diagrama de bloques de un sistema de medición de frecuencia instantáneo de 1 - bit	26
Figura 3.2	Discriminador de microondas de 1 - bit	29
Figura 3.3	Discriminador con capacitancia interdigital en la línea de retardo	32
Figura 3.4	Comparación entre las señales de pérdida de inserción simulada y medida del discriminador con capacitancia interdigital	34
Figura 3.5	Discriminador fijo de 4 bits, implementado con filtros rechaza bandas	35
Figura 3.6	Comparación de las respuestas simuladas y medidas del discriminador implementado con filtros rechaza bandas, (a) filtro 1; bit menos significativo, (b) filtro 2, (c) filtro 3 y (d) filtro 4; bit más significativo	37
Figura 3.7	Estructura de un discriminador de microondas reconfigurable de n - bits.	38
Figura 4.1	Topología del discriminador de microondas reconfigurable de 2 - bits	43
Figura 4.2	Topología del divisor de potencia con doble derivación	43
Figura 4.3	Divisor de potencia <i>Wilkinson</i> con doble derivación	44
Figura 4.4	Comparación entre las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada y medida del divisor de potencia	45
Figura 4.5	Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{21}) simulada y medida del puerto 2 del divisor de potencia	46
Figura 4.6	Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{31}) simulada y medida del puerto 3 del divisor de potencia	47
Figura 4.7	Fotografía del interruptor <i>single pole double throw</i> implementado con diodos PIN	48
Figura 4.8	Modelos de los circuitos equivalentes del diodo <i>PIN BAR50-02V</i> , (a) Polarización directa (b) Polarización inversa	49
Figura 4.9	Pérdidas de retorno (S_{11}) del interruptor <i>single pole double throw</i> implementado con diodos	50
Figura 4.10	Respuesta del interruptor <i>single pole double throw</i> para la rama 1 a) Pérdidas de inserción S_{21} , b) Aislamiento S_{31}	51
Figura 4.11	Respuesta del interruptor <i>single pole double throw</i> para la rama 2 a) Pérdidas de inserción S_{31} , b) Aislamiento S_{21}	52
Figura 4.12	Fotografía del discriminador de microondas reconfigurable de 2-bits fabricado	53
Figura 4.13	Respuesta del discriminador de microondas reconfigurable, a) Señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simulada y medida, y	

	la forma de onda digital para el estado 1, b) Señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simulada y medida y la forma de onda digital para el estado 2, c) Cuatro subbandas y sus respectivos bits	56
Figura 5.1	Topología del discriminador de microondas reconfigurable de 4 – bits	61
Figura 5.2	Interruptor <i>single pole double throw</i> , a) Fotografía del interruptor <i>SPQT</i> usado en el discriminador de 4 bits, b) Modelo del circuito equivalente del capacitor de bloqueo	63
Figura 5.3	Comparación de las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada y medida del puerto 1 con respecto a la rama 1	64
Figura 5.4	Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{21}) simulada y medida de la rama 1	65
Figura 5.5	Comparación entre las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 3, 4 y 5 con respecto a la rama 1	66
Figura 5.6	Comparación entre las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada y medida del puerto 1	67
Figura 5.7	Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{31}) simulada y medida de la rama 2	68
Figura 5.8	Comparación entre las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 2, 4 y 5 con respecto a la rama 2	68
Figura 5.9	Comparación entre las señales de pérdidas de retorno (S_{11}) simulada y medida del puertos 1 con respecto a la rama 3	69
Figura 5.10	Comparación entre las señales de pérdidas de inserción (S_{41}) simulada y medida del puertos 1 con respecto a la rama 3	70
Figura 5.11	Comparación entre las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 2, 3 y 5 con respecto a la rama 3	70
Figura 5.12	Comparación entre las señales de pérdidas de retorno (S_{11}) simulada y medida del puertos 1 con respecto a la rama 4	71
Figura 5.13	Comparación entre las señales de pérdidas de inserción (S_{51}) simulada y medida del puertos 1 con respecto a la rama 4	72
Figura 5.14	Comparación entre las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 2, 3 y 4 con respecto a la rama 4	73
Figura 5.15	Fotografía del discriminador de microondas reconfigurable de 4 - bits fabricado	73
Figura 5.16	Señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simuladas y medidas para cada uno de los 4 estados (a) estado 1 (línea de retardo l_1 seleccionada) (b) estado 2 (línea de retardo l_2 seleccionada), (c) estado 3 (línea de retardo l_3 seleccionada) y (d) estado 4 (línea de retardo l_4 seleccionada)	76
Figura 6.1	Topología del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits implementado con dos <i>chips RMSW 240-QFN</i>	81
Figura 6.2	Topología del divisor de potencia <i>Wilkinson</i> con doble derivación	82
Figura 6.3	Señal de pérdida de retorno (S_{11}) simulada del divisor de potencia del discriminador de 4 bits	83
Figura 6.4	Comparación de las señales de pérdidas de inserción S_{21} y S_{31}	83
Figura 6.5	Aislamiento entre los puertos 2 y 3 del divisor de potencia	84
Figura 6.6	Diagrama a bloques funcional del interruptor <i>RMSW 240-QFN</i>	85
Figura 6.7	Respuestas simuladas de los cuatro estados operacionales del discriminador de 4 bits, implementado con los interruptores <i>RF-MEMS RMSW 240-QFN</i>	87

Figura 7.1	Vista lateral del defasador reconfigurable	90
Figura 7.2	Vista superior del defasador implementado con una línea de transmisión del tipo <i>slotline</i> en espiral	91
Figura 7.3	Corrimiento de fase, (a) desplazamiento vertical u ortogonal del bloque semiconductor con respecto a la línea <i>slotline</i> , (b) corrimiento de fase de 182.76°	93
Figura 7.4	Señales de pérdidas de retorno (S_{11}) simulada del defasador, (a) bloque <i>HR-Si</i> no desplazado de su posición inicial, (b) bloque <i>HR-Si</i> desplazado verticalmente $1.79 \mu\text{m}$ con respecto a la línea <i>slotline</i>	94
Figura 7.5	Señales de pérdidas de retorno (S_{21}) simulada del defasador, (a) bloque <i>HR-Si</i> no desplazado de su posición inicial, (b) bloque <i>HR-Si</i> desplazado verticalmente $1.79 \mu\text{m}$ con respecto a la línea <i>slotline</i>	94
Figura 7.6	Señales del corrimiento de fase simulada del defasador, (a) bloque <i>HR-Si</i> no desplazado de su posición inicial, (b) bloque <i>HR-Si</i> desplazado verticalmente $1.79 \mu\text{m}$	95

Índice de Tablas

Tabla 2.1	Comparación entre un receptor medidor de frecuencia instantánea y diferentes tipos de receptores utilizados en la guerra electrónica	19
Tabla 2.2	Rendimiento operacional de diferentes tipos de receptores utilizados en la guerra electrónica	21
Tabla 3.1	Comparación entre discriminadores fijo y reconfigurable	39
Tabla 4.1	Polarización de los diodos para conseguir cada uno de los estados de operación del discriminador de 2 bits	49
Tabla 4.2	Subbandas del discriminador de microondas reconfigurable	55
Tabla 5.1	Polarización de los diodos para cada estado operativo del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits	64
Tabla 5.2	Subbandas ideal del discriminador de microondas reconfigurable de 4 - bits	77
Tabla 6.1	Activación de las compuertas (<i>Gates</i>) correspondientes a los interruptores <i>single pole quadruple throw</i> 1 y 2 para seleccionar el estado de operación del discriminador reconfigurable	86
Tabla 8.1	Comparación de discriminadores fijos y reconfigurable implementados con diferentes tecnologías	99

Lista de acrónimos

<i>A/D</i>	<i>Convertidor analógico-digital.</i>
<i>ATE</i>	<i>Automated Test Equipment.</i>
<i>AOA</i>	<i>Angle of Arrival.</i>
<i>CD</i>	<i>Corriente Directa.</i>
<i>CPW</i>	<i>Coplanar Waveguide.</i>
<i>CW</i>	<i>Continuos Wave.</i>
<i>DF</i>	<i>Discriminador Fijo.</i>
<i>DM</i>	<i>Discriminador de microondas.</i>
<i>DMR</i>	<i>Discriminador de Microondas Reconfigurable.</i>
<i>DMTL</i>	<i>Distributed MEMS Transmission Line.</i>
<i>DSB</i>	<i>Double Side Band.</i>
<i>ELINT</i>	<i>Electronic Intelligence.</i>
<i>ESM</i>	<i>Electronic Support Measures.</i>
<i>EW</i>	<i>Electronic Warfare.</i>
<i>IFM</i>	<i>Instantaneous Frequency Measurement.</i>
<i>IM</i>	<i>Interferómetro de Microondas.</i>
<i>LSI</i>	<i>Large Scale Integration.</i>
<i>MIC</i>	<i>Microwave Integrated Circuit.</i>
<i>MEMS</i>	<i>Micro-Electro-Mechanical Systems.</i>
<i>MFI</i>	<i>Medidor de Frecuencia Instantánea.</i>
<i>MFR</i>	<i>Medidor de Frecuencia Reconfigurable.</i>
<i>MPA</i>	<i>Maritime Patrol Aircraft.</i>
<i>MPFM</i>	<i>Microwave Photonic Frequency Measurement.</i>
<i>MZM</i>	<i>Mach-Zehnder Module.</i>

<i>PCB</i>	<i>Printed Circuit Board.</i>
<i>PDW</i>	<i>Pulse Description Word.</i>
<i>POI</i>	<i>Probability of Intercept.</i>
<i>PRI</i>	<i>Pulse Repetition Interval.</i>
<i>PW</i>	<i>Pulse Width.</i>
<i>RF</i>	<i>Radio Frecuencia.</i>
<i>SEAD</i>	<i>Suppression of Enemy Air Defense.</i>
<i>SIGINT</i>	<i>Signals Intelligence.</i>
<i>SOLT</i>	<i>Short-Open-Load-Thru.</i>
<i>SPDT</i>	<i>Single Pole, double throw.</i>
<i>SPQT</i>	<i>Single Pole, quadruple throw.</i>
<i>TOA</i>	<i>Time Of Arrival.</i>
<i>UDF</i>	<i>User Data Files.</i>
<i>UAV</i>	<i>Unmanned Aerial Vehicle.</i>

Lista de símbolos

A, B,C,D	Constantes de cuadripolo.
β	Constante de fase.
C	Capacitancia por unidad de longitud.
CC	Corriente continua.
CD	Corriente directa.
ϵ_0	Constante de permitividad del espacio libre.
ϵ_{eff}	Constante de permitividad relativa.
Δf	Intervalo de frecuencia.
f_R	Resolución de frecuencia del discriminador.
K	Número de onda.
$K(k)$	Integral elíptica de primera clase.
$K'(k)$	Primer diferencial de $K(k)$.
Ku	Banda designada: 12-18 GHz.
λ	Longitud de onda.
λ_g	Longitud de onda guiada.
L	Banda designada: 1-2 GHz.
l	Longitud de la línea.
Ls	Inductancia en serie.
S	Banda designada: 2-4 GHz.
S(t)	Señal combinada.
$s_1(t)$	Señal propagada por la línea de referencia.
$s_2(t)$	Señal propagada por la línea retardo.
T	Periodo.

t	Tiempo.
τ	Retardo.
\varnothing	Fase de la señal.
v_p	Velocidad de fase.
X	Banda designada: 2-8 GHz.
Ka	Banda designada: 27-40 GHz.
ω	Frecuencia angular.
Z_0	Impedancia intrínseca.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación.

En las últimas décadas, la identificación de frecuencia instantánea ha cobrado una gran importancia en diferentes disciplinas científicas como la sismología, acústica, y biomédica. También ha sido de gran utilidad en el ámbito comercial para la detección de bandas de frecuencias saturadas, y/o disponibles del espectro de frecuencias comerciales. [1-3].

En el área de guerra electrónica (*Electronic Warfare, EW*), la identificación de frecuencia instantánea ha jugado un papel preponderante en tareas como; detección de señales de manera remota, detección de objetivos y la más importante, en la detección de amenazas. Por tal motivo, el área de Guerra electrónica [4-6] ha desarrollado, adaptado y diseñado sistemas electrónicos que garantizan la detección instantánea de amenazas para su pronta anulación en la medida de lo posible. Uno de los sistemas de gran utilidad para la prevención y/o vigilancia, es el sistema de Medición de Frecuencia Instantánea, *MFI (Instantaneous Frequency Measurement, IFM)*, que clasifica e identifica señales de radar recibidas, determinando la frecuencia y otros parámetros en periodos cortos (≤ 100 ns), permitiendo tener una capacidad de respuesta inmediata ante las posibles amenazas [4, 5,7-9].

Para que los medidores de frecuencia instantánea puedan ser incluidos en diferentes sistemas de detección y navegación destinados a la seguridad nacional, deben de contar con características de funcionalidad específicas como son; una respuesta instantánea, alta probabilidad de detección, espectro de trabajo amplio, tamaño reducido, ligeros, baratos y bajo consumo de energía.

Sin embargo, los *MFI's* convencionales presentan una configuración paralela y fija, la cual permite determinar n-bits utilizados para la identificación de frecuencias desconocidas en forma instantánea. Esta configuración contiene un elevado número de componentes electrónicos utilizados para generar los bits de identificación. Como consecuencia directa, se incrementa el tamaño, peso y consumo de energía.

En otras palabras, un sistema de medición de frecuencia instantánea para determinar n-bits de identificación necesita un amplificador limitador, $(n/2)$ -divisores de potencia, n-discriminadores, n-detectores, n-amplificadores y un convertidor analógico/digital, ilustrado en la figura 1.1.

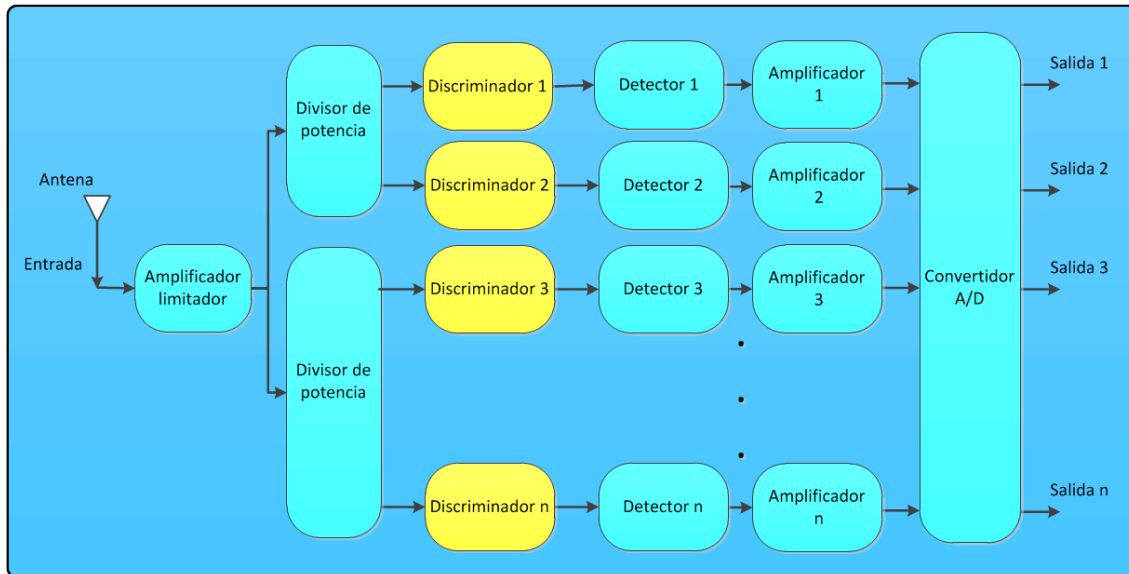


Figura 1.1 Diagrama a bloques de un sistema medidor de frecuencia convencional de n -bits.

Los discriminadores de microondas (*DM*) o Interferómetros de microondas (*IM*) son la parte más importante de un sistema de medición de frecuencia instantánea, debido a que son los encargados de realizar la tarea de identificación de frecuencia, mientras que el resto de los componentes electrónicos acondicionan la señal.

Con el objetivo de reducir el tamaño y consumo de potencia de los sistemas convencionales, se propone el diseño e implementación de un Discriminador de Microondas Reconfigurable (*DMR*) de dos puertos que permita la miniaturización, reducción de consumo energético y peso. Un *DMR* permite reducir el número de componentes electrónicos de tal manera que sólo se utilice $1/n$ partes de los componentes de un medidor de frecuencia instantánea convencional. En donde, n corresponde al número de bits utilizados para detectar la señal desconocida.

En otras palabras; sólo se necesita un amplificador limitador, un discriminador reconfigurable, un detector, un amplificador y un convertidor analógico/digital para la implementación de un sistema de Medición de Frecuencia Reconfigurable (*MFR*), ver figura 1.2.

El uso de las tecnologías de estado sólido y sistemas micro-electro-mecánicos (*Micro-Electro-Mechanical Systems MEMS*) permiten desarrollar un *DMR* de bajo consumo de energía; alrededor de 53 mW y de 0 mW respectivamente, y alta

miniaturización, particularmente los sistemas *MEMS* cuyas dimensiones están por el orden de unas cuantas centenas de micrómetros (μm).

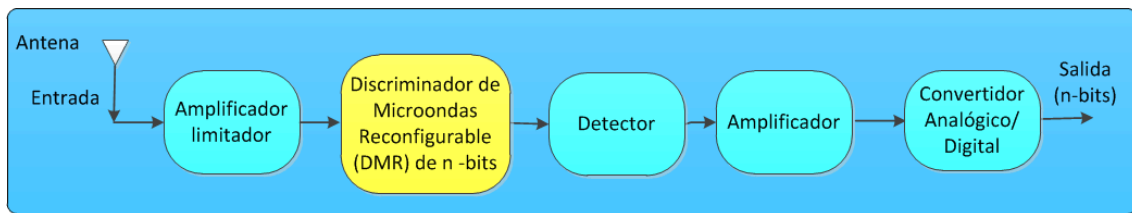


Figura 1.2 Diagrama a bloques de un sistema medidor de frecuencia reconfigurable de n-bits con discriminador de microondas reconfigurable.

1.2 Objetivo.

El presente trabajo tiene como objetivo diseñar, fabricar, y caracterizar discriminadores de microondas reconfigurables para implementar medidores de frecuencia reconfigurables de bajo consumo de potencia, bajo coste y altamente miniaturizados por medio del uso de diodos PIN y sistemas micro-electro-mecánicos. Los diseños desarrollados en tecnología de estado sólido operan en las bandas de frecuencia L, S y Ka, y los diseños en tecnología *MEMS* en las bandas de frecuencia C, X, Ku y Ka [10].

1.3 Aplicaciones de los Sistemas de Medición de Frecuencia Instantánea.

Los sistemas de medición de frecuencia instantánea tienen como función la identificación de señales desconocidas, determinando la frecuencia y otros parámetros tales como la amplitud, ancho de pulso (*Pulse Width, PW*), tiempo de arribo (*Time Of Arrival, TOA*), ángulo de arribo (*Angle Of Arrival, AOA*), modulación y frecuencia de intrapulso.

Los sistemas medidores de frecuencia instantánea contienen subsistemas llamados discriminadores de microondas o interferómetros de microondas, los cuales identifican la frecuencia de la señal recibida por medio de una secuencia de bits generada. Cada discriminador genera un bit de identificación de frecuencia.

Gracias a las características de funcionalidad que presentan los medidores de frecuencia instantáneas, son ampliamente incorporados en la mayoría de los sistemas empleados en la guerra electrónica, en áreas específicas como son; Monitoreo de radar, sistemas de comunicación y armas orientadas o dirigidas [4-7].

En las últimas décadas, los sistemas medidores de frecuencia instantánea han cobrado un gran interés en nuevas áreas de la guerra electrónica como son; vehículos aéreos no tripulados (*Unmanned Aerial Vehicles, UAV*), inteligencia de señales (*Signals Intelligence, SIGINT*), inteligencia electrónica (*Electronic Intelligence, ELINT*), sistemas de medidas de apoyo electrónico (*Electronic Support Measures, ESM*), y equipo de prueba automatizado (*Automated Test Equipment, ATE*).

En el área de inteligencia electrónica, los medidores de frecuencia instantánea juegan un papel protagónico en aplicaciones altamente especializadas como son la interceptación de naves marítimas y sistemas de análisis como el sistema *AN/WLR-1H (V7)* que ha sido desarrollado por la fuerza naval y guardia costera de los Estados Unidos de Norte América [7]. En este sistema; el medidor de frecuencia emplea un ancho de banda de 2-18 GHz, para contar con una alta probabilidad de interceptación (*Probability Of Intercept, POI*), en paralelo con un sintonizador de microondas de banda angosta sintetizada para obtener un análisis de señal detallado. Además, presenta características importantes tales como, bajo costo, tamaño reducido y la capacidad de generar una palabra descriptora de pulso (*Pulse Description Word, PDW*).

Durante las últimas dos décadas, la fuerza naval de los Estados Unidos de Norte América ha desarrollado un programa de seguridad nacional para proteger sus costas llamado *Deepwater* [4], el cual ha sido implementado por medio de diseño, ingeniería, modernización y adquisición de sistemas y plataformas de seguridad. Dicho programa ha incorporado receptores medidores de frecuencia instantáneo de última generación en sus sistemas de seguridad.

Por citar algunos casos, utilizan un sistema que provee una alta probabilidad de interceptación en la tarea de vigilancia electrónica realizada por los vehículos aéreos no tripulados. Un sistema similar es utilizado en los aviones tripulados de la patrulla marítima (*Maritime Patrol Aircraft, MPA*), como también en los vehículos aéreos no

tripulados de despegue y aterrizaje vertical (*Vertical Takeoff and Landing Unmanned Aerial Vehicles, VTUAVs*).

Los receptores medidores de frecuencia instantánea de última generación son idealmente adecuados para aplicaciones de vigilancia electrónica, como en *UAV*, debido a diversas razones. Estos receptores permiten producir sistemas electrónicos de vigilancia ligeros, robustos, modulares, de bajo consumo, con 100% de probabilidad de intercepción de señales en el intervalo de frecuencia de 2-18 GHz; excepcional rendimiento en ambientes de alta densidad y alta sensibilidad en la detección y/o identificación de amenazas.

También, estos sistemas orientados a los vehículos aéreos no tripulados ofrecen una amplia variedad de ventajas incluyendo tiempo de reacción ≤ 1 seg., a partir de la identificación de las amenazas, medición con precisión de parámetros de las señales de RF, interfaces de programación para archivos de datos de usuario (*User Data Files UDF*) y almacenamiento de todas las señales de amenazas para su posterior análisis.

Otra de las ventajas que presentan los sistemas de navegación de las aeronaves militares basados en receptores medidores de frecuencia instantánea es; proveer advertencias de amenazas cuando las aeronaves surcan espacios aéreos hostiles. También establecen una vigilancia electrónica para el desarrollo de ordenes remotas de batalla que soporten misiones militares, tales como la supresión de las defensas aéreas enemigas (*Suppression of Enemy Air Defense, SEAD*).

1.4 Organización de la tesis.

La tesis está organizada en función de la tecnología utilizada en la implementación de los sistemas de conmutación de los discriminadores de microondas reconfigurables diseñados. En la figura 1.3, se presenta el diagrama a bloques de la estructura de la tesis. Los diseños de discriminadores reconfigurables presentados en este trabajo emplean fundamentalmente dos tipos de tecnología para el sistema de conmutación; estado sólido y sistema micro-electro-mecánico (*MEMS*).

En los capítulos 4, y 5 se abordan los diseños desarrollados con tecnología de estado sólido, en donde los sistemas de conmutación son interruptores *Single Pole, Double Throw (SPDT)*, y *Single Pole, Quadruple Throw (SPQT)*, implementados con diodos PIN. Los discriminadores de los capítulos 4 y 5 utilizan líneas de transmisión *microstrip*, y generan dos y cuatro bits de identificación de frecuencia, respectivamente. Operan en el intervalo de frecuencia de 1 a 4 GHz, que corresponde a las bandas L y S.

Los capítulos 6 y 7 cubren los diseños implementados con tecnología *MEMS*, en donde se utilizan interruptores *Single Pole, Quadruple Throw* y un defasador de señal. Los diseños de estos capítulos utilizan líneas de transmisión *coplanar waveguide* y *slotline*, para generar 4 y 2 bits de identificación y operan en los intervalos de frecuencia de 4 a 13 GHz, que corresponde a las bandas C, X y Ku y de 30 a 40 GHz que corresponde a la banda Ka, respectivamente.

1.5 Descripción de los capítulos.

En esta sección se presenta una descripción detallada del contenido que cubre cada uno de los capítulos que forman el presente trabajo.

El capítulo 2 aborda el estado del arte referente a los sistemas de Medición de Frecuencia Instantánea. En donde se presenta la evolución tecnológica de los sistemas de medición de frecuencia durante los últimos 60 años.

El capítulo 3 abarca una breve introducción a los discriminadores de microondas, cubriendo el concepto de funcionalidad de un discriminador convencional de 1 bit, tipos de discriminadores fijos y reconfigurables; se presentan dos diseños de discriminadores fijos y el concepto de discriminador reconfigurable. Finalmente se presenta una comparación entre los discriminadores fijo y reconfigurable.

El capítulo 4 presenta una descripción detallada de cada una de las partes que forman un discriminador de microondas reconfigurable de dos bits. Para su

implementación se emplean líneas de transmisión *microstrip*. El discriminador emplea como sistema de conmutación; dos interruptores *Single Pole, Double Throw*. Se utiliza el diodo PIN, modelo *BAR50-02V de Philip Semiconductors*. El discriminador opera en las bandas L y S.

El capítulo 5 presenta una descripción de cada una de las partes que integran un discriminador de microondas reconfigurable de cuatro bits de identificación de frecuencia. Para la implementación del diseño, se emplean líneas de transmisión *microstrip* y un sistema de conmutación que utiliza dos interruptores tipo *Single Pole, Quadruple Throw*. Se emplea el diodo PIN, modelo *BAR50-02V de Philip Semiconductors*. El diseño opera en las bandas L y S.

El capítulo 6 cubre el diseño de un discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits de identificación de frecuencia, implementado con tecnología *MEMS*, en donde se emplea como sistema de conmutación; dos interruptores tipo *Single Pole, Quadruple Throw*, cada uno en un circuito integrado (*integrated circuit Chip*), modelo *RMSW240-QFN* de la empresa *RADANT MEMS*. El *DMR* opera en las bandas C, X, Ku.

El capítulo 7 aborda el diseño de un circuito defasador con tecnología *MEMS*. El diseño utiliza un bloque de silicio movable que permite cambiar la fase de la señal de una línea *slotline*. El diseño opera en la banda Ka.

Finalmente, en el capítulo 8 se presentan las conclusiones generales de este trabajo de investigación, así como también los objetivos alcanzados y el trabajo a futuro referente con el diseño de los Discriminadores de Microondas Reconfigurables.

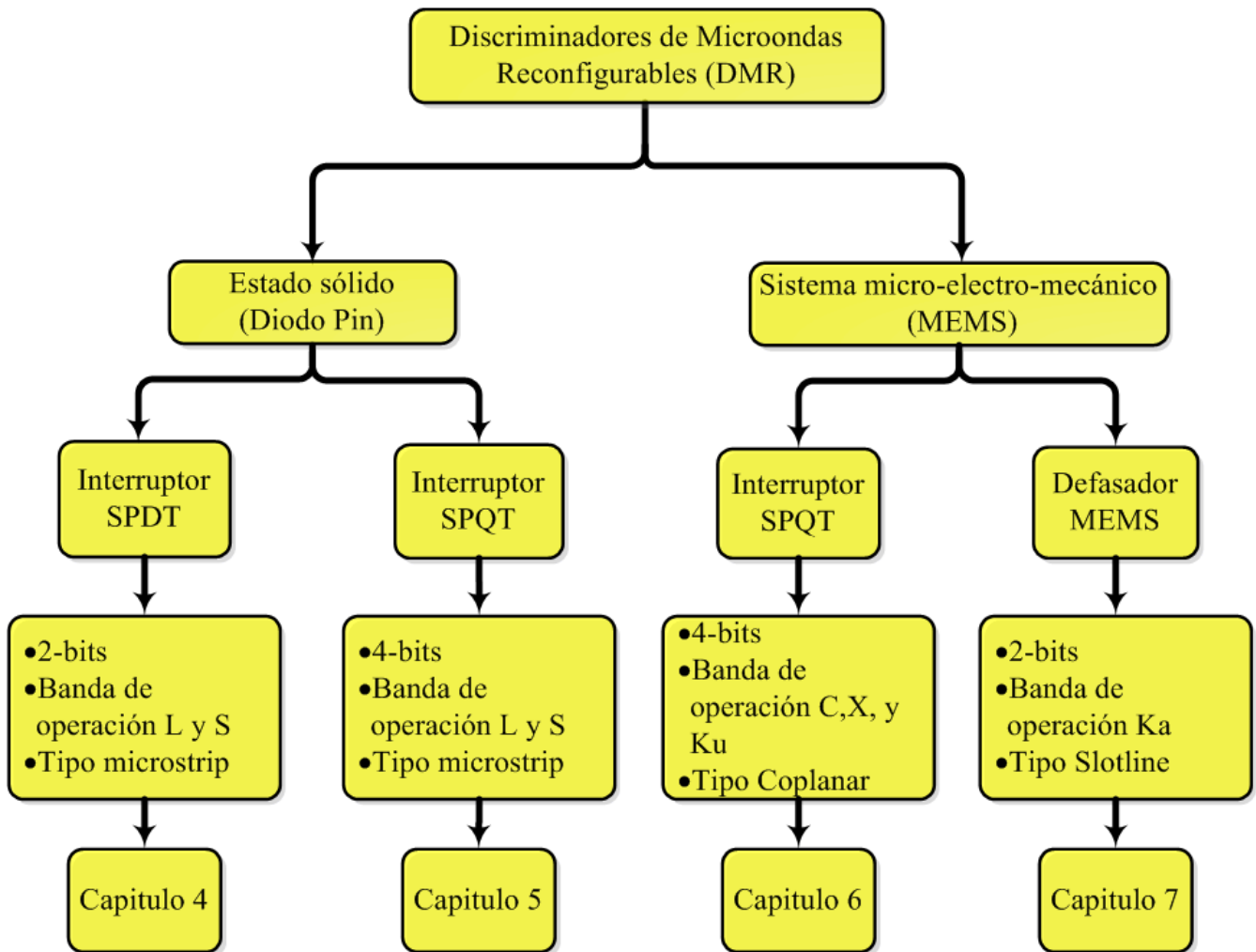


Figura 1.3. Diagrama a bloques de la estructura de la tesis en función de la tecnología empleada en el sistema de conmutación de un discriminador reconfigurable de microondas.

1.6 Referencias

- [1] Boashash Boualem; “Estimating and Interpreting the Instantaneous Frequency of a signal- Part 1: Fundamentals,” *Proceeding of the IEEE*, vol. 80, No 4, pp. 520-538 , April 1992.
- [2] Boashash Boualem; “Estimating and Interpreting the Instantaneous Frequency of a signal- Part 2: Algorithms and Applications,” *Proceeding of the IEEE*, vol. 80, No 4, pp. 540- 568, April 1992.
- [3] www.widebandsystems.com
- [4] Sullivan William; “Instantaneous Frequency Measurement Receivers for Maritime Patrol,” *JED, The journal of Electronic defense*, vol. 25. No 10, October 2010.
- [5] *Electronic Warfare and Radar Systems Engineering HandBook*, Rev.2, pp. 5-3.1-5-3.5, April 1999.
- [6] Kopp Carlo; “Radar warning Receivers and Defensive electronic Countermeasures,” *Australian aviation*, September, 1988.
<http://www.ausairpower.net/TE-RWR-ECM.html>
- [7] East, P. W.; “Fifty years of instantaneous frequency measurement.” *IET Radar, Sonar and Navigation*, 2012, Vol. 6, Iss. 2, pp. 112-122, 2012.
- [8] Biehl, M.; Vogt, A.; Herwig, R.; Neuhaus, M.; Crocoll, E.; Lochschmied, R.; Scherer, T. and Jutzi, W. A.; “4 bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Coplanar YBCO Delay Lines,” *IEEE Trans. on Applied Superconductivity*, Vol. 5, No. 2, pp. 2279-2282, June 1995.
- [9] Burns K.; “Tracking Trends In Military IFMs and DFDs” *Microwaves and RF*, Jun 17, 2009. <http://mwrf.com/military/tracking-trends-military-ifms-and-dfds>.
- [10] IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, *IEEE Aerospace & Electronic Systems Society*, IEEE Std 521TM-2002, January 2003.

Capítulo 2

Estado del arte

En la últimas seis décadas, los sistemas de soporte electrónico (*ES*) en el área de guerra electrónica han tenido como objetivo principal buscar, interceptar, identificar y localizar fuentes de energía electromagnética radiada intencional o no intencional [1-3].

Cada señal interceptada por los sistemas de soporte electrónico debe ser caracterizada para la descripción de sus parámetros. Estos parámetros proveen información perteneciente a un emisor particular, que permite su identificación de un conjunto de emisores cuyas señales han sido interceptadas.

Uno de los parámetros más importantes para la identificación de una señal desconocida es la frecuencia. Otros parámetros que identifican una señal son la amplitud de pulso, ancho de pulso, tiempo y ángulo de arribo.

Los sistemas de Medición de Frecuencia Instantánea han sufrido una evolución constante en su implementación durante las últimas décadas a través del empleo de tecnología de punta según la época. Sin embargo, el principio fundamental de funcionamiento de los medidores de frecuencia instantánea se ha modificado relativamente poco, es decir, que los medidores más modernos siguen usando un discriminador de fase vectorial de banda ancha para medir los cruces de fase de una línea de retardo de longitud definida. La línea de mayor longitud produce el retardo mayor y define la resolución del sistema.

2.1 Sistemas de Medición de Frecuencia Instantánea.

En las referencias [1,2] se presenta un compendio de la evolución de los Medidores Frecuencia Instantánea (*MFI*) durante los últimos 60 años, comenzando con los sistemas analógicos hasta llegar a los primeros sistemas digitales.

Uno de los primeros medidores híbridos de frecuencia instantánea, fue el sistema desarrollado por Tyrell [4], el cual está formado por un par de anillos coaxiales o *rat-race*, líneas de retardo y detectores. Cada anillo presenta cuatro puertos, situados a una distancia de $\lambda/4$ entre cada uno de ellos, colocados en media circunferencia. La distancia total entre el puerto 1 y 4 es de $3\lambda/4$.

Un anillo tiene los puertos de entrada y salida, y el resto de los puertos son conectados al segundo anillo por medio de líneas de transmisión, las cuales presentan retardos diferentes. Cada puerto restante del segundo anillo es conectado a un diodo detector de cristal. El primer anillo divide la señal de entrada en dos, y transmite cada señal por una de las líneas de retardo al segundo anillo. Uno de los diodos detectores suma las señales de entrada y el segundo anillo detecta la diferencia de fase para determinar la frecuencia.

El *MFI* que presentan [5,6] tiene un anillo coaxial híbrido inversor de fase, que permite reemplazar una rama larga del *rat-race* por un acoplador con configuración corto-circuito de 90°. Opera en la banda de frecuencia de 1 a 11.5 GHz.

Las referencias [7,8] presentan un discriminador de fase cuádruple con la capacidad de medir un ancho de banda de frecuencia definida. El discriminador está formado por anillos coaxiales, líneas de retardo y cuatro diodos detectores. Este dispositivo genera dos componentes vectoriales cuádruples sin *offset* y un ángulo proporcional para frecuencias válidas sobre los 360°. Opera en la banda de frecuencia de 0.15 a 11.5 GHz y presenta una resolución absoluta de $\pm 5^\circ$.

El *MFI* presentado en [9], está basado en Circuitos integrados de microondas (*Microwave Integrated Circuit, MIC*) compensados en temperatura. Los circuitos integrados tienen un conjunto de discriminadores implementados con líneas de retardo que generan una alta resolución en la medición de la frecuencia. Opera en la banda de frecuencia de 2 a 4 GHz.

La referencia [10] presenta un discriminador de banda ancha que opera en la banda de 7 a 11 GHz con alta linealidad y capacidad de manejo de señales de entrada *CW* o pulso de RF. Para la construcción del discriminador se emplearon técnicas *MIC* y líneas de transmisión *microstrip* para obtener una miniaturización aceptable y reducción de costos. El diseño del discriminador está basado en el principio básico; empleando híbridos cuádruples de -3 dB de potencia, una línea de retardo y detectores.

En las referencias [11-13] se presenta el primer *MFI* digital con múltiples

discriminadores en paralelo y un convertidor analógico/digital para digitalizar la señal de video. Este sistema provee un amplio ancho de banda con alta resolución de medición.

La referencia [14] presenta un receptor el *MFI* digital formado por un banco de seis discriminadores en paralelo, seguidos por un amplificador de video y un conversor analógico/digital que opera en la banda de frecuencia de 2 a 4 GHz. Tres canales de conversión paralela de alta velocidad desarrollan una palabra digital de 11 bits en código Gray. El receptor presenta una resolución de 2.5 MHz. Es implementado en tecnología bipolar *LSI* para ser integrado en un paquete de 64 in³.

El receptor *MFI* de 8 bits presentado en [15] está integrado en una tarjeta de Circuito Impreso (*Printed Circuit Board, PCB*) de dimensiones 7.62 x 10.2 x 1.90 cm. El sistema presenta una resolución de 2 MHz que opera en la banda de frecuencia de 150 a 550 MHz. Con un amplificador limitador en el puerto de entrada, se incrementa el intervalo dinámico de medición desde -60 a 5 dBm, pero como consecuencia se incrementa el consumo de potencia a 2 W.

La referencia [16] muestra la comparación de resultados simulados de un diagrama a bloques y un diseño con líneas de transmisión *microstrip* de un discriminador para *MFI*. El diagrama es implementado con dos etapas de divisores de potencia, líneas de retardo y un acoplador híbrido que introduce un corrimiento en fase de 90° a la señal de referencia. La simulación se realiza en la banda de 2 a 5 GHz.

La referencia [17] presenta el diseño de 5 discriminadores implementados con filtros rechaza bandas. Cada discriminador está constituido por 23 ó 25 resonadores para cubrir la banda de 1.75 a 3.75 GHz. Estos diseños son fabricados con tecnología *microstrip*, en un substrato *RT6010.2*. Cada discriminador presenta una dimensión efectiva de 30 mm x 150 mm.

El diseño en [18] presenta un discriminador implementado por filtro rechaza bandas, con cuatro ramas paralelas para generar 4-bits de identificación. Este diseño

opera en la banda de frecuencia de 2 a 4 GHz con una resolución de 62.5 MHz. Es un sistema integrado con líneas de transmisión *microstrip* empleando un substrato *ARLON AD1000*, con una dimensión efectiva de 199 mm x 113 mm.

Las siguientes referencias hacen uso de tecnología fotónica de microondas para identificar la frecuencia de señales de RF recibidas.

La referencia [19] presenta un receptor de medición de frecuencia fotónica de microondas (*Microwave Photonic Frequency Measurement, MPFM*), el cual utiliza la técnica basada en la comparación de amplitudes de funciones *fading* de potencia, generadas por las portadoras ópticas con doble banda lateral (*DSB*) modulada propagándose a través de un medio disperso para derivar la información de la frecuencia. Este receptor opera en la banda de frecuencia de 4 - 12 GHz con una resolución de 100 MHz.

El *MFI* presentado en [20] es implementado con tecnología fotónica, y usa fotodetectores de frecuencia de bajo coste. El sistema opera en la banda de frecuencia de 1 a 10 GHz. El láser consume una potencia de 11.7 mW y el generador de radio frecuencia proporciona una señal cuya amplitud es de 20 mW. Emplea dos moduladores *Mach-Zehnder (MZM)* para convertir la señal RF al dominio óptico con supresores de portadora óptica.

El *MFI* que se presenta en [21] es un sistema fotónico de medición ortogonal capaz de medir tanto la frecuencia, como la potencia de la señal de RF simultáneamente. Este sistema emplea un transformador *Hilbert* en conjunción con fotodetectores de frecuencia y de bajo costo para obtener dos mediciones ortogonales de corriente continua (*CC*). Opera en la banda de 1 - 10 GHz y el láser consume 11.7 mW.

La referencia [22] muestra un *MFI* fotónico de costo efectivo basado en un sistema que opera en el dominio de la polarización. La banda de trabajo es de 1 a 18 GHz y presenta una resolución de 200 MHz. Este sistema usa una fuente óptica simple, evitando la necesidad de usar multiplexores/demultiplexores y derivas de longitud de onda. Emplea un modulador *Mach-Zehnder (MZM)*. El láser consume 20 mW.

Los receptores medidores de frecuencia instantánea presentados anteriormente son implementados con diferentes tipos de líneas de transmisión como coaxial y *microstrip*, y diferente tecnología como la fotónica. Sin embargo la mayoría de ellos coinciden en que son sistemas fijos. En otras palabras, necesitan de n-ramas para generar n-bits de identificación de frecuencia. En la literatura concerniente al diseño de medidores de frecuencia instantánea, sólo se tiene conocimiento de un medidor reconfigurable que opera con tecnología fotónica en la banda de frecuencias de microondas. El sistema en [23] es un medidor de frecuencia instantánea reconfigurable. Este diseño basa su funcionamiento en el Modulador dual-paralelo *Mach-Zehnder*. Por medio del control de voltaje de polarización del módulo se selecciona la banda de frecuencia y la resolución del sistema. Presenta una resolución de 100 MHz en cada una de las cinco subbandas de frecuencia que se encuentran en el intervalo de 1 a 12 GHz y de 200 MHz en banda de frecuencia continua de 1 a 13 GHz.

En la literatura referente a los medidores de frecuencia instantánea, no se reportan sistemas de medición de frecuencia instantánea implementado con tecnología *MEMS*. Sólo se han reportado diseños de circuitos defasadores (*phase shifter*), los cuales son ampliamente utilizados en sistemas de detección remota y comunicación inalámbrica, incluyendo sensores de radar basados en arreglos de antenas, como ejemplos.

En la referencia [24] se presenta un defasador coplanar distribuido de banda ancha de 2-bits implementado con tecnología *MEMS* y opera en la banda X. El diseño se basa en una línea de transmisión *MEMS* distribuida (*Distributed MEMS transmission line DMTL*) cargada capacitivamente con puentes *MEMS* y capacitores *MIM*. Este diseño corresponde a una línea con impedancia de 100 ohms. Es fabricado en un sustrato de cuarzo de 500 μm de espesor. El diseño de 2 bits consiste en una etapa formada por 8 puentes *MEMS* que generan un cambio de fase de 90° , conectada en cascada con una segunda etapa integrada con 16 puentes *MEMS* para generar un defasamiento de 180° . Este defasador puede generar los siguientes cambios de fase en función de la combinación del estado operacional de los puentes, que son; $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ y 247° .

La referencia [25] presenta un defasador *MEMS* con bloque dieléctrico

reconfigurable de 4.25 bits con una pérdida/bit de -0.82 dB/bit a la frecuencia de trabajo de 75 GHz, y los mejores niveles de pérdidas de inserción y retorno de -3.5 dB y de -17 dB respectivamente, que han sido reportados para la banda W. El sistema consiste en una línea coplanar con metalización de oro de 1 μm de espesor, depositada sobre un sustrato de silicio de alta resistividad ($>4000 \Omega\cdot\text{cm}$). Sobre la línea coplanar se monta un bloque dieléctrico de silicio monocristalino de alta resistividad, que es el encargado de generar un corrimiento en la fase de la señal RF que se propaga a través de la línea. El bloque tiene una longitud de $\lambda_g/2$, un ancho de 350 μm y un espesor de 35 μm . Se deposita una capa de Si_3N_4 entre la línea y el bloque dieléctrico para evitar cortocircuitos de corriente directa (CD). Adicionalmente, presenta un slot de 50 μm de profundidad sobre el sustrato, y paralelo a cada lado de la línea central para minimizar las pérdidas del sustrato e incrementar la sensibilidad de la velocidad de propagación a los cambios de desplazamiento del bloque dieléctrico.

El defasador está conformado por etapas de corrimiento de fase de 15° , 30° y 45° , para tener una configuración de código binario de $15^\circ+30^\circ+5\times 45^\circ$ con un corrimiento en fase total de 270° en pasos de $19\times 15^\circ$ (4.25 bits).

2.2. Comparación entre un receptor de Medición de Frecuencia Instantánea y diferentes tipos de receptores utilizados en la Guerra Electrónica.

En la tabla 2.1 se presenta una comparación entre un receptor medidor de frecuencia instantánea y diferentes tipos de receptores empleados en la Guerra Electrónica en términos de; ventajas, desventajas, tipo de señal que pueden manejar, tamaño y costo.

La comparación presentada en la tabla 2.1 denota que los medidores de frecuencia instantánea muestran una gran cantidad de ventajas en comparación con los otros receptores; específicamente en la capacidad de discriminación de frecuencias de señales recibidas, y bajo ruido en el receptor, debido a que los medidores de frecuencia pueden contar con anchos de bandas de frecuencias estrechos por medio del empleo de filtros pasa bandas. Los receptores superheterodinos representan una buena

alternativa en comparación con los receptores medidores de frecuencia instantánea, pero estos presentan una tasa alta de falsas alarmas en la detección de señales y baja probabilidad de intercepción, debido a que éstos realizan un barrido en toda la banda de frecuencia de trabajo [26-29].

La comparación presentada en la tabla 2.2 se realiza en términos de rendimiento operacional; análisis instantáneo, resolución de ancho de banda, intervalo dinámico, velocidad de adquisición, capacidad de manejo de señales simultaneas, requerimiento de potencia y precisión en frecuencia.

De la comparación de la tabla 2.2 se desprenden algunas conclusiones como; los medidores de frecuencia instantánea presentan excelentes prestaciones con respecto a los demás receptores, tanto en resolución de frecuencia, velocidad de adquisición, complejidad de procesamiento, banda de frecuencia de trabajo, entre otras y una sola desventaja que es la pobre capacidad de manejo de señales simultáneas.

Tabla 2.1. Comparación entre un receptor medidor de frecuencia instantánea y diferentes tipos de receptores utilizados en la guerra electrónica.

Tipo de Receptor	Ventajas	Desventajas	Tipo de señal que pueden manejar	Tamaño (volumen mínimo, pgl ³)	Potencia mínima de consumo (W)	Costo	Referencias
Video cristal de banda ancha	-Sencillo -barato -Instantáneo -Alta <i>POI</i>	-Baja resolución en frecuencia -Sensibilidad pobre -Bajo rendimiento ante señales simultaneas	-Requiere diseño especial para <i>CW</i> -Pulsada -Frecuencia múltiple -Frecuencia aleatoria -PRI aleatorio -Frecuencia modulada o <i>chirping</i> -Espectro amplio	300	100 (con procesador) < 10 sin procesador	Bajo	
Video cristal entonado RF	-Sencillo -Alta sensibilidad en medición de frecuencia	-Tiempo de respuesta lento -Pobre <i>POI</i>	-Requiere diseño especial para <i>CW</i> - <i>PRI</i> aleatorio	375	60 (sin procesador)	Moderadamente bajo	
<i>FMI</i> o <i>IFM</i>	-Relativa sencillez -Excelente resolución en frecuencia -Instantáneo -Alta <i>POI</i>	-No puede ordenar señales simultaneas -Relativa pobre sensibilidad	- <i>CW</i> con interfaces de recepción pulsada -Pulsada -Frecuencia aleatoria -PRI aleatorio -Frecuencia modulada o <i>chirping</i> -espectro amplio	600-1000, Miniaturizado ~100	~50	Moderado	
Superheterodino banda angosta	-Alta sensibilidad -Buena resolución en frecuencia	-Tiempo de respuesta lento -Pobre <i>POI</i>	- <i>CW</i> -Pulsada -Frecuencia múltiple (no la reconoce como la misma fuente) - Frecuencia aleatoria (depende de la tasa de barrido) - <i>PRI</i> (depende de ancho de banda) -Frecuencia modulada o <i>chirping</i>	1500-3000	150	Moderadamente alto	[26-29]
Superheterodino banda amplia	-Mejor respuesta en tiempo -Buen <i>POI</i>	-Genera señales espurias debido a la baja sensibilidad.	- <i>CW</i> -Pulsada -Frecuencia aleatoria (con pasabanda) -PRI aleatorio -Frecuencia modulada o <i>chirping</i> -Espectro amplio	>1000	150 (sólo entonado)	Moderadamente alto	

Canalizado	<ul style="list-style-type: none"> -Ancho de banda amplio -Casi instantáneo -Moderada resolución en frecuencia 	<ul style="list-style-type: none"> -Alta complejidad -Bajo costo -Sensibilidad limitada 	<ul style="list-style-type: none"> - CW -Pulsada -Frecuencia múltiple -Frecuencia aleatoria -PRI aleatorio -Frecuencia modulada o chirping (reducida sensibilidad) -Espectro amplio 	4000-8000	350 a 1200 en el intervalo de 0.5 a 18 GHz	Alto
Microscan	<ul style="list-style-type: none"> -Casi instantáneo -Buena resolución e intervalo dinámico -Buena capacidad de manejo de señales simultaneas 	<ul style="list-style-type: none"> -Alta complejidad -Ancho de banda limitada -No presenta información ante la modulación de pulso -Alineación crítica 	<ul style="list-style-type: none"> -CW -Pulsada -Frecuencia múltiple -Frecuencia aleatoria -PRI aleatorio (imprecisión en TOA) -Frecuencia modulada o chirping (depende de la tasa de barrido) -Espectro amplio (reducida sensibilidad) 	1200-2000	70-80	Moderadamente alto
Acústico-óptico	<ul style="list-style-type: none"> -Casi instantáneo -Buena resolución -Buena capacidad de manejo de señales simultaneas -Buen <i>POI</i> 	<ul style="list-style-type: none"> -Alta complejidad -Nueva tecnología 	<ul style="list-style-type: none"> -CW -Pulsada -Frecuencia múltiple -Frecuencia aleatoria (dependiendo del tiempo de lectura) -PRI aleatorio (imprecisión en TOA) -Frecuencia modulada o chirping (sensibilidad reducida) -Espectro amplio (reducida sensibilidad) 	800-1900	200	Moderadamente bajo

Tabla 2.2. Rendimiento operacional de diferentes tipos de receptores utilizados en la guerra electrónica.

Características	Video cristal de banda ancha	Video cristal entonado RF	FMI o IFM	Superheterodino banda angosta	Superheterodino banda amplia	Canalizado	Microscan	Acústico -óptico
Análisis instantáneo de ancho de banda	Muy amplia	Angosto	Muy amplia	Angosto	Moderado	Amplia	Amplia	Moderado
Resolución de frecuencia	Muy pobre	Razonable	Bueno	Muy bueno	Pobre	Razonable	Bueno	Bueno
Intervalo dinámico	Razonable	Razonable/bueno	Bueno	Muy bueno	Razonable	Bueno	Razonable	Pobre
Velocidad de adquisición	Muy rápido	Lento	Muy rápido	Lento	Rápido	Muy rápido	Muy rápido	Rápido
Aplicabilidad a señales no convencionales	Pobre/razonable	Pobre	Bueno	Pobre	Razonable/bueno	Bueno	Razonable/bueno	Razonable/bueno
Capacidad de manejo de señales simultáneas	Pobre	Razonable/bueno	Pobre	Bueno	Razonable (depende del ancho de banda)	Bueno	Bueno	Bueno
Complejidad de procesamiento	Moderada (depende de la aplicación)	Moderada (depende de la aplicación)	Moderada	Moderada	Moderada	Baja-alta (depende de la arquitectura)	Compleja	Procesamiento de señal; simple Procesamiento de datos: complejo
Requerimientos de potencias	Bajo	Bajo/moderada	Moderada	Moderada	Moderada	Alto	Moderada	Moderada/alto
Intervalo RF (GHz)	Multiocava (0.5-40)	0.15-18 Separada	>0.5 a 40	<0.01 a 40	0.5 a 18	0.5 a 60	<0.5 a 8	0.5-4 (0.5-18) conversión baja y canalizada
Análisis de ancho de banda instantáneo max.	Multiocava (a 17.5 GHz)	Tan alto como se desea con reducción equivalente en resolución	Multiocava (1 octava por unidad)	50 MHz	500 MHz	~2 GHz sin degradación, 17.5 GHz con degradación	0.5 a 2 dependiendo de la limitación del ancho de pulso.	1 GHz
Precisión en Frecuencia	Medición precisa	Medición precisa	5-10 MHz	0.5% a 1%	0.5 a 3 MHz	± 1 MHz	10 KHz	± 1 MHz

2.3 Referencias

- [1] East, P. W.; “Fifty years of instantaneous frequency measurement,” *IET Radar Sonar Navig.*, 2012, Vol. 6, Iss. 2, pp. 112–122.
- [2] Collins, J. H.; and Grant, P. M.; “A review of current and future components for electronic warfare receivers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-29, No. 5, May 1981, pp. 395-403.
- [3] Coupez, J. P.; Gruchala, H.; Slowik, A.; Recko, Cz.; and Rutkowski, A.; “High Resolution IFMs,” in *14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2002. MIKON-2002, Vol. 2, 2002, pp. 484-487.
- [4] Tyrell, W.A.; “Hybrid circuits for microwaves,” *IRE Proc.*, 1947, 35, pp. 1294-1306
- [5] Robinson, S.J.; and Goddard, N.E.; “Broadband hybrid junction,” *British Patent*, 818018, 1957
- [6] Robinson, S.J.; “Broadband hybrid junction,” *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1960, 8, pp. 671-672
- [7] Robinson, S.J.; Goddard, N.E.; “Broadband microwave discriminator,” *British Patent*, 953430, 1958
- [8] Robinson, S.J.; “Comment on broadband microwave discriminator,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1964, 12, pp. 255-256
- [9] N. E. Goddard; “Instantaneous frequency measuring receivers,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp. 292-293, Apr. 1972
- [10] Gysen U. H.; Watjen J. P.; “MIC 7-to-11 GHz Frequency discriminator” *Stanford Research Institute*, sept. 1976.
- [11] Levy, R.; “Apparatus for comparing electrical signals”. *British Patent*, 1014036, 1965.
- [12] Robinson, S. J.; Levy, R.; Alcock, R.N.; “Bearing and frequency measuring system” *British Patent*, 1072552, 1965.
- [13] Robinson, S. J.; Levy, R.; Alcock, R.N.; “Bearing and frequency measuring system” *US Patent*, 3333271, 1965.
- [14] D. Heaton; and D. King; “Digital IFM receiver planned for the 80’s ahead of schedule,” *Defense Electron.*, vol. 11 pp. 71-75, Aug. 1979.
- [15] Anaren Microwave Inc. “An IFM receiver on a single PCB” *Microwave Journal* 1998.

-
- [16] Nur Julia Nazim Bulya Nazim; Mohd Fadzil Ain and Syed Idris Syed Hassan; “ADS simulation of 2 to 5 GHz IFM Correlates,” *Asia Pacific Conference on Applied electromagnetics proceedings*, pp. 203-206, Dec. 2005.
- [17] De Souza, M. F. A.; Silva, F. R. L.; de Melo, M. T. and Novo, L. R. G. S. L.; “Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 57, No. 9, September 2009, pp. 2224-2231.
- [18] B. G. M. de Oliveira; M. T. de Melo; I. Llamas-Garro; M.Espinosa; M. R. T de Oliveira; E.M.F de Oliveira; “Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters ,” in *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2014)*, 4-7 November 2014, Sendai (Japan).
- [19] Nguyen Linh V. T. and Hunter David B.; “A photonic Technique for Microwave Frequency Measurement,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, No 10, pp.1188-1190, May 15, 2006.
- [20] Sarkhosh Niusha; Emami Hossein; Bui Lam and Mitchell Arnan; “Reduced Cost Photonic Instantaneous Frequency Measurement system,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol 20, No 18, pp.1521-1523, Sept 15, 2008.
- [21] Emami H.; Sarkhosh N.; Bui L. A. and Mitchell A.; “Amplitude independent RF instantaneous frequency measurement system using photonic Hilbert transform,” *Optical Society of America*, Vol. 16, No. 18, Sept. 2008, pp. 13707-13712.
- [22] Drummond, M. V.; Monteiro, P. and Nogueira, R. N.; “Photonic RF instantaneous frequency measurement system by means of a polarization-domain interferometer,” *Optical Society of America*, Vol. 17, No. 7, March 2009, pp. 5433-5438.
- [23] Wei, L.; Zhu, N. H. and Wang, L. X.; “Reconfigurable Instantaneous Frequency Measurement System Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator,” *IEEE Photonics Journal*, Vol. 4, No. 2, April 2012, pp. 426-436.
- [24] Hayden Joseph and Rebeiz Gabriel; “2-Bit MEMS Distributed x-Band Phase shifters,” *IEEE microwave and guided wave letters*, vol.10, No 12, December 2000, pp. 540-542.
- [25] Somjit Nutapong; Stemme Goran and Oberhammer Joachim; “Binary-Coded 4.25 bit W-Band Monocrystalline-Silicon MEMS Multistage Dielectric-Block Phase Shifters” *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol.

57, No. 11 November 2009, pp. 2834-2840.

- [26] Payne C. M.; “Introduction to Electronic Defense systems” *SciTech publishing*, First edition, 2006.
- [27] Swarrop A.; “A Survey of Advanced Microwave Frequency Measurement Techniques” *International Journal of Electronics and Computer Science Engineerin (IJECSSE)*, Vol.1, No 3, July 2012, pp.1140-1146.
- [28] Electronic Warfare and Radar Systems Engineering HandBook, Rev.2, April 1999, pp. 5-3.1-5-3.5.
- [29] Adamy David; “Introduction to Electronic Modeling and Simulation” *SciTech publishing*, First edition, 2006.

Capítulo 3

Introducción a los Discriminadores de Microondas

Los discriminadores de microondas se encargan de identificar parámetros como la frecuencia y la amplitud entre otros, de señales de RF desconocidas.

3.1. Medidores de Frecuencia Instantánea.

La figura 3.1 presenta el diagrama a bloques de un sistema de Medición de Frecuencia instantánea (*MFI*) de 1 bit, el cual está formado por un amplificador limitador, un discriminador de Microondas, un detector, un amplificador y convertidor *A/D*.

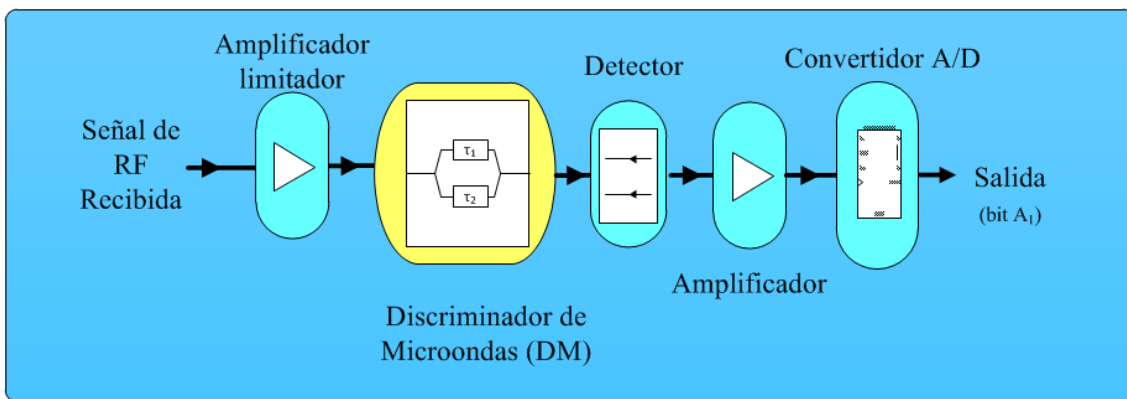


Figura 3.1 Diagrama a bloques de un sistema de medición de frecuencia instantánea de 1 bit.

La función que desempeña cada componente electrónico de un sistema medidor de frecuencia instantáneo en la tarea de identificar la frecuencia de una señal recibida se presenta a continuación.

- El amplificador limitador incrementa la sensibilidad del sistema y limpia la señal recibida de perturbaciones en la banda de frecuencia de interés. También, reduce la sensibilidad de salida del discriminador a variaciones en los niveles de señal, mejorando con ello la precisión en la detección de la señal, y reduce el efecto de tonos de entrada simultáneos debido al efecto de supresión de señal. La sensibilidad de un receptor *MFI* con amplificador limitante es determinada por la figura de ruido del amplificador.

-
- El discriminador de Microondas es el corazón del sistema de medición de frecuencia, debido a la tarea de identificación de los parámetros que describen una señal de radio frecuencia desconocida. Esto se logra por medio de la correlación entre la parte de la señal considerada como referencia y la parte de la señal defasada o atrasada de la señal recibida. Un discriminador puede proporcionar un bit de identificación.
 - El detector sirve para realizar una autocorrelación de la señal de entrada debido a su característica de no linealidad.
 - El amplificador se encarga de acondicionar la señal de salida del detector a los niveles necesarios para la etapa de digitalización.
 - El convertidor analógico/digital se encarga de digitalizar la señal analógica resultante del proceso de detección de frecuencia de la señal recibida. En esta etapa se obtiene una palabra digital de identificación de frecuencia.

3.2 Concepto de funcionamiento de un Discriminador de Microondas.

En la figura 3.2 se presenta el diagrama de un discriminador de Microondas de 1 bit, basado en líneas de retardo. El proceso de correlación empleado por un discriminador para determinar la frecuencia de una señal recibida se describe a continuación. Un discriminador está formado por un divisor de potencia, una línea de referencia (l_{r1}), una línea de retardo (l_{r2}) y un combinador.

Por simplicidad, se considera que la señal de entrada al discriminador es una señal sinusoidal definida como

$$X(t) = \text{sen}(\omega t) \quad (3.1)$$

La señal de la ec. (3.1) es dividida en dos señales iguales por el divisor de potencia, resultando las señales;

$$x_1(t) = \frac{\text{sen}(\omega t)}{2} \quad (3.2)$$

$$x_2(t) = \frac{\text{sen}(\omega t)}{2} \quad (3.3)$$

La señal de la ec. (3.2) se propaga por la línea de referencia que presenta un retardo τ_1 , entonces la señal resultante se define como

$$s_1(t) = x_1(t - \tau_1) \quad (3.4)$$

Mientras que la señal de la ec. (3.3) se propaga por la línea de retardo 2 con un retardo τ_2 , la señal resultante es

$$S_2 = x_2(t - \tau_2) \quad (3.5)$$

Finalmente, la señal combinada que se obtiene en la salida del discriminador como resultado de la suma de las señales descritas por las ecs. (3.4) y (3.5), se define como

$$S(t) = \text{sen}\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_1 - \tau_2)}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right) \quad (3.6)$$

donde ω es la frecuencia angular de la señal de entrada, τ_1 y τ_2 son los retardos de las líneas de referencia y retardo, respectivamente.

La línea que presenta el mayor retardo (τ_{max}) determina la resolución en frecuencia del discriminador, que a su vez debe ser menor al ancho del pulso a ser detectado por el receptor.

Por lo tanto, la línea que presenta el retardo menor (τ_{min}) limita la banda de frecuencia del receptor.

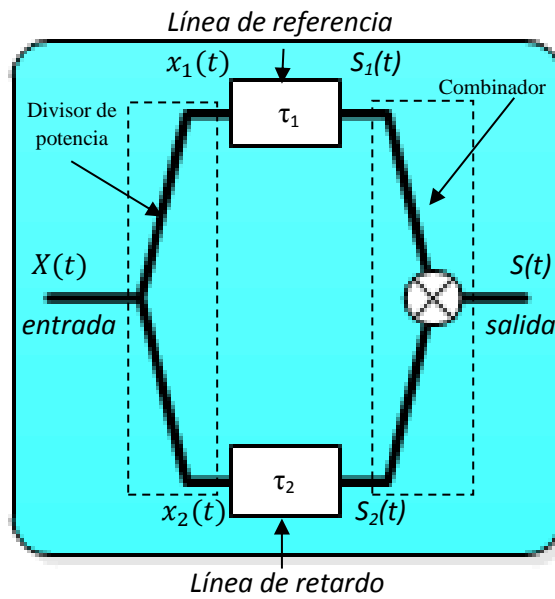


Figura 3.2 Discriminador de microondas de 1-bit.

El retardo de una línea está definido por

$$\tau = \frac{l}{v_p} \quad (3.7)$$

donde l es la longitud de la línea y v_p es la velocidad de fase. La fase de la señal se escribe como

$$\phi = \beta l \quad (3.8)$$

donde β es la constante de fase de propagación.

De la ec. (3.6) se observa que el intervalo de frecuencia entre un máximo o un mínimo de $S(t)$ está dado por [1]

$$\Delta f = \left| \frac{1}{\Delta\tau_{2,1}} \right| \quad (3.9)$$

donde $\Delta\tau_{2,1} = \tau_2 - \tau_1$ es la diferencia de retardo entre las dos líneas del discriminador.

La resolución de frecuencia del discriminador está definida por

$$f_R = \frac{1}{4\Delta\tau_{max}} \quad (3.10)$$

Un código binario puede ser generado si

$$\Delta\tau_{max} = 2^{n-1}\Delta\tau_{min} \quad (3.11)$$

Por lo tanto, la resolución f_R de un sistema de n-bits puede reescribirse como

$$f_R = \frac{1}{2^{n+1}\Delta\tau_{min}} \quad (3.12)$$

3.3 Tipos de Discriminadores de Microondas.

Los discriminadores de microondas se pueden clasificar en dos tipos; fijos y reconfigurables.

Los discriminadores fijos, son sistemas de dos puertos, que están formados básicamente por un divisor de potencia, dos líneas de transmisión; una de referencia y una de retardo, y un combinador. Estos discriminadores sólo pueden generar un 1 - bit de identificación de frecuencia, ver figura 3.2.

Un discriminador reconfigurable se basa en el concepto de un discriminador fijo, con la salvedad que puede generar n-bits de identificación de frecuencia. Estos están formados por un divisor de potencia, n-líneas de transmisión, una línea de referencia, un combinador y un sistema de conmutación, controlado por un nivel de voltaje. A continuación se describe un par de diseños de discriminadores fijos con diferentes metodologías de implementación. También se presenta el concepto de discriminador reconfigurable.

3.3.1 Discriminadores de Microondas fijos.

En este apartado se presentan dos discriminadores de microondas fijos. El primero es un discriminador de 1 bit [2], implementado con líneas de retardo y

tecnología *coplanar strip*. Opera en la banda de frecuencia H (5.19 - 5.82 GHz). El segundo diseño presenta un discriminador implementado por filtro rechaza bandas, con cuatro ramas paralelas para generar 4-bits de identificación [3]. Este diseño opera en las bandas de frecuencia L y S (1.5 - 4.66 GHz) y presenta una resolución de 62.5 MHz. Ambos diseños son implementados con tecnología *microstrip*. La figura 3.2 muestra un discriminador fijo.

3.3.1.1 Discriminador con Capacidad Interdigital en la Línea de Retardo.

El discriminador de microondas con capacidad interdigital en la línea de retardo de longitud L , es un circuito de dos puertos, que representa un solo bit en un medidor de frecuencia instantáneo. Los parámetros de diseño importantes a determinar de un discriminador con capacidad interdigital son la impedancia característica (Z_0) y el retardo de grupo (τ_g). La capacidad por unidad de longitud de una línea *coplanar strip* asimétrica se define como

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_{eff} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (3.13)$$

donde ε_0 es la constante dieléctrica del espacio libre, ε_{eff} es la constante dieléctrica efectiva y el cociente $K(k)/K'(k)$ se define como

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) \quad 0.707 \leq k < 1 \quad (3.14)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right)} \quad 0 \leq k < 0.707 \quad (3.15)$$

La línea de retardo utilizada en el diseño contiene 164 dedos interdigitales, ver figura 3.3. Si la condición $d \ll \lambda$ se cumple para una línea de retardo, la velocidad de fase v_p y la impedancia característica Z_0 se definen como $[(C + 2C_0/d) L_S]^{-1/2}$ y $[L_S / (C + 2C_0/d)]^{1/2}$, respectivamente. L_S corresponde a la inductancia en serie de la línea. La matriz ABCD de una sección de línea de transmisión sin pérdidas, de longitud L , impedancia característica Z_0 y constante de fase β , se define como

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta L) & jZ_0 \sin(\beta L) \\ (1/Z_0)j \sin(\beta L) & \cos(\beta L) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

La impedancia característica de la línea en función de la matriz ABCD y convertida a parámetros S, resulta en

$$Z_0 = \sqrt{\frac{B}{C}} = \left[Z^2 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]^{1/2} \quad (3.17)$$

Asumiendo un cambio de fase lineal $\phi_{21}(2) - \phi_{21}(1)$ sobre un intervalo de frecuencia específico $f(2) - f(1)$, el retardo de grupo se puede definir aproximadamente como

$$\tau_g = -\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\phi_{21}(2) - \phi_{21}(1)}{f(2) - f(1)} \right) \quad (3.18)$$

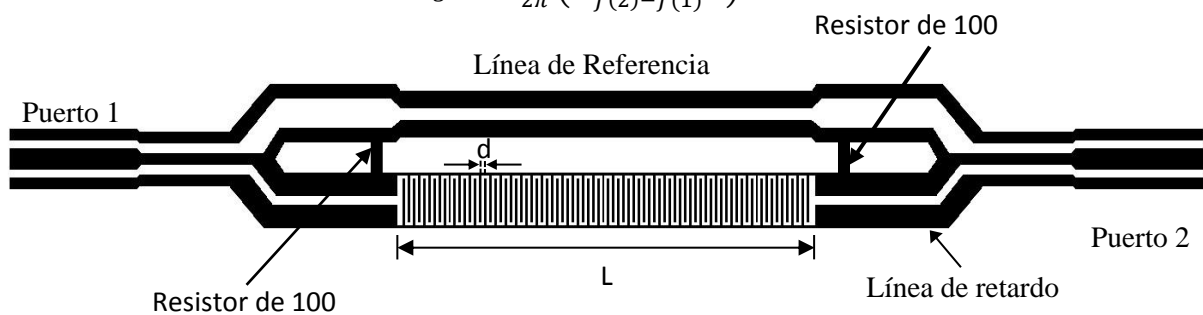


Figura 3.3. Discriminador con capacitancia interdigital en la línea de retardo.

3.3.1.1.1 Fabricación del Dispositivo

El discriminador de la figura 3.3 fue fabricado con una maquina laser *LPKF*, en un dieléctrico *Rogers 6010* con una constante de permitividad de $\epsilon_r = 10.8$, y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0023$. El dieléctrico presenta un espesor de 0.64 mm y una metalización de cobre con un espesor de 35 μm . La impedancia característica es de $Z_0 = 52 \Omega$ y el retardo de grupo es de 2 ns. Los divisores de potencia utilizan resistores de 100 Ω para un aislamiento máximo. El discriminador presenta una dimensión de 139.45 x 14.53 mm.

3.3.1.1.2 Resultados

El discriminador de la figura 3.3 se simuló con el software electromagnético *ADS MOMENTUM* (basado en el método de los momentos), versión 2008, y se midió con un analizador de redes *Agilent modelo E8361A* en el intervalo de frecuencia de 5.12-5.82 GHz. En la figura 3.4 se presentan las señales simuladas y medidas de transmisión del discriminador con capacitancia interdigital. Se puede apreciar un desplazamiento en frecuencia de la respuesta medida en comparación con la simulada. Este desplazamiento puede ser el resultado de la diferencia entre los valores de la constante dieléctrica presentados por el dieléctrico *Rogers 6010* y el reportado por el fabricante $\epsilon_{eff} = 10.8$, este último se utilizó en el proceso de simulación.

3.3.1.2 Discriminador con Filtros Rechaza Bandas.

El discriminador con filtros rechaza bandas, es un subsistema formado por cuatro filtros basados en resonadores rectangulares de lazo abierto (*open-loop rectangular resonators*) para obtener 4 bits de identificación de señal, ilustrado en la figura 3.5.

El discriminador es implementado e integrado en un mismo dieléctrico por medio de dos etapas de divisores de potencia, que dividen la señal de RF de entrada en 4 señales de salida, formando un subsistema paralelo con respuesta instantánea en la banda de frecuencia de 1.5 - 4.66 GHz, la cual es subdividida en

32 subbandas de operación. Cada uno de los filtros es formado por 23 ó 25 resonadores rectangulares de lazo-abierto de longitud $\lambda_g/2$ colocados paralelamente a cada lado de una línea de transmisión de 50Ω de impedancia característica. El *coupling gap* entre la línea y los resonadores es el responsable de la entonación del sistema. El ancho de línea de cada resonador es 0.5 mm.

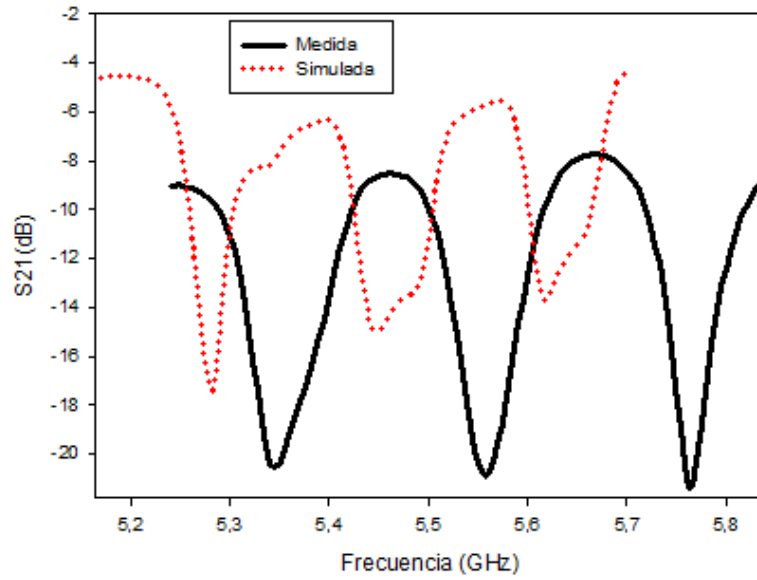


Figura 3.4. Comparación entre las señales de pérdida de inserción simulada y medida del discriminador con capacitancia interdigital.

3.3.1.2.1 Fabricación del dispositivo

El discriminador de la figura 3.5 fue fabricado por una máquina laser marca *LPKF* en un dieléctrico *Arlon*, el cuál presenta una constante de permitividad de $\epsilon_r = 10.2$, y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0023$. El dieléctrico presenta un espesor de 1.27 mm y una metalización de cobre con un espesor de 18 μm . La impedancia característica del subsistema es de $Z_0 = 50 \Omega$, y presenta una dimensión total de 199x113 mm. Se agregan dos resistores SMD de 100 Ω y 220 Ω a cada uno de los divisores para obtener un aislamiento máximo entre los puertos de salida.

3.3.1.2.2 Resultados

El discriminador de la figura 3.5 se simuló con el software electromagnético *ADS MOMENTUM*, versión 2008, y se midió con un analizador de redes *Agilent modelo E8361A* en el intervalo de frecuencia de operación. En la figura 3.6 se presentan las señales de transmisión simuladas y medidas del discriminador. Se puede apreciar un desplazamiento en frecuencia de la respuesta medida en comparación con la simulada.

Este desplazamiento puede ser el resultado de la diferencia entre los valores de la constante dieléctrica presentados por el dieléctrico *Arlon* y el reportado por el fabricante que es $\epsilon_{eff} = 10.2$, este último se utilizó el proceso de simulación. El puerto 2 proporciona el bit menos significativo y el puerto 5 proporciona el bit más significativo del subsistema.

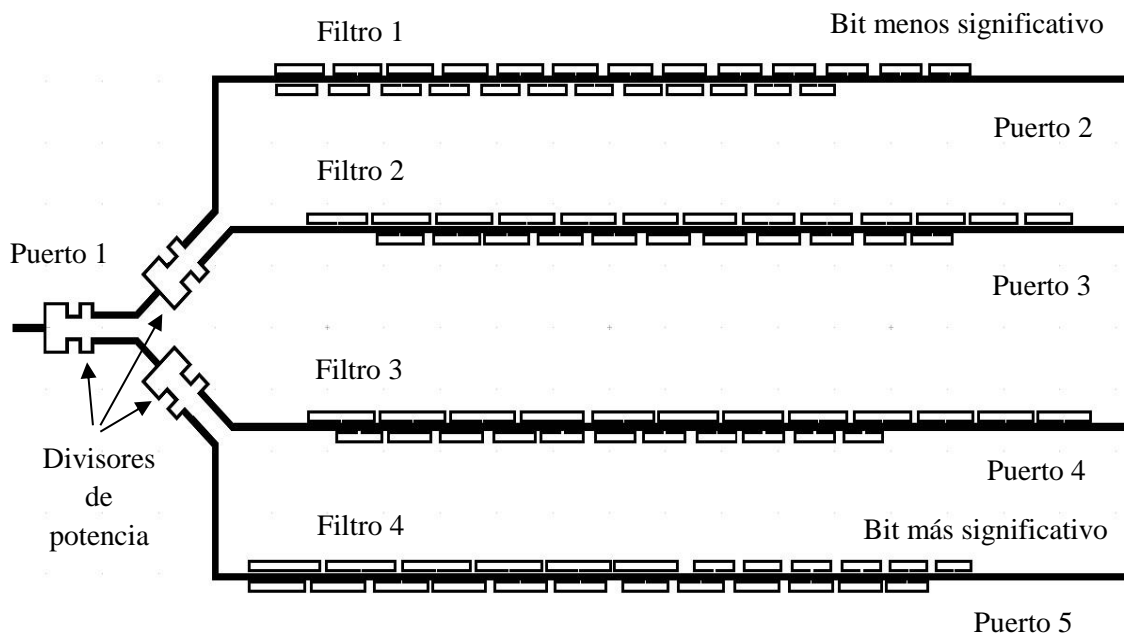


Figura 3.5. Discriminador fijo de 4 - bits, implementado con filtros rechaza bandas.

3.3.2 Discriminador de Microondas Reconfigurable.

El concepto de funcionamiento de un discriminador de microondas tradicional se puede hacer reconfigurable y escalable. En la figura 3.7, se presenta la arquitectura de un discriminador de microondas reconfigurable basado en líneas de retardo. Un discriminador reconfigurable está formado por un divisor de potencia, un combinador, sistemas de conmutación (*switches*), una línea de referencia (l_1) y n-líneas de retardos (l_2, l_3, \dots, l_n).

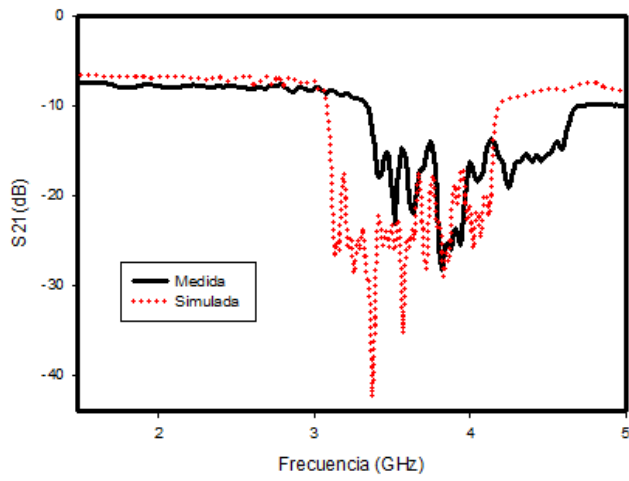
El discriminador de microondas reconfigurable es un dispositivo de dos puertos que funciona bajo el mismo principio que un discriminador convencional o fijo, con la diferencia, que cuenta con sistemas de conmutación o interruptores, controlados por voltaje, para seleccionar el estado de operación deseado en periodos determinados, es decir, en t_1 se selecciona la línea de retardo l_2 , la cual, en combinación con la línea de referencia l_1 proporcionan la señal combinada $S_{12}(t_1)$ con la fase $\phi(\tau_1, \tau_2)$. En t_2 , se selecciona la línea l_3 , para obtener la señal $S_{13}(t_2)$ con la fase $\phi(\tau_1, \tau_3)$. Así sucesivamente, se puede seleccionar la l_n para obtener la señal $S_{1n}(t_{n-1})$. Por lo tanto, la ec. (3.6) se puede reescribir para un sistema reconfigurable de n-bits de identificación como

$$S_{1n+1}(t_n) = \text{sen} \left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_1 - \tau_{n+1})}{2} \right) \text{cos} \left(\frac{\omega(\tau_{n+1} - \tau_1)}{2} \right) \quad (3.19)$$
$$n = 1, 2, 3, \dots$$

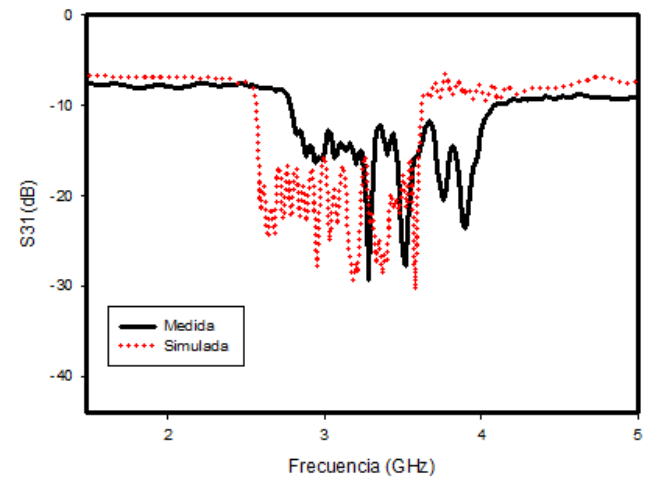
donde n es el número de líneas de retardo del discriminador.

3.4 Comparación entre Discriminadores Fijo y Reconfigurable.

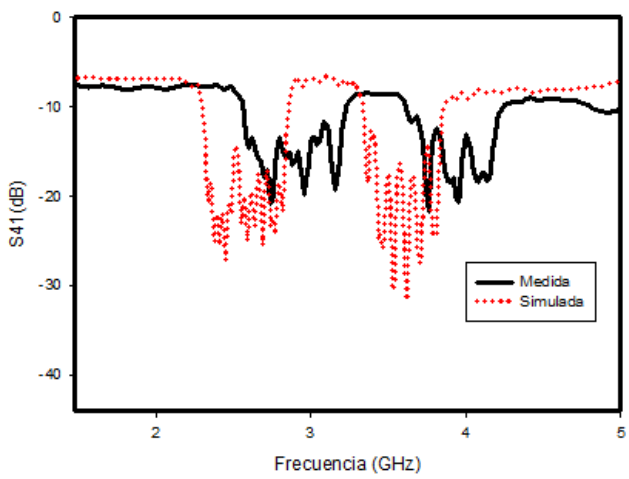
En la tabla 3.1 se presenta una comparación entre discriminadores fijo y reconfigurable en términos de ancho de banda, resolución calculada, potencia consumida por discriminador, número de bit, número de discriminadores y dimensiones. Los discriminadores son implementaron con tecnología *microstrip*.



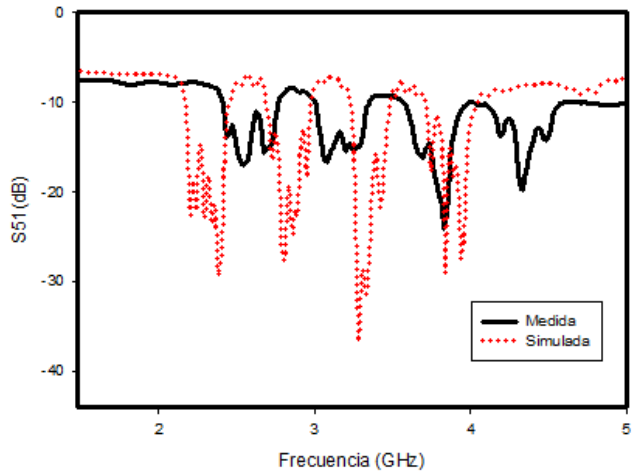
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.6 Comparación de las respuestas simuladas y medidas del discriminador implementado con filtros rechaza bandas, (a) filtro 1; bit menos significativo, (b) filtro 2, (c) filtro 3 y (d) filtro 4; bit más significativo.

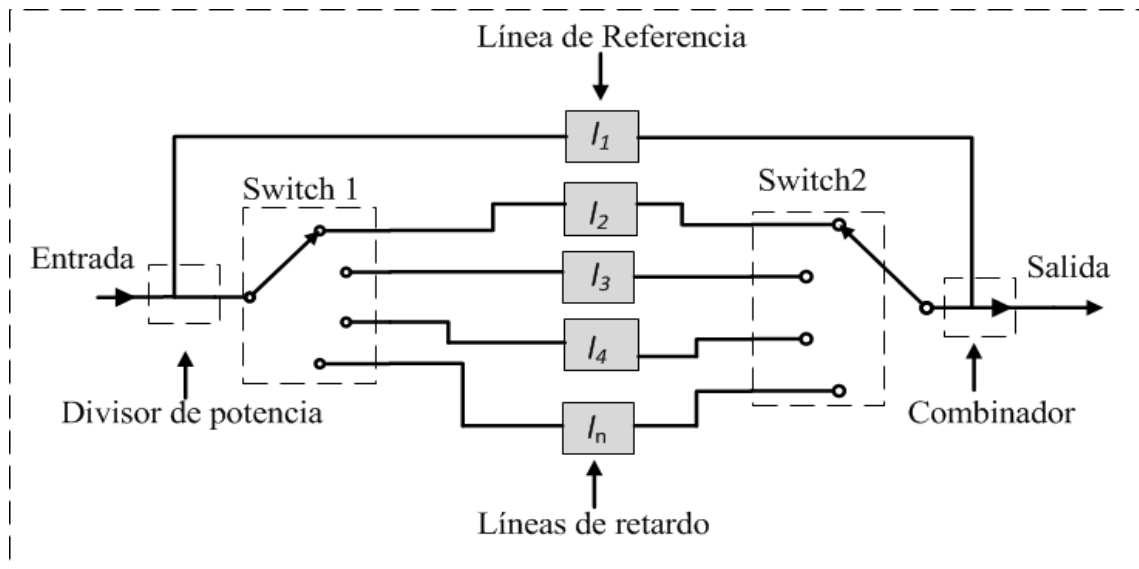


Figura 3.7 Estructura de un discriminador de microondas reconfigurable de n-bits.

Los discriminadores fijos presentan un consumo de potencia de 0 mW, el discriminador reconfigurable consume 93.4 mW, que corresponde al sistema de conmutación.

Este consumo energético es compensado al sólo requerir una cuarta parte de componentes electrónicos para implementar un sistema medidor de frecuencia, lo cual se traduce en un ahorro total de energía del 75% menos en comparación con un discriminador fijo de 4 bits.

De igual forma, en términos de dimensiones; el discriminador reconfigurable presenta un área efectiva de casi 51% menos que las dimensiones del discriminador fijo de 4 bits. La única desventaja que presenta el discriminador reconfigurable con respecto a los discriminadores fijos es el tiempo de respuesta; mientras los discriminadores fijos presentan una respuesta instantánea, el discriminador reconfigurable presenta un retardo en la respuesta que corresponde al tiempo de conmutación de cada diodo, el cual es de 10 ns. Por lo tanto, el tiempo total de respuesta del discriminador reconfigurable depende del número de diodos utilizados.

Tabla 3.1. Comparación entre discriminadores fijo y reconfigurable.

Discriminador	Con capacitancia interdigital	Filtros rechaza banda	Reconfigurable
Tipo de sistema	Fijo	Fijo	Reconfigurable
Ancho de banda (GHz)	5.19-5.82	1.5-4.66	1-4
Resolución calculada (MHz)	125	62.5	187.5
Consumo de potencia del discriminador (mw)	0	0	93.4
Tecnología	<i>microstrip</i>	<i>microstrip</i>	<i>microstrip</i>
No de discriminadores/No bits	1/1	4/4	1/4
Tiempo de Respuesta	instantáneo	instantáneo	10 ns por cada diodo
Implementación de discriminadores	Basado en líneas de retardo y capacitancia interdigital	Filtros Rechaza banda	Líneas de retardo
Dimensiones (mm)	139.45x14.53	199x113	102x96
Configuración	serie	paralela	serie
No. De componentes para implementar un MFI	4	16	4
Referencia	[2]	[3]	[4]

3.5 Referencias

- [1] Liang G. C.; Shien C.F.; Withers R.S.; Cole B.F.; Johanson M.A. and L. P. Suppan; “Superconductive digital instantaneous frequency measurement subsystem,” *IEEE Trans. Microw. Theory TEch.*, vol.41, no 12, pp.2368-2375, Dec.1993.
- [2] Espinosa M.; Gomes Moura B.; Llamas-Garro I; Tavares de Melo M.; “Interferómetros de Radiofrecuencia Aplicados a Guerra Electrónica,” in *Proceedings of Congreso Nacional de I+D en Defensa y Seguridad*, 16-17 November 2013.
- [3] De Oliveira B. G. M.; de Melo M. T.; Llamas-Garro I; Espinosa M; de Oliveira M. R. T.; de Oliveira E.M.F.; Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters , in *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2014)*, 4-7 November 2014, Sendai (Japan).
- [4] Espinosa-Espinosa M.; de Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I.; de Melo M. T.; Kim Jung-Mu; 4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency Measurement , In *Proceedings of 44th European Microwave Conference (EuMW 2014)*, 5-10 October 2014, Rome (Italy).

Capítulo 4

Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2-Bits implementado con diodos PIN.

El discriminador de microondas reconfigurable es un dispositivo de dos puertos, que genera 2 bits para la identificación de frecuencia de una señal desconocida en un sistema de medición de frecuencia. El dispositivo opera en el intervalo de frecuencia de 1 - 4 GHz, que corresponde a las bandas de frecuencia L y S [1]. El discriminador de 2 bits utiliza líneas de transmisión tipo *microstrip*.

4.1 Funcionamiento del Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2-bits.

La topología del discriminador reconfigurable mostrada en la figura 4.1, está implementada por un divisor de potencia y un combinador (ambos de banda ancha), una línea de referencia l_1 y dos líneas de retardo (l_2 y l_3) [2]. El discriminador usa dos interruptores *Single Pole, Double Throw* [3,4] para seleccionar el estado de operación.

En el tiempo t_1 , se selecciona la línea de retardo l_2 y en combinación con l_1 , se produce la señal combinada $S_{12}(t)$ con una fase $\phi(\tau_1, \tau_2)$, este se define como estado 1. Un resonador de lazo abierto es acoplado a la línea l_2 para producir un cero de transmisión en 3.8 GHz. El resonador de lazo abierto contiene *stubs* internos para reducir su tamaño físico. El estado 1 produce la señal correspondiente para determinar el bit 1 después de las etapas de detección y conversión.

En el tiempo t_2 , se selecciona la línea de retardo l_3 , y en combinación con l_1 se obtiene la señal combinada $S_{13}(t)$ con una fase $\phi(\tau_2, \tau_3)$, este es el estado 2. Este estado produce la señal correspondiente al bit 2, que se obtiene después de las etapas de detección y conversión.

La línea l_1 tiene una longitud de $\lambda_g/2$ y las líneas l_2 y l_3 tienen longitudes de $\lambda_g/6$ y λ_g , respectivamente, en donde λ_g es la longitud de onda guiada a una frecuencia central de 2.5GHz.

4.2 Descripción de los Componentes Electrónicos que forman un Discriminador Reconfigurable de 2 bits.

En la figura 4.1 se presentan los componentes que forman un discriminador

reconfigurable de 2 bits. A continuación se describe el comportamiento eléctrico del divisor de potencia y de un interruptor *SPDT* utilizados en el diseño.

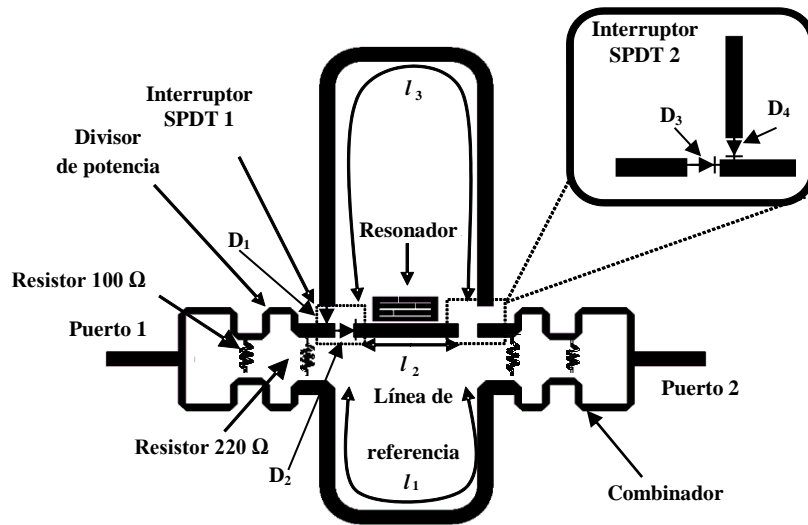


Figura. 4.1. Topología del discriminador de microondas reconfigurable de dos bits.

4.2.1 Divisor de Potencia.

El divisor de potencia, ilustrado en la figura 4.2, es un divisor *Wilkinson* con doble derivación, para un mayor ancho de banda de operación [5, 6, 7]. El divisor utiliza dos resistores SMD; uno de 100 ohms y otro de 220 ohms para un aislamiento máximo. El discriminador emplea dos divisores; uno en el puerto de entrada y otro divisor en el puerto de salida, el cual funciona como combinador.

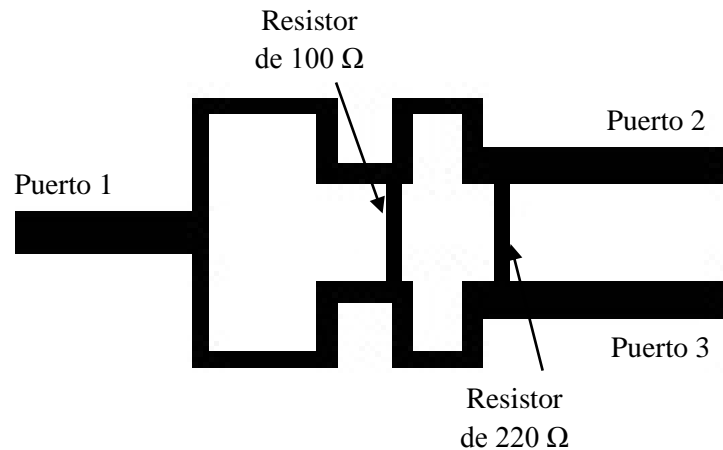


Figura 4.2. Topología del divisor de potencia con doble derivación.

4.2.1.1 Fabricación del Divisor de Potencia.

El divisor es fabricado con una máquina láser *LPKF*, modelo *Protolaser S*, en un substrato *ARLON AD1000*, que presenta una constante dieléctrica de 10.2 y una pérdida tangencial de 0.0023. La metalización tiene un espesor de 0.035 mm y el substrato tiene un espesor de 1.27 mm.

En la figura 4.3, se presenta una fotografía del divisor de potencia empleado en el diseño. El divisor opera en las bandas L y S, que corresponden al intervalo de frecuencia de 1 a 4 GHz. El divisor tiene una dimensión de 28 mm x 9 mm.

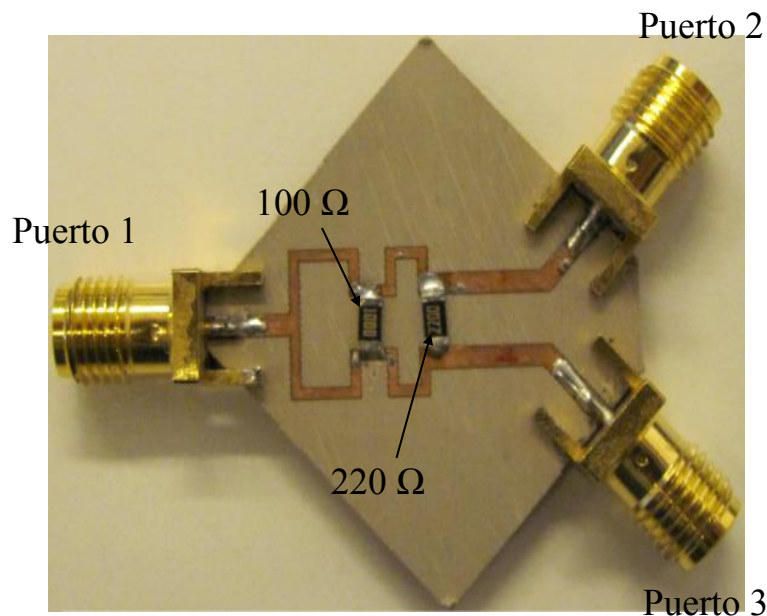


Figura 4.3. Divisor de potencia Wilkinson con doble derivación.

4.2.1.2 Pérdida de Retorno del Divisor.

El divisor de potencia presenta un puerto de entrada; puerto 1, y dos puertos de salida; el puerto 2, y el puerto 3. Los puertos presentan una impedancia de 50 Ω. A continuación se presenta una comparación entre las respuestas simuladas y medidas del divisor de potencia.

El proceso de simulación se llevó a cabo con el software *ADS/MOMENTUM*.

Para medir las señales de salida del divisor, se empleó un analizador de frecuencias marca *Agilent* modelo *E8361A*, las señales de entrada y salida del divisor de potencia se obtuvieron después del proceso de calibración *SOLT* [8].

En la figura 4.4, se presenta la comparación de las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada y medida del puerto 1 del divisor. La comparación de las señales a una frecuencia central de operación de 2.5 GHz denota un nivel de -16 dB para la señal medida y -15 dB para la señal simulada. Las señales medida y simulada presentan un buen nivel de pérdida de retorno que se encuentra por debajo de los -10 dB en toda la banda de trabajo.

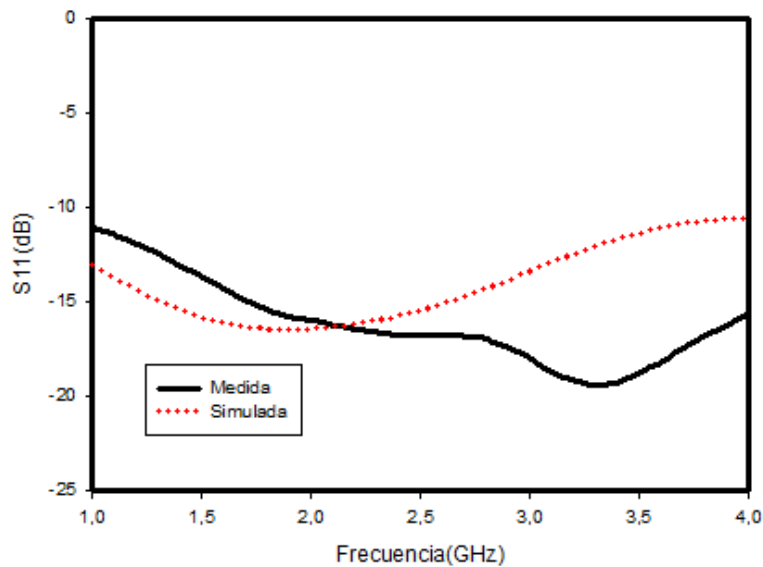


Figura. 4.4. Comparación entre las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada y medida del divisor de potencia.

4.2.1.3 Pérdidas de Inserción del Puerto 2.

La figura 4.5 muestra la comparación entre las señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simulada y medida del puerto 2 del divisor. De la comparación se observa que la pérdida de inserción a la frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz es de -3.33 dB para la simulada y -3.5 dB para la medida. La respuesta presentada por el puerto 2 está en concordancia con el resultado simulado. La medición se realizó en el intervalo de operación del *DMR* de 1 a 4 GHz.

4.2.1.4 Pérdidas de Inserción del Puerto 3.

La figura 4.6 muestra la comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{31}) simulada y medida del puerto 3. Para una frecuencia de trabajo central se tiene un valor de -3.3 dB para la señal simulada y -3.4 dB para la señal medida.

La comparación de las señales simuladas y medidas de los puertos de salida 2 y 3 del divisor denota un buen comportamiento del divisor de potencia al presentar el mismo nivel de potencia de señal.

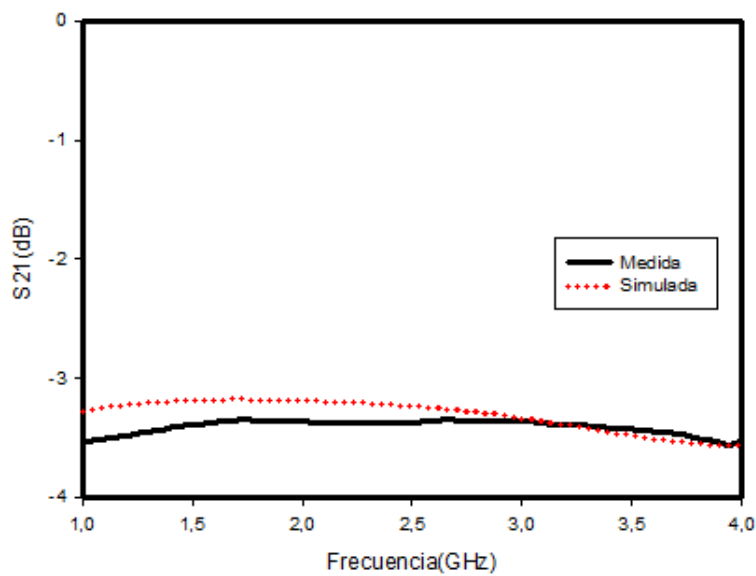


Figura. 4.5. Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{21}) simulada y medida del puerto 2 del divisor de potencia.

4.2.2 Interruptor Single Pole Double Throw.

Los interruptores *single pole double throw* del discriminador de microondas reconfigurable permiten la conmutación entre líneas, para seleccionar el estado de operación. Los interruptores están implementados por diodos PIN. El tiempo de conmutación del dispositivo del discriminador reconfigurable es definido por la velocidad de conmutación de los diodos PIN, la cual es aproximadamente de 10×10^{-9} s [9].

La figura 4.7 presenta la foto de uno de los interruptores *SPDT*'s utilizados en el diseño del discriminador. El interruptor *SPDT* es formado por dos diodos PIN modelo *BAR50-02V de Philips Semiconductors*, el cual tiene una pérdida de inserción de 0.1425 dB y un aislamiento de 9.32 dB a la frecuencia central de trabajo. El diodo PIN puede manejar una potencia máxima de señal de Radio Frecuencia (*RF*) de 30.17 dBm, la cual es determinada por la capacidad de potencia de disipación del diodo de 250 mW considerando una resistencia serie de 3Ω para una corriente de polarización de 10 mA.

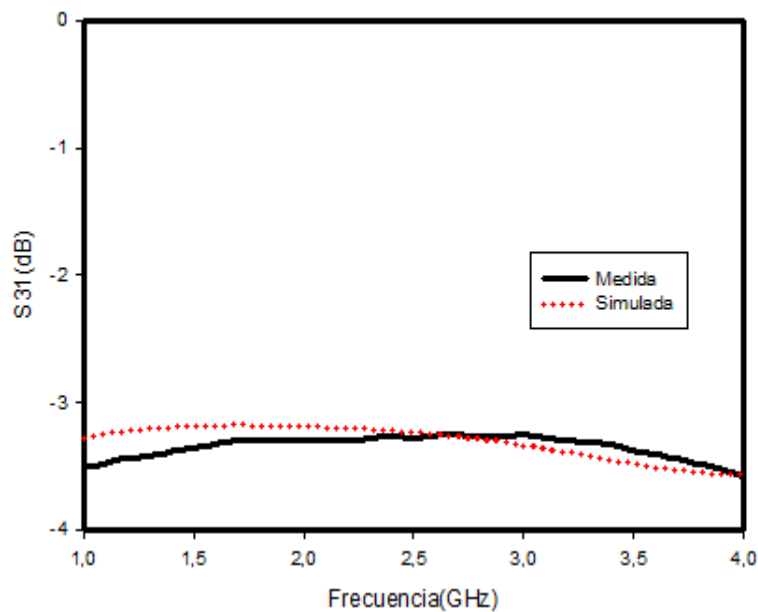


Figura. 4.6. Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{31}) simulada y medida del puerto 3 del divisor de potencia.

Las redes de polarización para cada diodo están formadas por dos inductores choke de 82 nH, con una frecuencia de autoresonancia de 1.7 GHz [10], y un resistor SMD de 100 ohms para generar una corriente de polarización de 10 mA. El inductor choke aísla los puertos de corriente directa (*CD*) de la señal de Radio Frecuencia (*RF*).

El puerto 1 es el puerto de entrada, y los puertos 2 y 3 son de salida. La rama 1 se define como la trayectoria que sigue la señal de RF desde el puerto 1 al puerto 2. De igual forma se define la rama 2, para el puerto 1 y el puerto 3, ilustradas en la figura 4.7.

En la figura 4.8 se presentan los modelos de los circuitos equivalentes del diodo PIN utilizados en el proceso de simulación con *ADS/MOMENTUM*, versión 2008. Estos modelos se obtuvieron empleando el método de regresión a partir de la caracterización del diodo PIN, y ajustando los datos medidos (parámetros de dispersión *S*) a un modelo *RLC* [11]. Los elementos concentrados obtenidos a partir de los parámetros de dispersión (*S*) medidos, se incluyen en un bloque de dos puertos. Este bloque se utiliza para crear modelos π o T. El modelo π fue elegido porque tiene mejor prestación en la descripción del comportamiento eléctrico del componente.

Los valores de las impedancias pueden ser fácilmente obtenidos a partir de los parámetros de dispersión (*S*) y de la impedancia de referencia. Se elige un modelo para cada impedancia, y los valores de los elementos R, L, y C correspondientes son extraídos en una raíz cuadrática media. Este proceso de regresión es aplicado de forma separada a la parte real y a la parte imaginaria de las impedancias.

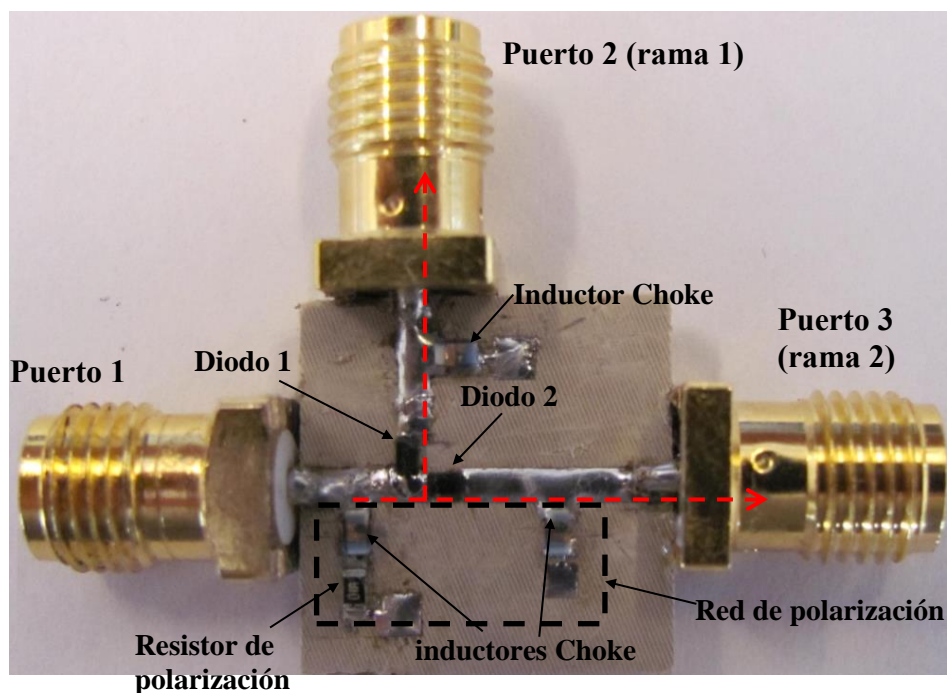


Figura 4.7 Fotografía del interruptor single pole double throw, implementado con diodos PIN.

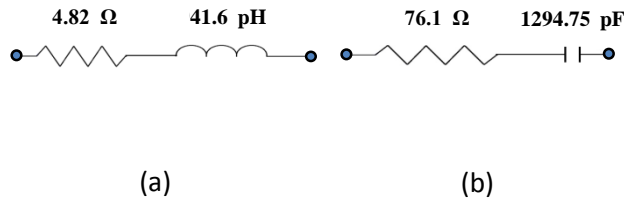


Figura 4.8. Modelos de los circuitos equivalentes del diodo *PIN BAR50-02V*, (a) Polarización directa, (b) Polarización inversa.

4.2.2.1 Polarización de los Diodos que Conforman los Interruptores *Single Pole, Double Throw* del Sistema de Conmutación del Discriminador de Microondas Reconfigurable.

Los dos estados de operación del discriminador de microondas reconfigurable son conseguidos por medio de la correcta polarización de los diodos que conforman los interruptores *single pole double throw*. El interruptor *SPDT 1* está formado por los diodos (D_1) y (D_2), y el interruptor *SPDT 2* está formado por los diodos (D_3) y (D_4), ilustrados en la figura 4.1. La polarización de los diodos requerida para producir cada uno de los estados del *DMR*, es presentada en la tabla 4.1. Cada diodo fue polarizado con un voltaje de 1 volt y 10 mA de corriente. El sistema de conmutación del discriminador que está formado por los dos interruptores *single pole double throw* consume una potencia promedio de 53 mW.

Tabla 4.1. Combinación de la polarización de diodos para conseguir cada uno de los estados de operación del discriminador.

Línea	SPDT 1		SPDT 2	
	D_1	D_2	D_3	D_4
l_1 (estado 1)	PI	PD	PD	PI
l_2 (estado 2)	PD	PI	PI	PD
PD=Polarización directa, PI = Polarización inversa				

4.2.2.2 Pérdida de Retorno (S_{11}) del Interruptor *Single Pole Double Throw*.

Las pérdidas de retorno (S_{11}) simulada y medida para el interruptor *SPDT*, se presentan en la figura 4.9. En donde se observa un valor de -19.49 dB para la señal simulada y -17.51 dB para la señal medida a una frecuencia central de 2.5 GHz.

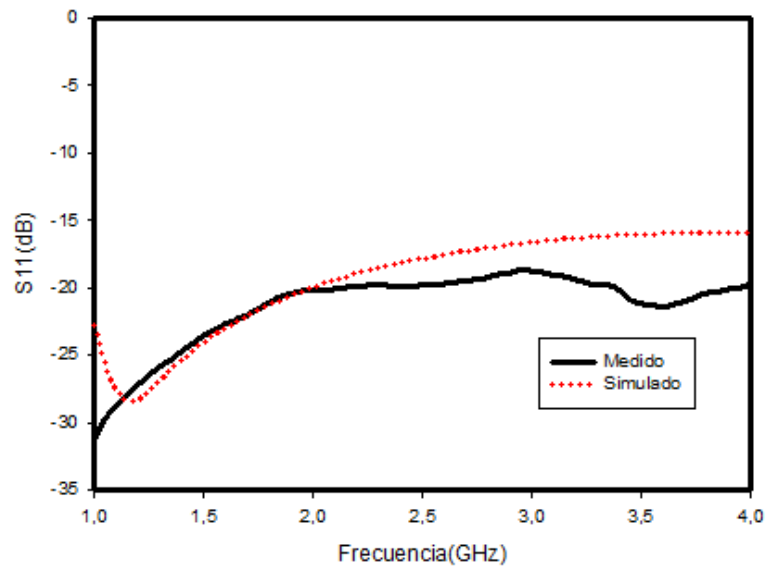


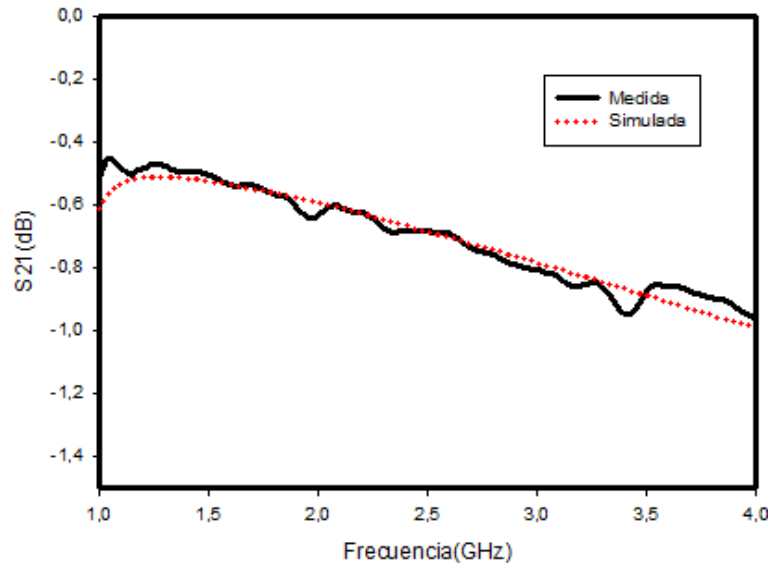
Figura 4.9 Pérdidas de retorno (S_{11}) del Interruptor *Single pole, double throw*, implementados con diodos PIN.

4.2.2.3 Pérdidas de Inserción (S_{21}) de la rama 1.

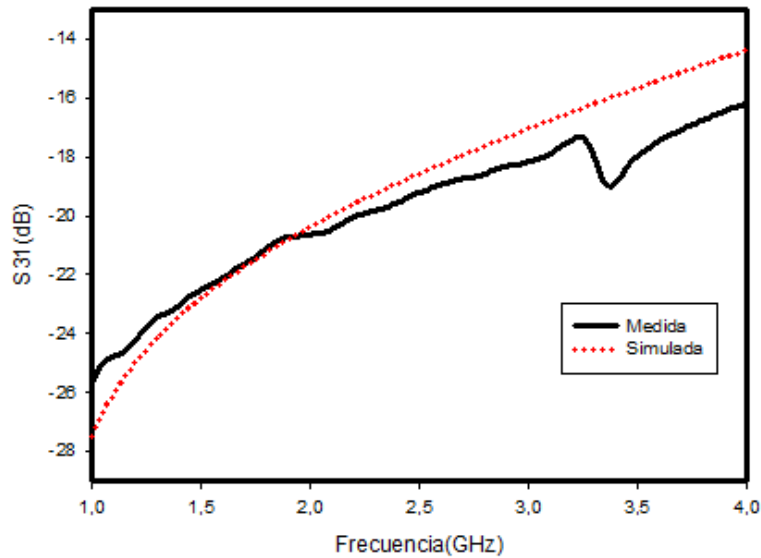
En la figura 4.10a, se presenta la comparación de las señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simulada y medida de la rama 1 del interruptor *SPDT*, en donde, a la frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz se tiene un nivel de -0.65 dB para ambas señales simulada y medida. En la figura 4.10b se presenta la comparación de las señales de aislamiento de la rama 2, con un valor de -18.17 dB para señal simulada y -18.77 dB para la señal medida a 2.5 GHz. El nivel de aislamiento mínimo es de -14.05 dB simulado y de -16.201 dB medido a una frecuencia de 4 GHz.

El aislamiento es limitado por el propio aislamiento intrínseco de los diodos. La

caracterización de la señal de aislamiento garantiza que la señal de Radio Frecuencia no se propague por la rama 2, en el estado 1 de operación del interruptor *SPDT*.



(a)

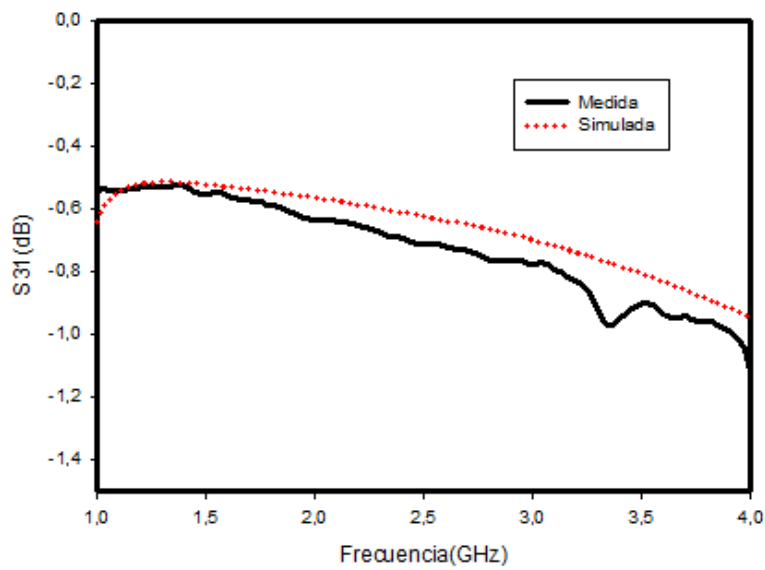


(b)

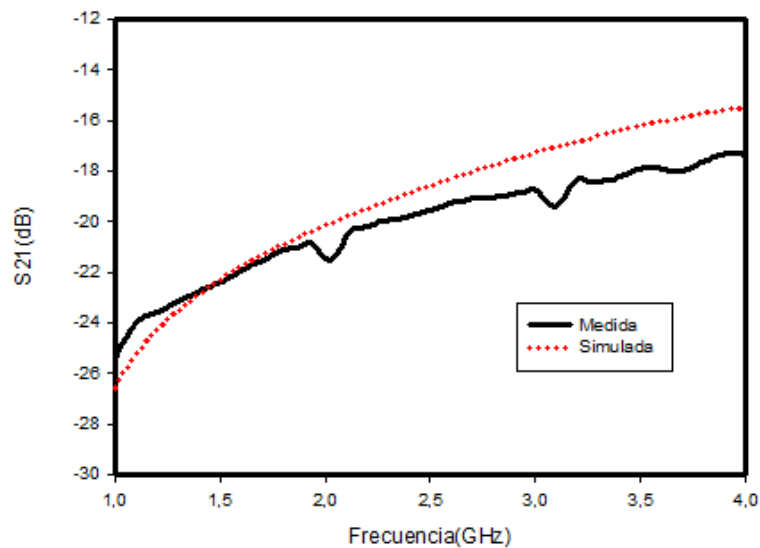
Fig. 4.10. Respuesta del Interruptor *Single Pole Double Throw* para la rama 1. a) Pérdidas de inserción S_{21} , b) Aislamiento S_{31}

4.2.2.4 Pérdidas de Inserción (S_{31}) de la rama 2.

La comparación de las señales de pérdidas de inserción (S_{31}) y aislamiento (S_{21}) simulada y medida de la rama 2 del interruptor *SPDT* se presenta en la figura 4.11. La figura 4.11a muestra las señales de pérdidas de inserción con un nivel de -0.57 dB para la simulada y -0.66 dB para la medida a una frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz. La figura 4.11b muestra la comparación de las señales de aislamiento del puerto 2 con un nivel de -18.43 dB para la señal simulada y de -19.59 para la señal medida a 2.5 GHz.



(a)



(b)

Figura 4.11. Respuesta de señales del Interruptor *Single Pole Double Throw* para la rama 2. a) Pérdidas de inserción S_{31} , b) Aislamiento S_{21} .

4.3 Fabricación del Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 bits.

La figura 4.12 presenta una fotografía del dispositivo fabricado con la máquina *LPKF Protolaser S* en un substrato *ARLON AD1000*. El área efectiva del dispositivo es de 45 mm x 65 mm. Los puertos de polarización de los diodos son etiquetados con las leyendas DC 1, DC 2 y DC 3.

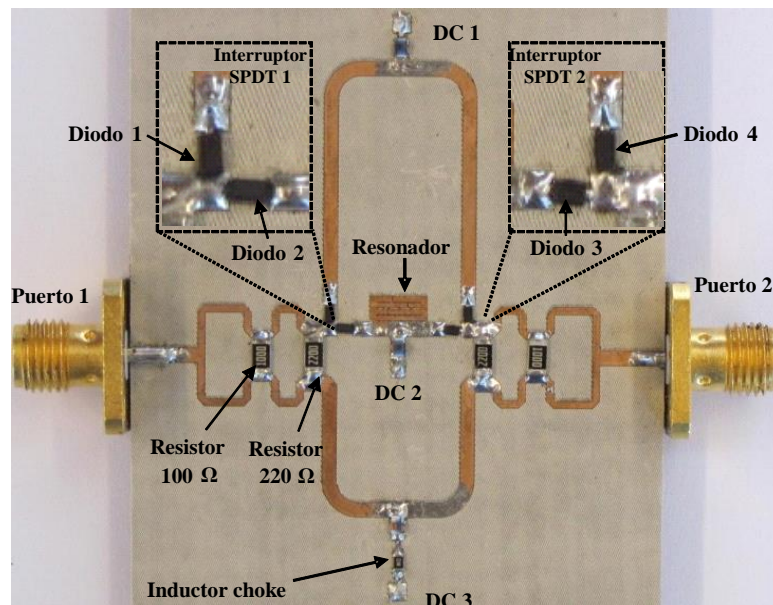


Figura 4.12. Fotografía del discriminador de microondas reconfigurable de 2-bits fabricado.

4.4. Resultados.

En la figura 4.13 se presentan las señales de pérdida de inserción (S_{21}) simulada y medida para cada uno de los estados de operación del dispositivo y sus respectivas formas de onda digital después del proceso de detección y conversión analógico/digital.

Estas señales definen los bits para la identificación de la frecuencia, en donde la señal desconocida de entrada, es asignada a cada una de las sub-bandas del sistema. Las señales de pérdida de inserción (S_{21}) fueron medidas usando un analizador de redes

Agilent PNA modelo E8361A, después de haber realizado el procedimiento de calibración *SOLT* (*Short-Open-Load-Thru*).

El estado 1 incluye un cero de transmisión en 3.8 GHz para la señal simulada y 3.6 GHz en la señal medida. El corrimiento de frecuencia que presenta el cero de transmisión, puede ser causado por una modificación en el acoplamiento del resonador debido a las múltiples soldaduras realizadas para el montaje de los componentes de soldado superficial que se localizan en la zona circundante, por ejemplo, dos diodos PIN y un inductor *choke*.

La respuesta combinada analógica $S_{12}(t)$, proporcionada por la línea l_1 y por la suma del cero de transmisión a la respuesta de la línea l_2 produce el bit 1 del dispositivo, después de que ésta señal pase por las etapas de detección y conversión. De manera similar, el bit 2 es obtenido por la señal combinada analógica $S_{13}(t)$, generada por las líneas l_1 y l_3 .

Para la etapa de detección y conversión, se fijan los siguientes parámetros; Un nivel de entrada de 0 dBm, y un umbral de -8 dBm. En la etapa de conversión analógico/digital; un nivel 1 lógico (uno) se obtiene cuando se cumple la condición $|S_{21}| \geq -8$ dB y para un 0 lógico (cero), la condición es $|S_{21}| < -8$ dB.

Considerando un umbral de -8 dB para la señal de pérdidas de inserción $|S_{21}|$, las figuras 4.13a y 4.13b muestran las señales analógicas para cada uno de los estados del dispositivo y sus respectivas formas de ondas digitales, las cuales presentan los bits generados. En función de la resolución del discriminador reconfigurable, la banda de frecuencia de trabajo que va desde 1 a 4 GHz es dividida en 4 sub-bandas, en donde cada subbanda corresponde a una palabra digital compuesta por los 2 bits usados para la identificación de frecuencia. La figura 4.13c, muestra las cuatro subdivisiones del dispositivo.

La tabla 4.2 provee detalles de las cuatro sub-bandas definidas por los bits 1 y 2, y sus respectivas resoluciones. La resolución del discriminador reconfigurable propuesto varía de 660 a 940 MHz, con un promedio de resolución de 750 MHz. La resolución puede ser mejorada si se incrementa el número de bits en la misma banda de operación de 1 a 4 GHz. Por ejemplo, un sistema de 4-bits presenta una resolución de 187.5 MHz, un sistema de 8-bits tiene una resolución de 11.7 MHz y un sistema de

10 bits presenta una resolución de 2.9 MHz. La resolución depende del retardo mayor presentado por el sistema de medición de frecuencia.

Tabla 4.2 Sub-bandas del Discriminador de Microondas Reconfigurable.

Sub-banda	1	2	3	4
Bit 1 (Estado1)	1	1	0	0
Bit 2 (Estado2)	1	0	0	1
Frecuencia de la sub-banda (GHz)	1-1.7	1.7-2.4	2.4-3.06	3.06-4
Resolución por Sub-banda (MHz)	700	700	660	940

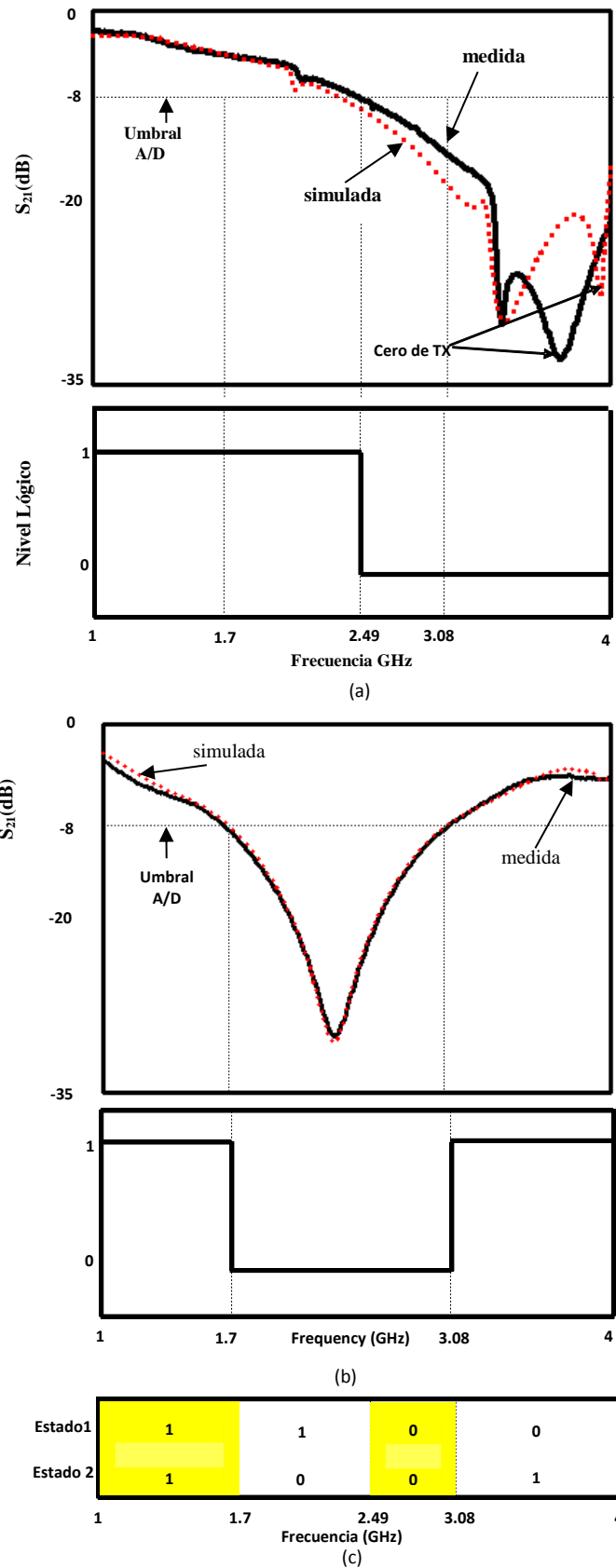


Figura 4.13. Respuestas del discriminador de microondas reconfigurable; (a) Señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simulada y medida y la forma de onda digital para para el estado 1, (b) Señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simulada y medida y la forma de onda digital para el estado 2, (c) Cuatro sub-bandas y sus respectivos bits.

4.5 Referencias.

- [1] IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, *IEEE Aerospace & Electronic Systems Society*, IEEE Std 521TM-2002, January 2003.
- [2] Espinosa M.; de Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I.; de Melo M. T.; 2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device , *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 24, No. 8, pp. 569-571, August 2014.
- [3] “Applications Note – Design with PIN diode” *Skyworks solution inc.* pp. 1-19, October 22, 2012
- [4] Microwave and RF Design Engineer, “The PIN diode circuit designers’ handbook,” *Microsemi Corp*, pp 1-137, July 1992.
- [5] Wilkinson E.J.,” An N-way hybrid power divider,” *IRE Trans. Microw Theory Tech.*, bol. MTT-8, pp. 116-118, Jan.1960
- [6] Cohn S.B.; “A class of broadband three-port TEM-mode hybrids,” *IEEE Trans.Microw. Theory Tech.*, vol. 19, no 2, pp. 110-119,1968.
- [7] M. T. de Melo; B. G. M. de Oliveira; I. Llamas-Garro; M.Espinosa; “Radio Frequency Identification,” Chapter in “Interferometer Instantaneous Frequency Identifier”, published by In-Tech, 2013.
- [8] Hiebel M.; “Vector Network Analyzer (VNA) calibration; The Basics,” Rohde & Schwarz, pp. 1-10. www.test-rsa.com/netan
- [9] www.nxp.com/documents/data_sheet/BAP50-02_N.pdf
- [10] Hongxi X.; Kenington P.B. and Beach M.; “ a high performance ultra-broadband RF choke for microwave applications,” *Evolving Technologies for small Earth Station Hardware, IEE Colloquium on*, pp. 1-4, 20 Feb.1995.
- [11] J. Perruisseau-Carrier; “Microwave Periodic Structures Based on MicroElectroMechanical Systems (MEMS) and Micromachining Techniques” (PhD thesis), Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Switzerland 2007.

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

Capítulo 5

Discriminador de Microondas Reconfigurable de 4- bits, implementado con diodos PIN.

Una de las características que presenta el diseño propuesto de discriminador de Microondas Reconfigurable es la escalabilidad. Para demostrar dicha característica se presenta el diseño de un *DMR* de 4-bits. El discriminador es un dispositivo de dos puertos que puede producir una salida de 4 bits para la identificación de una señal desconocida, después de que el sistema de conmutación conmute entre todas las líneas l_1, l_2, l_3, l_4 en los tiempos t_1, t_2, t_3 y t_4 , respectivamente.

El dispositivo opera en el intervalo de frecuencia de 1 - 4 GHz, que corresponde a las bandas de L y S [1] y utiliza líneas de transmisión del tipo *microstrip*.

5.1 Funcionamiento del Discriminador de Microondas Reconfigurable de 4-bits.

La figura 5.1 presenta la topología del discriminador de 4 bits [2]. El dispositivo es formado por un divisor de potencia y un combinador (ambos de banda ancha), dos interruptores *single Pole, Quadruple Throw*, una línea de referencia (l_1), y cuatro líneas de retardo (l_2, l_3, l_4 y l_5) con sus respectivos corrimientos de fase $\Theta_1(\tau_1)$, $\Theta_2(\tau_2)$, $\Theta_3(\tau_3)$, $\Theta_4(\tau_4)$, y $\Theta_5(\tau_5)$ donde τ es el retardo de la línea.

El discriminador reconfigurable puede generar 4 bits de identificación de frecuencia en tiempos diferentes. En el tiempo t_1 , se selecciona la línea de retardo l_2 y en combinación con la línea de referencia l_1 , se obtiene la señal combinada $S_{12}(t)$, este se define como estado 1, en el tiempo t_2 , se seleccionan las líneas l_3 y l_1 para obtener la señal $S_{13}(t)$, este es llamado estado 2, así sucesivamente se generan los estados 3 y 4 de operación del discriminador. La línea de referencia es la misma línea para los cuatro estados del dispositivo. Las cuatro señales combinadas tienen una fase de $\Theta_{12}(\tau_1, \tau_2)$, $\Theta_{12}(\tau_1, \tau_2)$, $\Theta_{13}(\tau_1, \tau_3)$, y $\Theta_{14}(\tau_1, \tau_4)$, respectivamente.

El núcleo del discriminador está formado por una línea de referencia (l_1), la cual tiene una longitud de $\lambda_g/2$ y cuatro líneas de retardo (l_2, l_3, l_4 y l_5) con longitudes de λ_g , $3\lambda_g/2$, $2\lambda_g$ y $5\lambda_g/2$, respectivamente. λ_g es la longitud de onda guiada a una frecuencia central de 2.5 GHz.

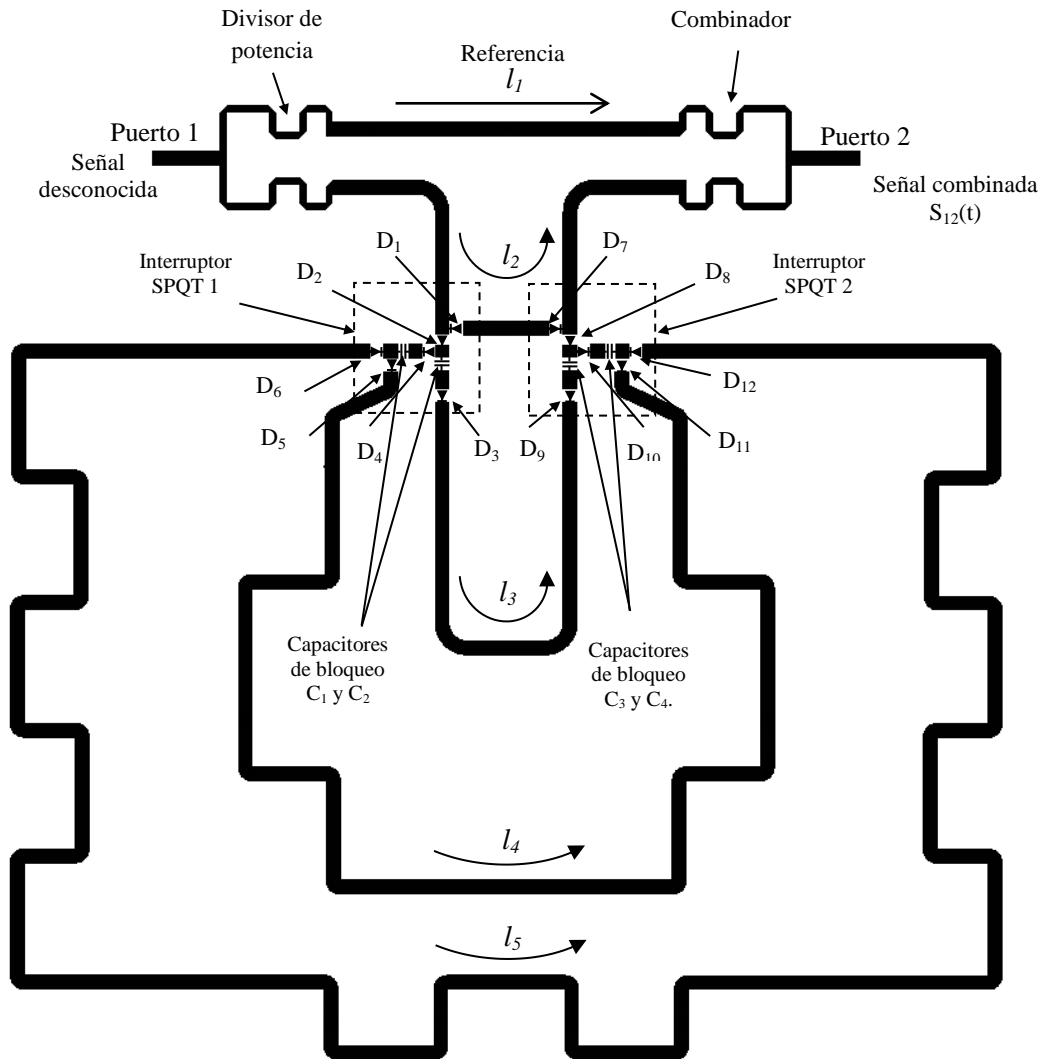


Figura 5.1. Topología del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits.

5.2 Descripción del Sistema de Conmutación.

A continuación se presenta una descripción del interruptor *SPQT* del discriminador de 4 bits. El divisor de potencia es el mismo diseño que se empleó en el discriminador de 2 bits, presentado en el capítulo 4, sección 4.2.1.

5.2.1 Interruptor *Single Pole Quadruple Throw*.

En la figura 5.2a se presenta una fotografía de uno de los dos interruptores

utilizados en el diseño del discriminador de 4 bits. El interruptor *SPQT* es formado por seis diodos PIN (D_1 - D_6) modelo *BAR50-02V* de *Philips Semiconductors* [3]. Las redes de polarización para cada diodo están formadas por dos inductores *choke* [4], de 82 nH con una frecuencia de autoresonancia de 1.7 GHz para aislar los puertos de corriente directa (*CD*) de la señal de Radio Frecuencia (RF), y un resistor SMD, de 100 ohms para generar una corriente de polarización de 10 mA. El interruptor también cuenta con dos capacitores de bloqueo (*DC Block*) de banda ancha C_1 y C_2 [5] de 100 nF para aislar las redes de polarización de corriente directa y lograr la combinación adecuada para el funcionamiento del sistema.

El sistema de conmutación del discriminador de microondas reconfigurable, el cual está formado por los dos interruptores *SPQT* consume un promedio de potencia de 93.4 mW.

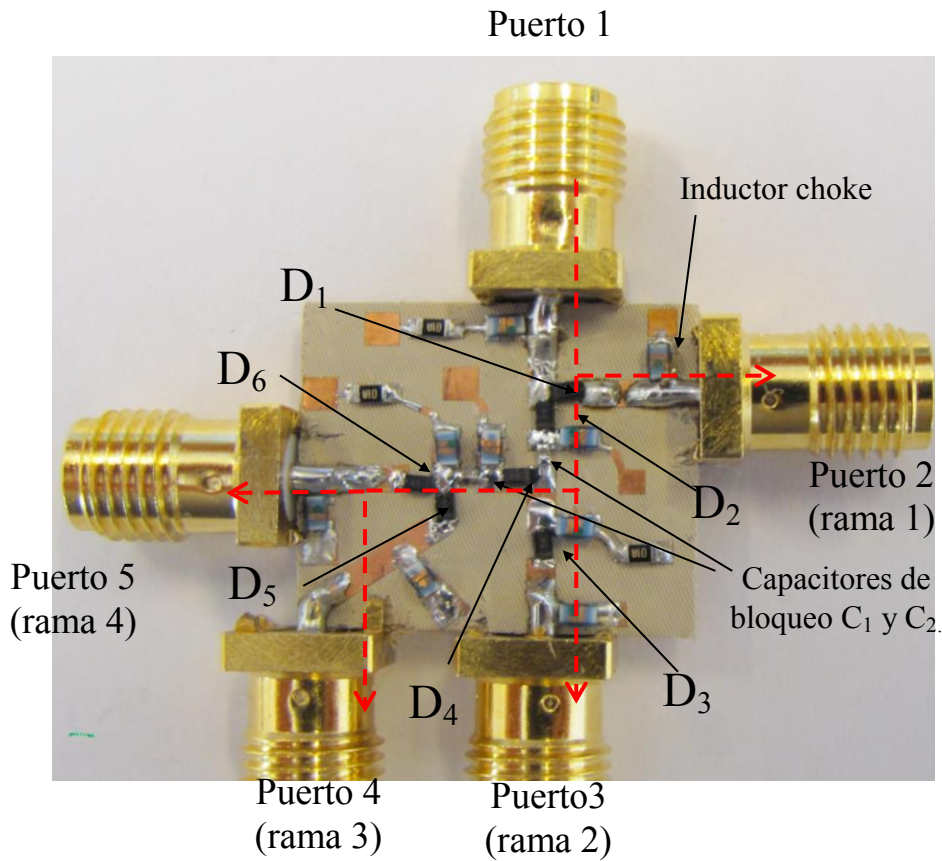
La figura 5.2b presenta el modelo del circuito equivalente del capacitor de bloqueo obtenido por el método de regresión [6]. Este modelo fue empleado en el proceso de simulación con el software *ADS/MOMENTUM*, versión 2008. Los modelos de los circuitos equivalentes del diodo PIN, son los mismos que se utilizaron en el diseño del discriminador de 2-bits, los cuales se presentaron en el capítulo 4, sección 4.2.2.

El interruptor *SPQT* presenta un puerto de entrada, etiquetado puerto 1 y cuatro puertos de salida (2 - 5). La rama 1 se define como la trayectoria que sigue la señal de RF desde el puerto 1 al puerto 2, así sucesivamente se define la rama 2; puerto 1- puerto 3, rama 3; puerto 1-puerto 4 y rama 4; puerto 1 – puerto 5, ilustradas en la figura 5.2a.

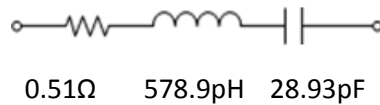
5.2.2 Polarización de los diodos del Interruptor *Single Pole Quadruple Throw*.

Los cuatro estados de operación del discriminador reconfigurable son obtenidos por medio de la polarización adecuada de cada diodo que conforma un interruptor *SPQT*. El interruptor *SPQT* 1 está formado por los diodos D_1 - D_6 y dos capacitores de bloqueo C_1 y C_2 . De la misma forma, el interruptor *SPQT* 2 está formado por los

diodos D_7 - D_{12} y los capacitores de bloqueo C_3 y C_4 , ilustrados en la figura 5.2. Los capacitores de bloqueo permiten realizar las combinaciones adecuadas para generar los estados de operación del discriminador.



(a)



(b)

Figura 5.2 Interruptor *Single Pole Quadruple Throw*, a) Fotografía del interruptor *SPQT* usado en el discriminador de 4 bits, b) Modelo del circuito equivalente del capacitor de bloqueo.

La tabla 5.1 presenta la polarización requerida para cada uno de los diodos que conforman los interruptores *SPQT* para establecer los cuatro estados de operación del discriminador de microondas reconfigurable.

Tabla 5.1. Polarización de los diodos para cada estado operativo del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits.

Línea	Interruptor 1						Interruptor 2					
	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	D ₉	D ₁₀	D ₁₁	D ₁₂
l_1	PD	PI	PD	PI	PD	PI	PD	PI	PD	PD	PD	PI
l_2	PI	PD	PD	PI	PD	PI	PI	PD	PD	PD	PD	PI
l_3	PI	PD	PI	PD	PD	PI	PI	PD	PD	PD	PD	PI
l_4	PI	PD	PI	PD	PD	PD	PD	PD	PI	PD	PI	PD

PD= Polarización Directa, PI = Polarización Inversa

5.2.3 Pérdida de Retorno (S_{11}) del Interruptor *Single Pole Quadruple Throw* del Puerto 1 en referencia a la rama 1.

En la figura 5.3 se presentan las señales de pérdidas de retorno (S_{11}) simuladas y medidas del puerto 1 en referencia con la rama 1 (puerto 2) del interruptor *SPQT*, ver figura 5.2a. A una frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz, se observa un valor de -19.28 dB para la señal simulada y -20.78 dB para la señal medida.

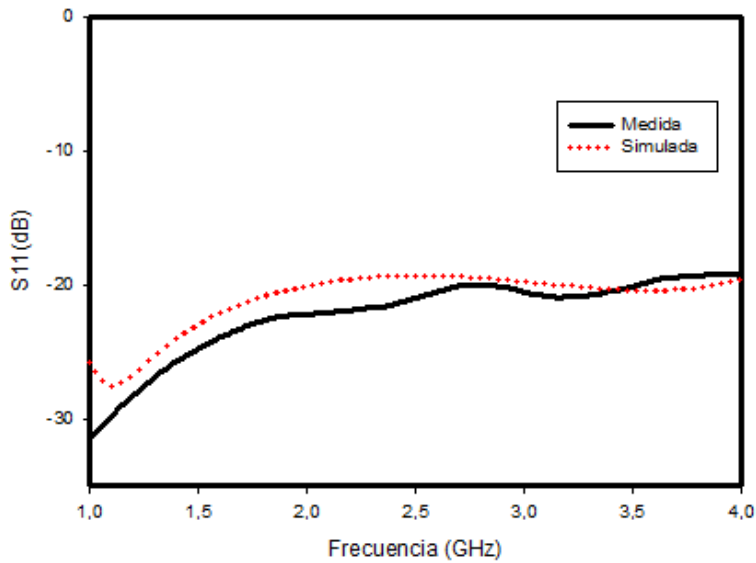


Figura 5.3. Comparación de las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada y medida del puerto 1 con respecto a la rama 1.

5.2.4 Pérdidas de Inserción (S_{21}) Simulada y Medida de la rama 1.

En la figura 5.4 se presenta la comparación de las señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simulada y medida de la rama 1 (puerto 2) del interruptor *SPQT*; a una frecuencia de 2.5 GHz, se tiene un valor de -0.68 dB para la señal simulada y -0.77 dB para la señal medida.

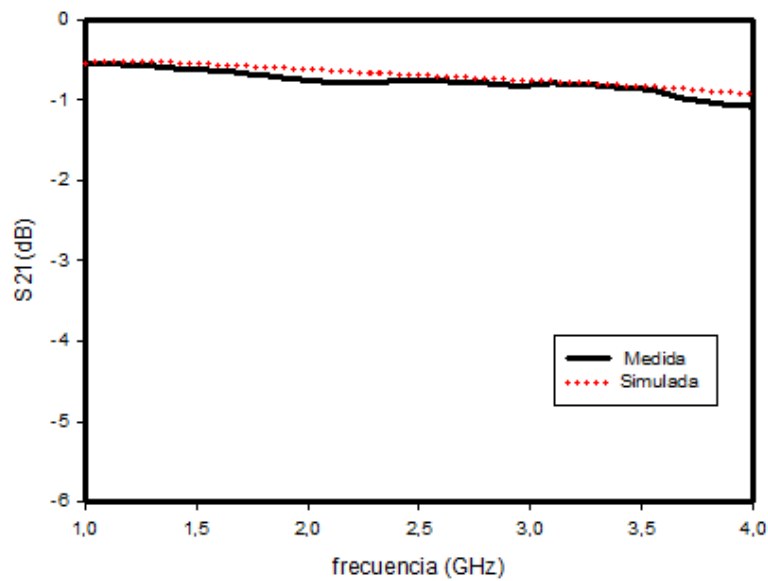


Figura 5.4. Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{21}) simulada y medida de la rama 1.

En la figura 5.5 se presentan las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 3, 4 y 5 con referencia a la rama 1 (puerto 2). El puerto 3 (S_{31}) presenta un aislamiento de -20.76 dB para la señal simulada y -19.55 dB para la señal medida a una frecuencia de 2.5 GHz. El aislamiento del puerto 4 (S_{41}) es de -38.94 dB para la simulada y de -48.43 dB para la medida a 2.5 GHz. El valor de aislamiento del puerto 5 (S_{51}) es de -48.59 dB para la señal simulada y -47.53 dB para la medida, a una frecuencia central de 2.5GHz. En todos los casos, los aislamientos presentados por cada una de las ramas se encuentran por debajo de -20 dB. Cabe mencionar que los niveles de aislamiento presentados por los puertos 4 y 5 son mayores debido al número de diodos que presentan las trayectorias de dichas ramas.

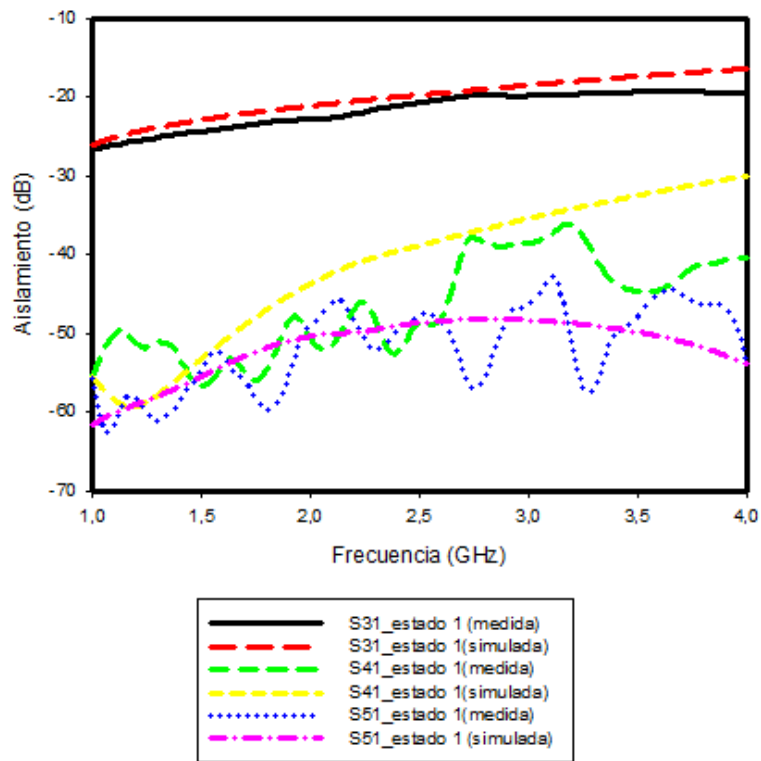


Figura 5.5 Comparación entre las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 3, 4 y 5 con respecto a la rama 1.

5.2.5 Pérdida de Retorno (S_{11}) del interruptor *Single Pole Double Throw* de la rama 2.

Se presentan en la figura 5.6 las señales de pérdidas de retorno (S_{11}) simuladas y medidas del puerto 1 (S_{11}) en referencia a la rama 2 (puerto 3) del *SPQT*, ver figura 5.2a. Se presenta un valor de -21.63 dB para la señal simulada y de -23.83 dB para la señal medida a una frecuencia de 2.5GHz.

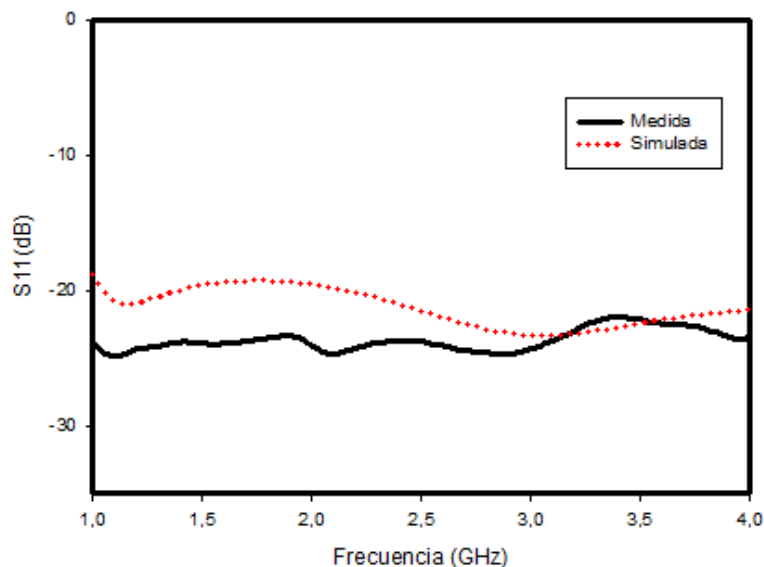


Figura 5.6. Comparación entre las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada y medida del puerto 1 con respecto a la rama 2.

5.2.6 Pérdidas de Inserción (S_{31}) de la rama 2.

En la figura 5.7 se presenta la comparación de las señales de pérdida de inserción (S_{31}) simuladas y medidas de la rama 2 (puerto 3) del interruptor *SPQT*; se presenta un valor de -1.29 dB para la señal simulada y -1.31 dB para la señal medida a 2.5GHz.

La figura 5.8 presenta las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 2, 4 y 5 con referencia a la rama 2. El valor de aislamiento del puerto 2 (S_{21}) es de -19.5 dB para la señal simulada y -19.7 dB para la señal medida a una frecuencia de 2.5 GHz. El aislamiento del puerto 4 (S_{41}) es de -20.62 dB para la simulada y -20.98 dB para la medida a 2.5 GHz. El puerto 5 (S_{51}) presenta un aislamiento de -42.89 dB para la señal simulada y de -43.99 dB para la medida, a una frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz. En todos los casos, los aislamientos presentados por cada una de las ramas se encuentran cercanos o por debajo de -20 dB para la banda de frecuencia de 1 a 4 GHz.

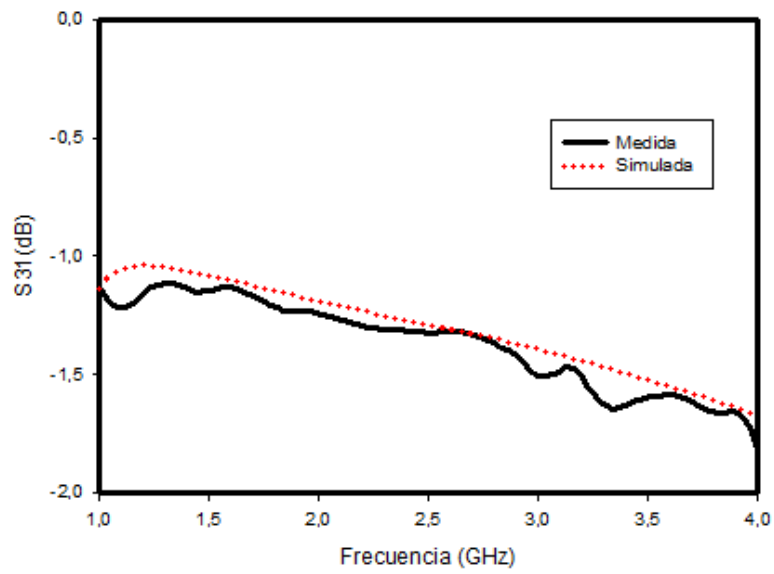


Figura 5.7. Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{31}) simulada y medida de la rama 2.

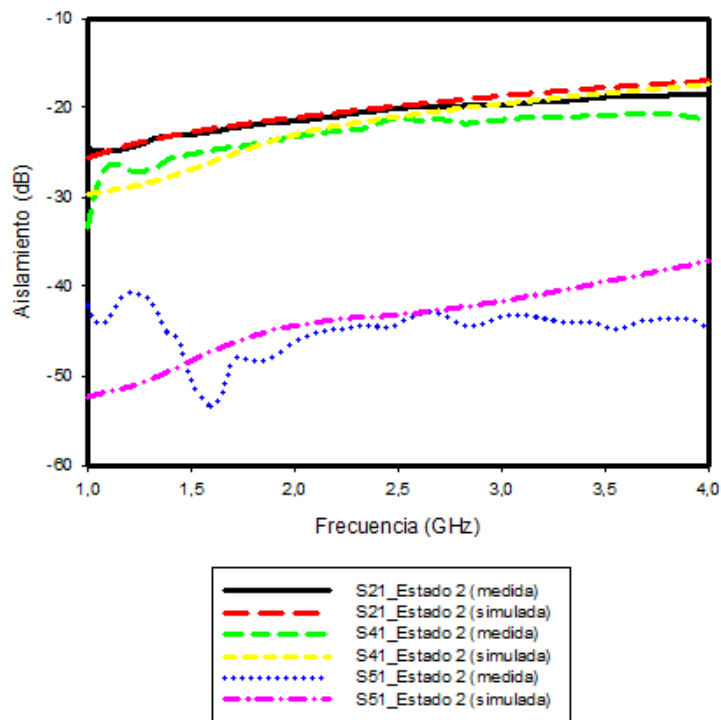


Figura 5.8 Comparación entre las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 2, 4 y 5 con respecto a la rama 2.

5.2.7 Pérdida de Retorno (S_{11}) del puerto 1 en referencia a la rama 3 del interruptor *Single Pole Quadruple Throw*.

En la figura 5.9 se presentan las señales de pérdidas de retorno (S_{11}) simulada y medida del puerto 1 en referencia a la rama 3 (puerto 4), del interruptor *SPQT*, ver figura 5.2a. Se observa un valor de -17.55 dB para la señal simulada y -20.27 dB para la señal medida, a una frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz.

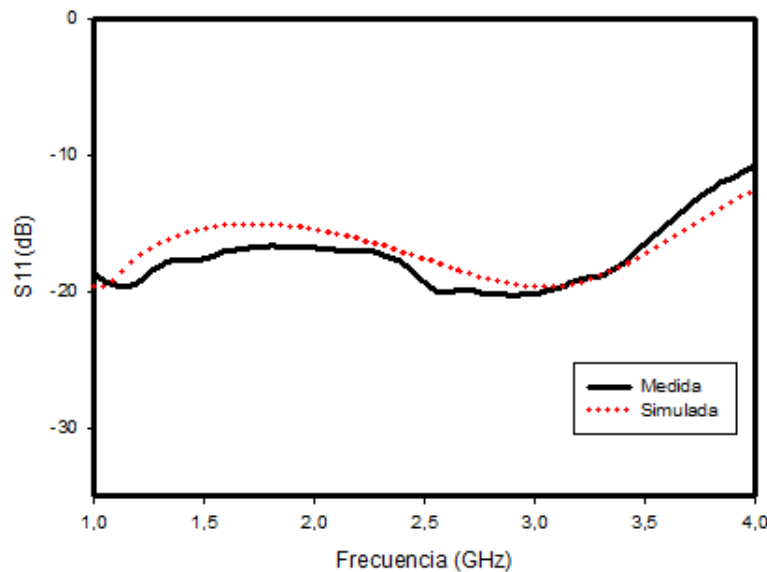


Figura 5.9. Comparación entre las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada y medida del puerto 1 con respecto a la rama 3.

5.2.8 Pérdidas de Inserción (S_{41}) Simulada y Medida de la rama 3.

La figura 5.10 presenta la comparación de las señales de pérdidas de inserción (S_{41}) simulada y medida de la rama 3 (puerto 4) del interruptor *SPQT*; se tiene un valor de -2.39 dB para la señal simulada y -2.21 dB para la señal medida, a una frecuencia de 2.5 GHz.

En la figura 5.11 se presenta las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 2, 3 y 5 con referencia a la rama 3. A una frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz; El valor de aislamiento (S_{21}) que presenta el puerto 2 es de -21.18 dB para la señal simulada y -20.23 dB para la señal medida. El aislamiento del

puerto 3 (S_{31}) es de -21.07 dB para la simulada y -21.85 dB para la medida. Un aislamiento de -21.22 dB para señal simulada y -22.74 dB para la señal medida en el puerto 5 (S_{51}).

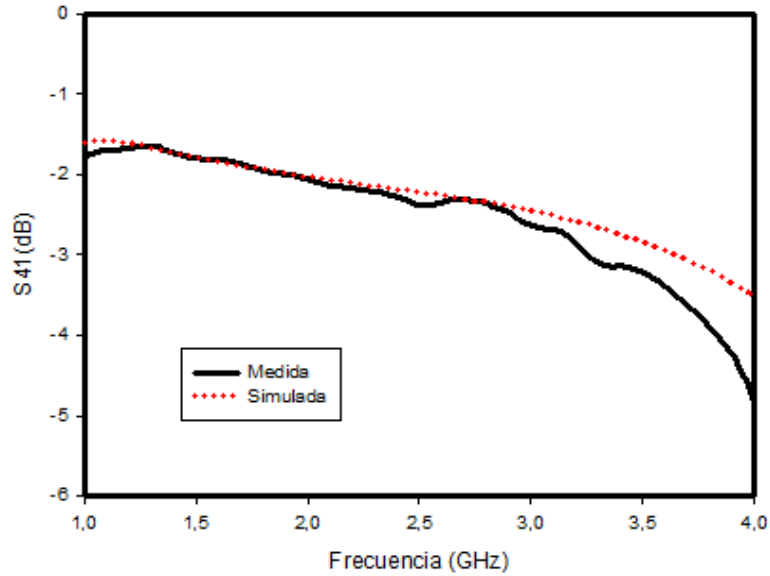


Figura 5.10. Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{41}) simulada y medida de la rama 3.

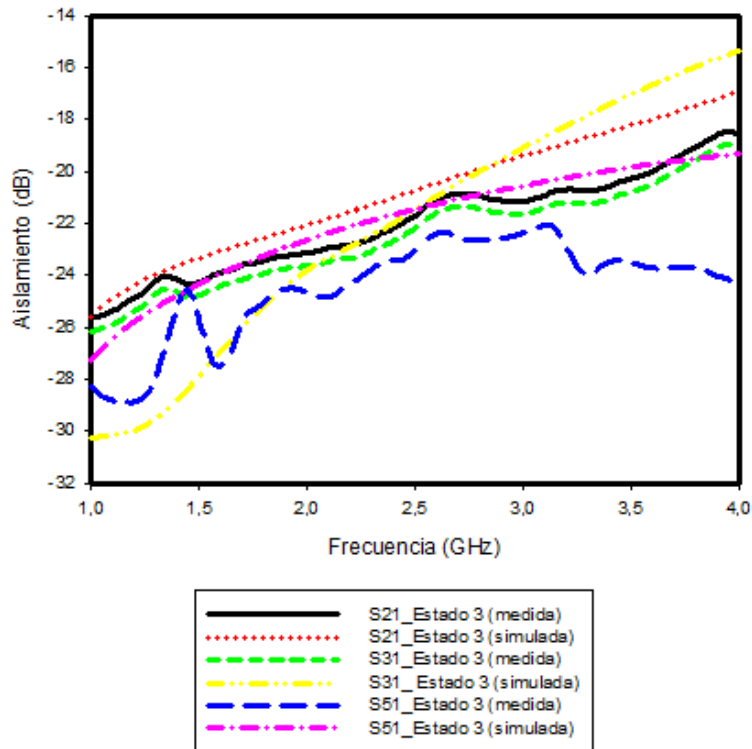


Figura 5.11 Comparación entre las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 2, 3 y 5 con respecto a la rama 3.

5.2.9 Pérdida de Retorno del interruptor *Single Pole Quadruple Throw* para el puerto 1 en referencia a la rama 4.

La figura 5.12 presenta las pérdidas de retorno del puerto 1 (S_{11}) simulada y medida en referencia a la rama 4 (puerto 5) para el interruptor *SPQT*, ver figura 5.2a. Un valor de -16.32 dB se presenta para ambas señales simulada y medida a una frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz.

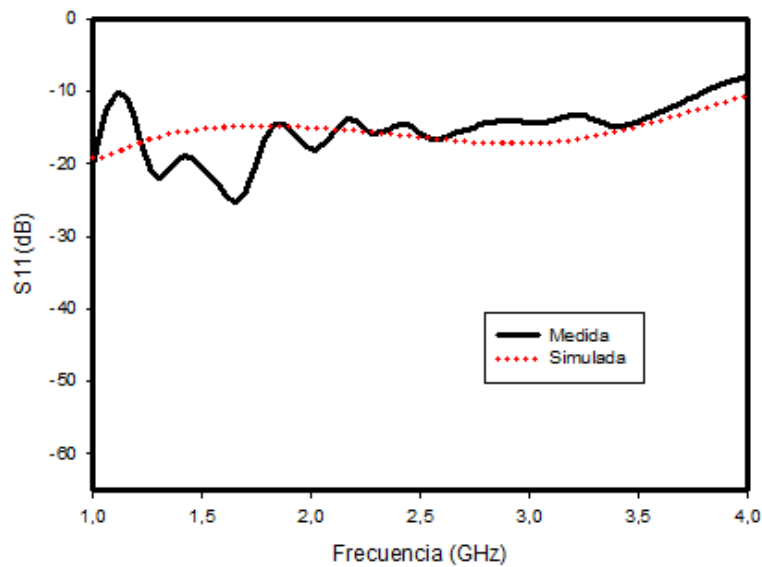


Figura 5.12. Comparación entre las señales de pérdida de retorno (S_{11}) simuladas y medidas del puerto 1 con respecto a la rama 4.

5.2.10 Pérdidas de Inserción Simulada y Medida de la rama 4.

En la figura 5.13 se presenta la comparación entre las señales de pérdidas de inserción (S_{51}) simulada y medida de la rama 4 (puerto 5) del interruptor *SPQT*; a una frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz se tiene un valor de -0.22 dB para ambas señales, simulada y medida.

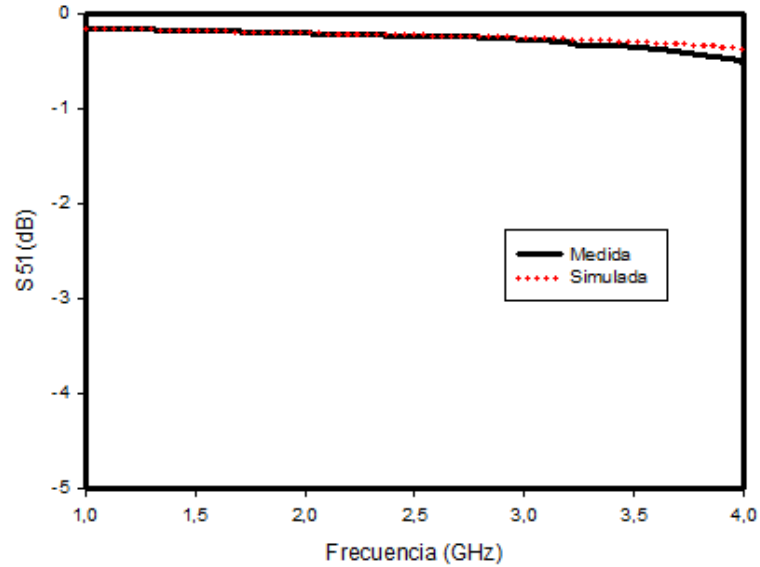


Figura 5.13. Comparación entre las señales de pérdida de inserción (S_{51}) simulada y medida de la rama 4.

En la figura 5.14 se presenta la comparación de las señales de aislamiento simulada y medida de los puertos 2, 3 y 4 con referencia a la rama 4 (puerto 5), a una frecuencia central de trabajo de 2.5 GHz; la señal de aislamiento del puerto 2 (S_{21}) es de -21.22 dB para la señal simulada y de -20.3 dB para la señal medida. El aislamiento del puerto 3 (S_{31}) es de -19.68 dB para ambas señales simulada y medida. El aislamiento del puerto 4 (S_{41}) es de -21.83 dB para señal simulada y de -20.6 dB para la señal medida.

5.3 Fabricación del Discriminador de Microondas Reconfigurable de 4 bits.

La figura 5.15 presenta una fotografía del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits que fue fabricado usando una máquina láser marca LPKF modelo *Protolaser S*, en un substrato *ARLON AD1000*. El interruptor *SPQT 1* es implementado por seis diodos; etiquetados D1 para el diodo 1, y así sucesivamente hasta el D6 para el diodo 6. Similarmente el interruptor *SPQT 2* es implementado por seis diodos, y se etiquetan desde D7 hasta D12 para los diodos 7 hasta el diodo 12 respectivamente. También se presentan las redes de polarización para los diodos. El área efectiva del dispositivo es de 102 x 96 mm.

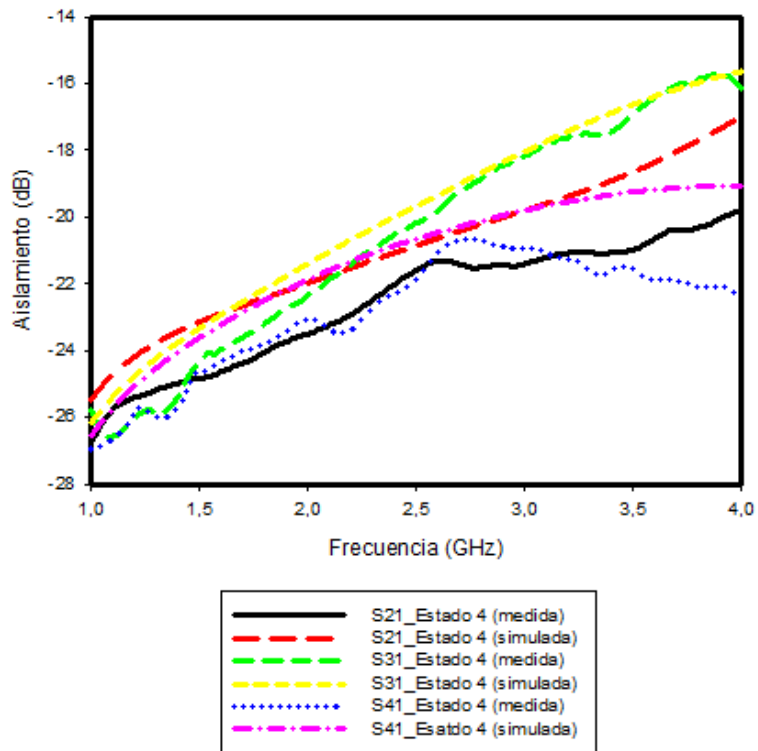


Figura 5.14 Comparación entre las señales de aislamiento simulado y medido de los puertos 2, 3 y 4 con respecto a la rama 4.

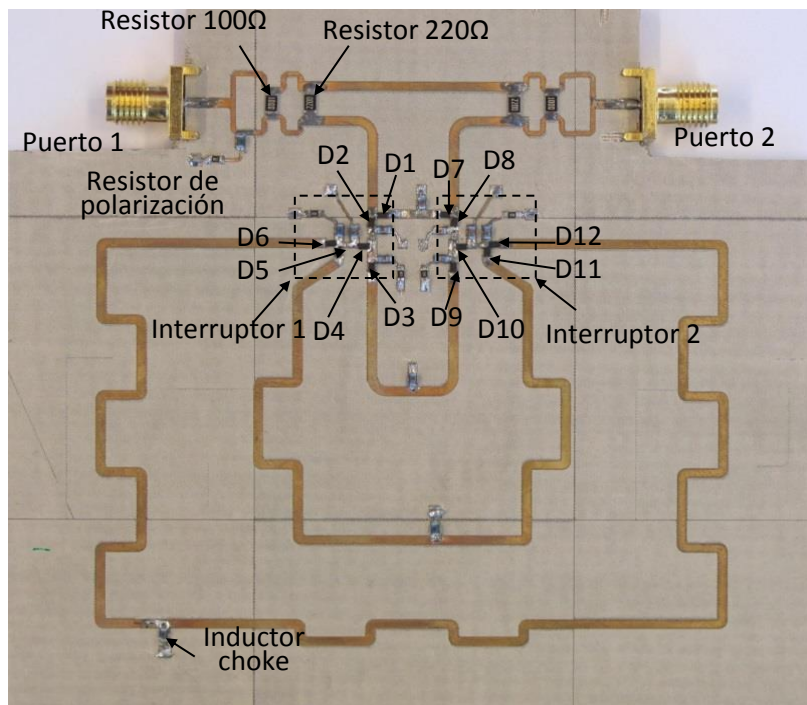


Fig. 5.15. Fotografía del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits fabricado.

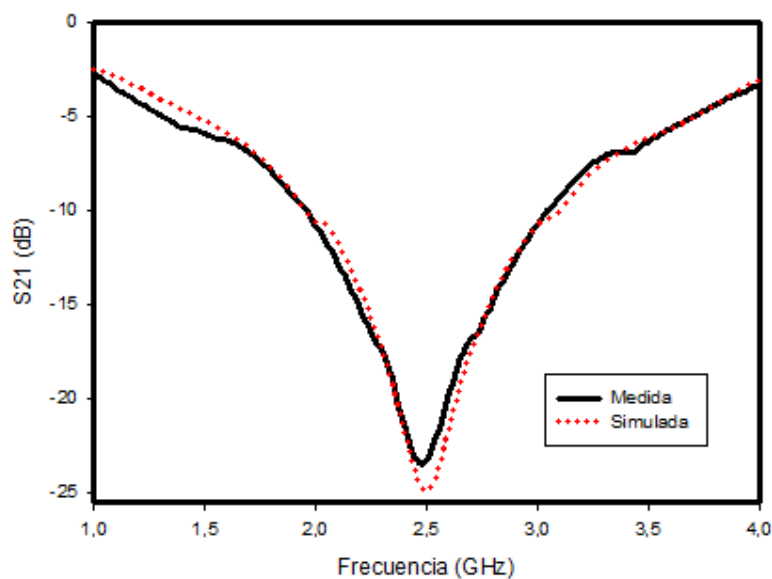
5.4 Resultados del Discriminador de Microondas Reconfigurable.

La figura 5.16 muestra las señales de pérdida de inserción (S_{21}) simulada y medida para cada uno de los cuatro estados discretos del discriminador. Cada una de estas respuestas corresponde a un bit para identificación de la señal. Las mediciones fueron realizadas con un analizador de redes *Agilent PNA* modelo *E8361* después de realizar el proceso de calibración *SOLT* [7].

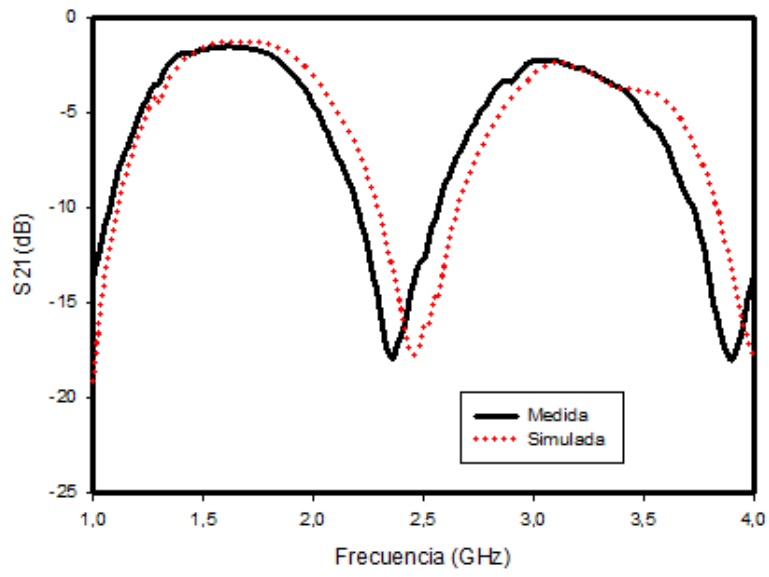
En un receptor de medición de frecuencia, la conversión de analógico a digital toma lugar después de la etapa del discriminador de microondas, por lo tanto estableciendo un umbral para el proceso de identificación, la conversión es posible y la definición de los bits es obtenida.

Combinando todas las señales digitales de salida generadas en la etapa de conversión analógico/digital, la frecuencia de una señal desconocida que se transmita en las bandas L ó S puede ser identificada. La banda de frecuencia es dividida en 16 sub-bandas en función de la resolución del sistema que es de 187 MHz. En la tabla 5.2 se presenta los bits ideales de identificación, obtenidos en la etapa de conversión A/D.

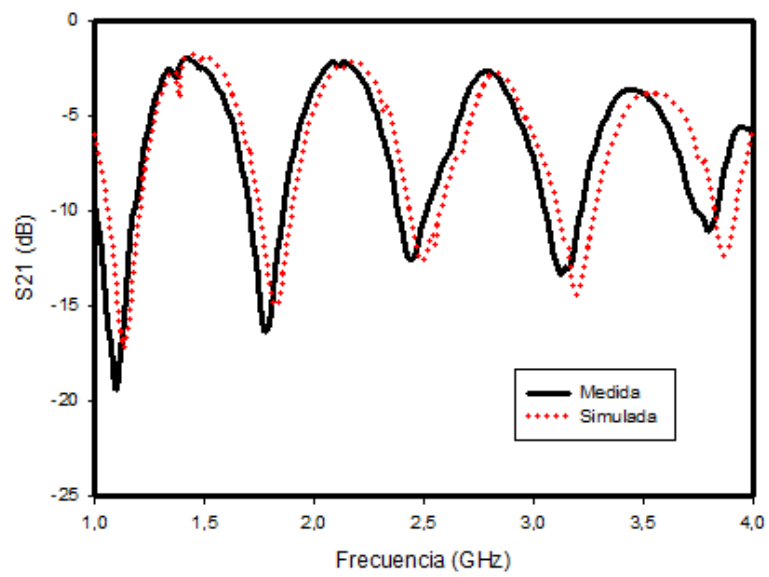
En la figura 5.16 se presentan las señales analógicas del discriminador de 4 bits. La figura 5.16a muestra la señal correspondiente al bit más significativo cuando la línea l_1 es seleccionada y la figura 5.16d representa el bit menos significativo cuando l_4 es seleccionada, las figuras 5.16b y c corresponden a los bits intermedios.



(a)



(b)



(c)

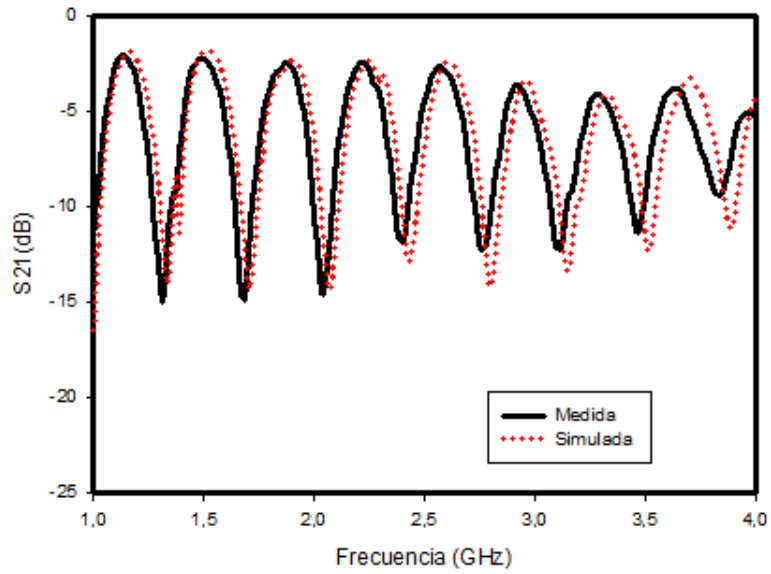


Figura 5.16 Señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simuladas y medidas para cada uno de los 4 estados (a) estado 1 (línea de retardo l_1 seleccionada) (b) estado 2 (línea de retardo l_2 seleccionada), (c) estado 3 (línea de retardo l_3 seleccionada) y (d) estado 4 (línea de retardo l_4 seleccionada).

Tabla 5.2 Sub-bandas ideales del discriminador de microondas reconfigurable de 4 - bits.

No. Sub-banda	Bit 1 (estado 1)	Bit 2 (estado 2)	Bit 3 (estado 3)	Bit 4 (estado 4)	Frecuencia de la Sub-banda (GHz)	Resolución (MHz)
1	1	0	0	1	1-1.18	187.5
2	1	0	0	0	1.18-1.37	187.5
3	1	1	1	1	1.37-1.56	187.5
4	1	1	1	0	1.56-1.74	187.5
5	0	1	0	1	1.74-1.93	187.5
6	0	1	0	0	1.93-2.12	187.5
7	0	0	1	1	2.12-2.30	187.5
8	0	0	1	0	2.30-2.49	187.5
9	0	0	0	1	2.49-2.68	187.5
10	0	0	0	0	2.68-2.87	187.5
11	0	1	1	1	2.87-3.06	187.5
12	0	1	1	0	3.06-3.25	187.5
13	1	1	0	1	3.25-3.43	187.5
14	1	1	0	0	3.43-3.62	187.5
15	1	0	1	1	3.62-3.81	187.5
16	1	0	1	0	3.81-4	187.5

5.5 Referencias

- [1] IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, *IEEE Aerospace & Electronic Systems Society*, IEEE Std 521TM-2002, January 2003.
- [2] M. Espinosa-Espinosa; B. G. M. de Oliveira; I. Llamas-Garro; M. T. de Melo; J. M. Kim; 4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency Measurement, In *Proceedings of 44th European Microwave Conference (EuMW 2014)*, 5-10 October 2014, Rome (Italy).
- [3] www.nxp.com/documents/data_sheet/BAR50-02_N.pdf
- [4] Hongxi X. Kenington P.B. and Beach M.; “a high performance ultra-broadband RF choke for microwave applications,” *Evolving Technologies for small Earth Station Hardware, IEE Colloquium on*, pp. 1-4, 20 Feb.1995.
- [5] www.avx.com/docs/catalogs/gx.pdf - gx02yd104kat2-500.
- [6] J. Perruisseau-Carrier; “Microwave Periodic Structures Based on MicroElectroMechanical Systems (MEMS) and Micromachining Techniques” (PhD thesis), Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Switzerland 2007.
- [7] Hiebel M.; “Vector Network Analyzer (VNA) calibration; The Basics,” Rohde & Schwarz, pp. 1-10. www.test-rsa.com/netan

Capítulo 6

*Discriminador de
Microondas
Reconfigurable de 4-
bits, implementado
con interruptores
RF-MEMS.*

El discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits es un dispositivo de dos puertos que puede producir 4 bits para la identificación de frecuencia de una señal desconocida, a través de la selección alternada de cada uno de los estados operativos.

El discriminador es implementado con dos interruptores *RF-MEMS* (modelo *RMSW240*) en configuración *Single Pole Quadruple Throw*, los cuales presentan un empaquetado *QFN* para soldado superficial [1]. El diseño utiliza líneas de transmisión tipo coplanar waveguide y opera en el intervalo de frecuencia de 3 a 15 GHz, que cubre las bandas C, X y Ku [2]. En este capítulo sólo son presentados resultados simulados.

6.1 Funcionamiento del Discriminador de Microondas Reconfigurable de 4-bits, implementado con interruptores RF-MEMS.

La topología del discriminador reconfigurable de 4 bits presentada en la figura 6.1 está formada por un divisor de potencia y un combinador (ambos de banda ancha), una línea de referencia l_1 y cuatro líneas de retardo (l_2, l_3, l_4 y l_5). El discriminador usa dos interruptores *Single Pole, Quadruple Throw*, cada uno integrado en un empaquetado para montado superficial.

En el tiempo t_1 , se selecciona la línea de retardo l_2 y en combinación con la línea de referencia l_1 , se genera la señal combinada $S_{12}(t)$, este es el estado 1, en el tiempo t_2 , las líneas l_3 y l_1 se utilizan para obtener la señal $S_{13}(t)$, llamado estado 2, así sucesivamente se generan los estados 3 y 4 de operación del *DMR* de 4 bits. Las cuatro señales combinadas tienen una fase de $\Theta_{12}(\tau_1, \tau_2)$, $\Theta_{13}(\tau_1, \tau_3)$, $\Theta_{14}(\tau_1, \tau_4)$, y $\Theta_{15}(\tau_1, \tau_5)$, respectivamente.

La línea de referencia (l_1) tiene una longitud de $\lambda_g/2$ y las cuatro líneas de retardo (l_2, l_3, l_4 y l_5) presentan unas longitudes de λ_g , $3\lambda_g/2$, $2\lambda_g$ y $5\lambda_g/2$, respectivamente. λ_g es la longitud de onda guiada a una frecuencia central de 9 GHz. El diseño utiliza varios *air bridges* para suprimir la excitación de un modo *slotline* entre los dos planos de tierra y garantizar el modo de propagación *cuasi-TEM* de la línea de transmisión coplanar. El diseño cubre un área de 39.27mm x 39.27mm. El discriminador de microondas reconfigurable presenta una resolución de 750 MHz para el intervalo de

frecuencia de 3 a 15 GHz.

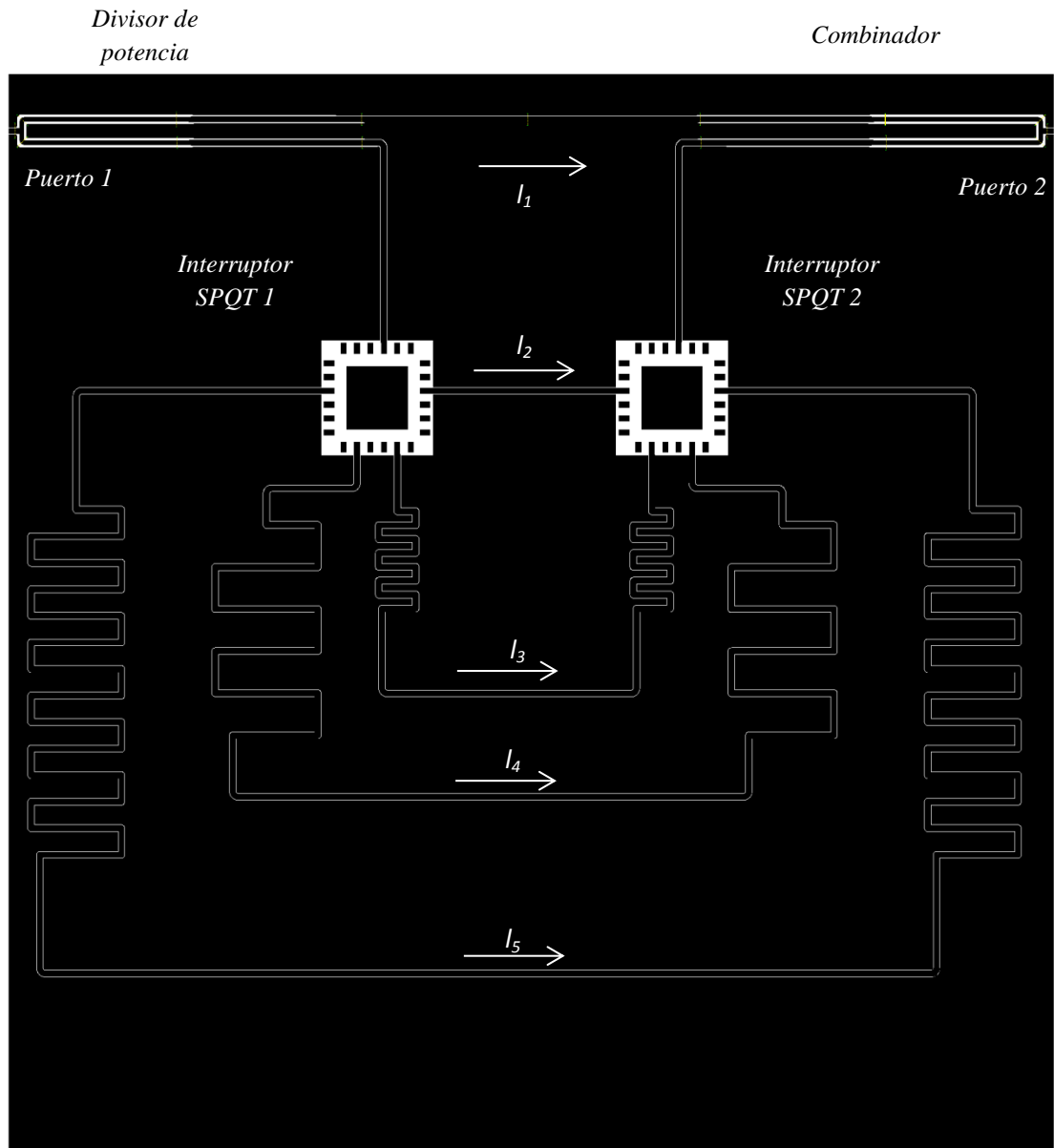


Figura 6.1. Topología del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits implementado con dos chips *RMSW240-QFN*.

6.2 Descripción de los Componentes Electrónicos que forman un Discriminador Reconfigurable de 4-bits.

A continuación se presenta una breve descripción del funcionamiento de los componentes que forman el discriminador de 4 bits, utilizando el interruptor *SPQT*

modelo *RMSW240-QFN*.

6.2.1 Divisor de Potencia.

En la figura 6.2 se presenta la topología del divisor de potencia *Wilkinson* con doble derivación, para un ancho de banda de trabajo amplio [3,4]. El divisor utiliza dos resistores SMD; uno de 100 ohms y otro de 220 ohms para un aislamiento máximo. El *DMR* emplea dos divisores; uno en el puerto de entrada y otro divisor en el puerto de salida, el cual funciona como combinador, ver figura 6.1. La figura 6.2, también presenta los air bridges utilizados en el diseño; el diámetro de los bridges es de 20 μm .

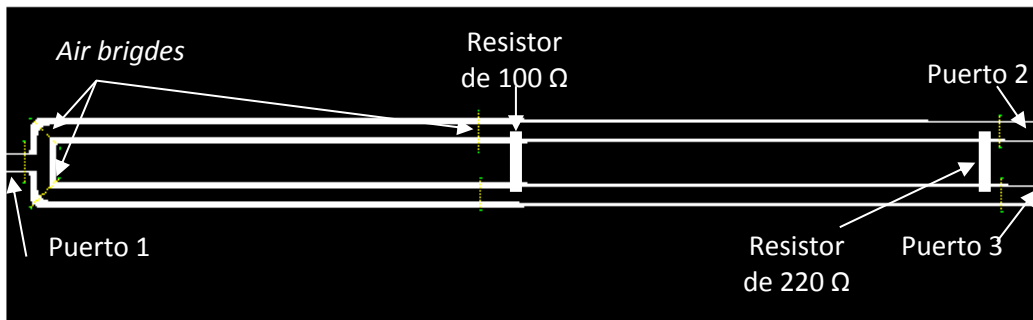


Figura 6.2. Topología del divisor de potencia *Wilkinson* con doble derivación.

6.2.1.1 Pérdida de Retorno (S_{11}) del Divisor de Potencia.

El divisor de potencia presenta un puerto de entrada; puerto 1, y dos puertos de salida; el puerto 2, y el puerto 3, ver figura 6.2. Todos los puertos presentan una impedancia de 50 Ω . A continuación se presenta la respuesta simulada del divisor de potencia. El proceso de simulación se llevó a cabo con el software *ADS/MOMENTUM* versión 2011.

La figura 6.3, presenta la señal de pérdida de retorno (S_{11}) simulada del puerto 1 del divisor. A una frecuencia central de trabajo de 9 GHz, se tiene un nivel de -21.14 dB para la señal simulada. La señal simulada presenta un buen nivel de pérdida de retorno que se encuentra por debajo de los -10 dB en toda la banda de trabajo.

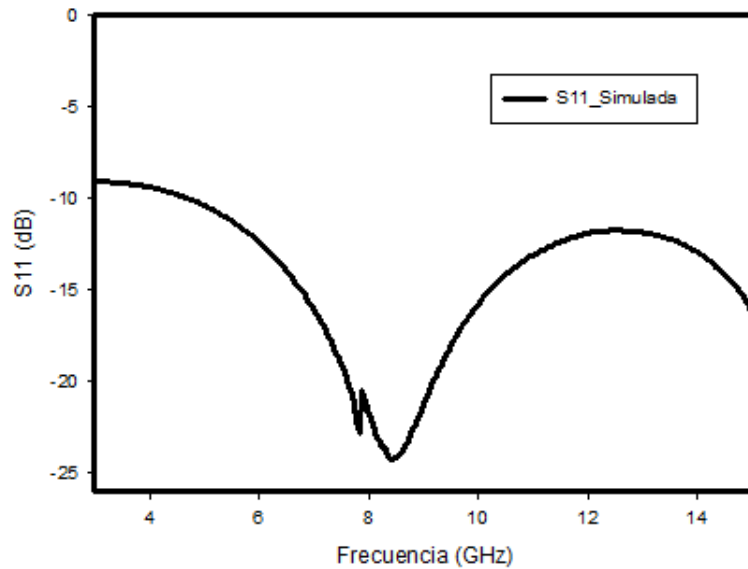


Figura 6.3 Señal de pérdida de retorno (S_{11}) simulada del divisor de potencia del discriminador de 4 bits.

6.2.1.2 Pérdidas de Inserción de los puertos 2 y 3 del Divisor de Potencia.

La figura 6.4 muestra la comparación entre las señales de pérdidas de inserción simuladas S_{21} y S_{31} del divisor. De la comparación se obtiene que las pérdidas de inserción son de -3.2 dB para ambos puertos a la frecuencia central de trabajo de 9 GHz.

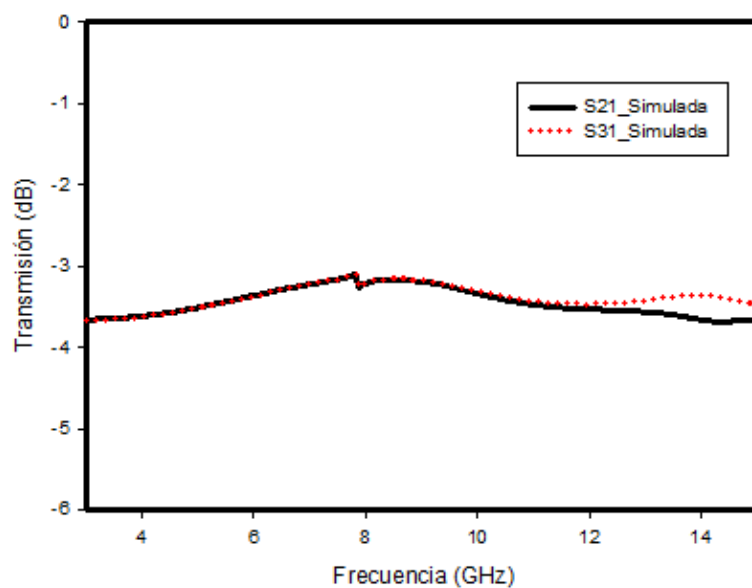


Figura 6.4 Comparación de las señales de pérdidas de inserción S_{21} y S_{31} .

6.2.1.3 Aislamiento entre los Puertos 2 y 3 del Divisor de Potencia.

La figura 6.5 presenta el nivel de aislamiento simulado del divisor de potencia en la banda de frecuencia de trabajo de 3 a 15 GHz, en donde se tiene un valor de -26.61 dB a la frecuencia central de trabajo de 9 GHz. El nivel de aislamiento que presenta el divisor de potencia está por debajo de los -10 dB en toda la banda de trabajo.

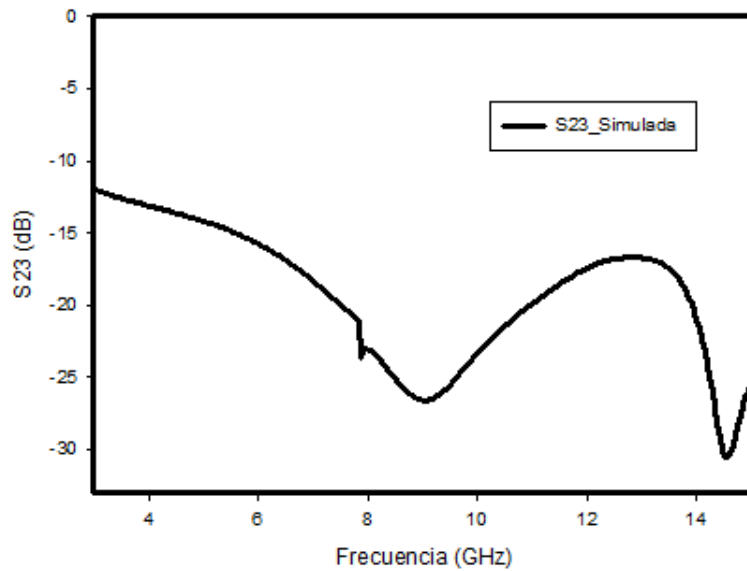


Figura 6.5 Aislamiento entre los puertos 2 y 3 del divisor de potencia.

6.2.2. Interruptor *RF-MEMS RMSW240-QFN*.

El Sistema de conmutación para el discriminador de 4-bits es implementado por el interruptor *RF-MEMS* modelo *RMSW 240-QFN* de *RADANT MEMS[1]*. Este interruptor es un *Single Pole Quadruple Throw*, y está formado por tres terminales; *source*, *gate* y *drain*. Cuenta con cuatro juegos de terminales *source-gates* y solo una terminal *drain*, la cual es común para los cuatro interruptores, ver la figura 6.6.

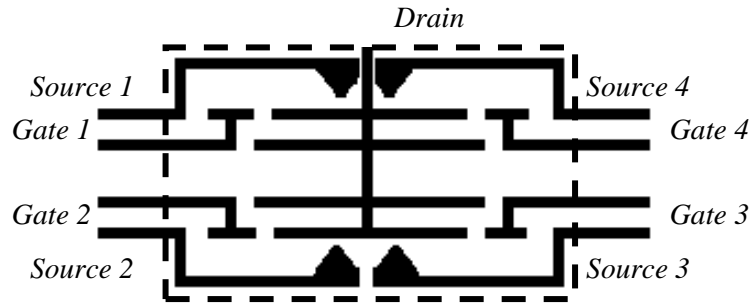


Figura 6.6 Diagrama a bloques funcional del interruptor *RMSW 240-QFN*.

El interruptor *RMSW 240-QFN* presenta alto aislamiento > 23 dB, baja pérdida de inserción > 0.6 dB a 8 GHz, y una distorsión de armónicos cercana a cero. Maneja un voltaje máximo entre *Gate-Source* de ± 110 V, y un voltaje máximo *Drain-Source* de ± 110 V [1].

6.2.2.1 Polarización del Interruptor *RF-MEMS* para establecer los Estados de Operación del Discriminador de Microondas Reconfigurable.

En la tabla 6.1 se presentan los cuatro estados de operación del discriminador de microondas reconfigurable, los cuales son obtenidos por medio de la combinación en la activación de las compuertas *Gate 1, 2, 3 y 4* correspondientes a cada uno de los dos interruptores *SPQT's* utilizados en el diseño.

Para seleccionar el estado 1; se activan simultáneamente las compuertas G_1 del *SPQT 1* y G_3 del *SPQT 2*. El estado 2 se logra con la activación simultánea de las compuertas G_1 y G_4 de los interruptores *SPQT 1* y *SPQT 2*, respectivamente. El estado 3, se consigue con la activación de las compuertas G_4 y G_1 de los interruptores *SPQT 1* y *SPQT 2* respectivamente. Finalmente, el estado 4 se obtiene con la activación de las compuertas G_3 y G_2 de los interruptores *SPQT 1* y *SPQT 2*, respectivamente.

Tabla 6.1 Activación de las compuertas (*Gates*) correspondientes a los interruptores *single pole quadruple throw* 1 y 2 para seleccionar el estado de operación del discriminador reconfigurable.

Línea	Interruptor SPQT 1				Interruptor SPQT 2			
	G ₁	G ₂	G ₃	G ₄	G ₁	G ₂	G ₃	G ₄
<i>l</i> ₂ (estado 1)	NA	A	NA	NA	NA	NA	A	NA
<i>l</i> ₃ (estado 2)	A	NA	NA	NA	NA	NA	NA	A
<i>l</i> ₄ (estado 3)	NA	NA	NA	A	A	NA	NA	NA
<i>l</i> ₅ (estado 4)	NA	NA	A	NA	NA	A	NA	NA

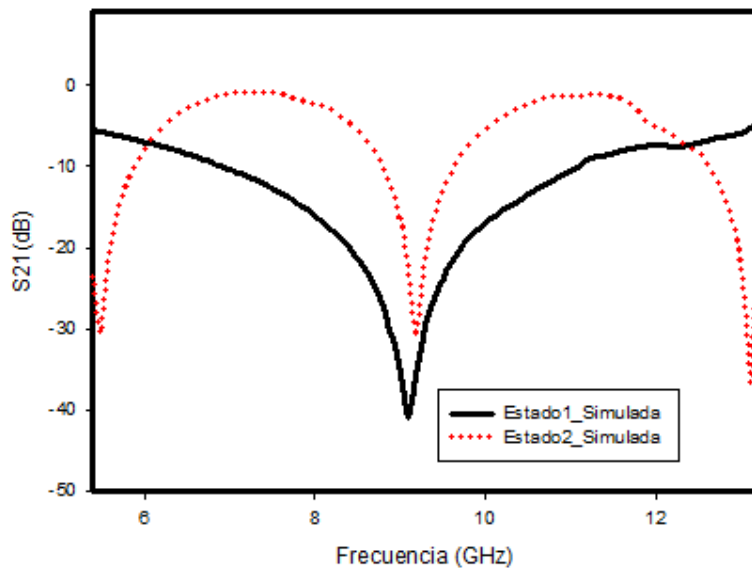
A= Activado, NA= No Activado

6.3 Resultados Simulados.

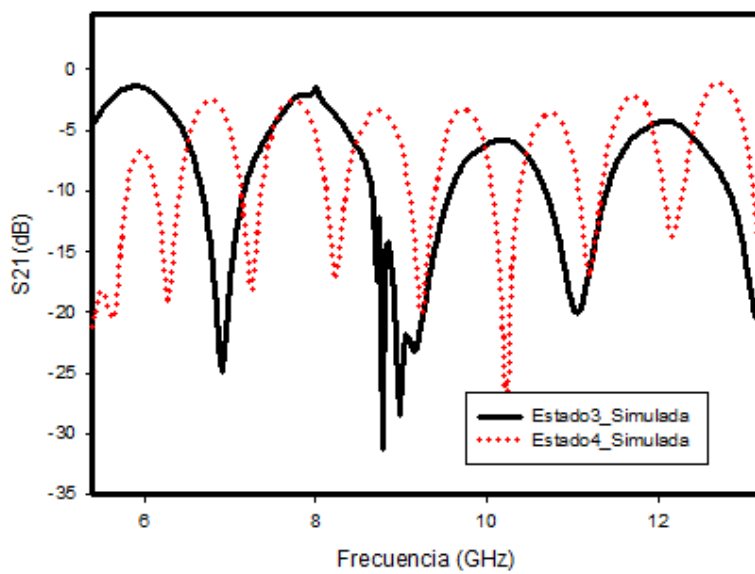
La figura 6.7 muestra las señales de pérdida de inserción simuladas (S_{21}) para cada uno de los cuatro estados discretos del discriminador de microondas reconfigurable de 4 bits. Cada una de estas respuestas corresponde a un bit para la identificación de la señal desconocida.

La figura 6.7a muestra las señales correspondientes a las líneas l_1 y l_2 , que corresponden a los estados operacionales 1 y 2. La señal del estado 1, corresponde al bit más significativo del sistema de medición de frecuencia.

La figura 6.7b presenta las señales correspondientes a las líneas l_3 y l_4 , que corresponden a los estados operacionales 3 y 4. La señal del estado 4, corresponde al bit menos significativo del sistema de medición de frecuencia.



(a)



(b)

Figura 6.7 Respuestas simuladas de los cuatro estados operacionales del discriminador de 4 bits implementado con los interruptores *RF- MEMS RMSW 240-QFN*.

6.4 Referencias

- [1] <http://www.radantmems.com/radantmems.data/Library/MEMS%20BROCHURE%20-%202014.pdf>.
- [2] IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, *IEEE Aerospace & Electronic Systems Society*, IEEE Std 521TM-2002, January 2003.
- [3] Wilkinson E.J.;" An N-way hybrid power divider," *IRE Trans. Microw Theory Tech.*, vol. MTT-8, pp. 116-118, Jan.1960
- [4] Cohn S.B.; "A class of broadband three-port TEM-mode hybrids," *IEEE Trans.Microw. Theory Tech.*, vol. 19, no 2, pp. 110-119, 1968.

Capítulo 7

Defasador MEMS

Reconfigurable.

El diseño es un defasador *MEMS* reconfigurable de dos puertos, el cual es implementado con una línea de transmisión *slotline* en espiral y con un bloque silicio de alta resistividad (*HR-Si*, *High Resistivity Silicon*) que se desplaza verticalmente u ortogonalmente a la *slotline*. El defasador es simulado con el software de análisis electromagnético *ANSYS*, *HFSS* y opera en el intervalo de frecuencia de 30 a 40 GHz que corresponde a la banda Ka. En este capítulo sólo son presentados resultados simulados.

7.1 Funcionamiento del Defasador *MEMS* Reconfigurable.

El defasador *MEMS* consigue un corrimiento de fase de 180° , gracias al desplazamiento ortogonal del bloque de silicio de alta resistividad con respecto al *slotline*, ver figura 7.1.

El corrimiento de fase relativo $\Delta\phi$ se consigue por la actuación electrostática del bloque semiconductor sobre el *slotline* espiral [1,2], ver figura 7.1. La constante de propagación de la señal de RF depende directamente del desplazamiento del bloque, de tal manera que se pueden conseguir diferentes gradientes de corrimiento de fase con diferentes desplazamientos verticales u ortogonales del bloque de silicio.

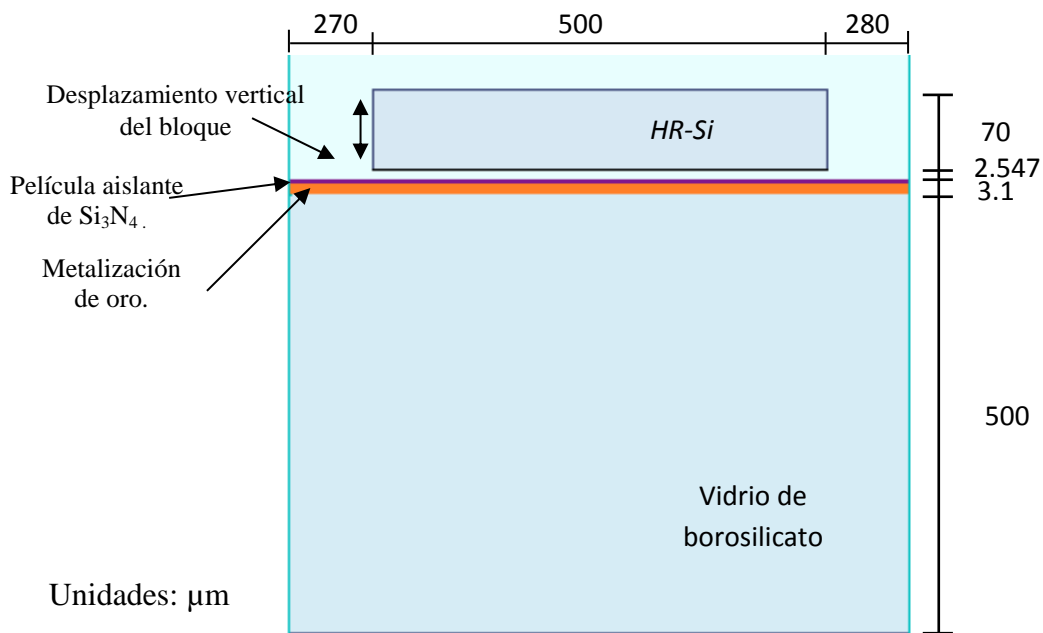


Figura 7.1. Vista lateral del defasador reconfigurable.

Para el caso de los discriminadores de microondas de frecuencia; la diferencia de fase entre la línea de referencia y cada una de las líneas de retraso es un múltiplo de 180° . Por lo tanto, el defasador *MEMS* se diseñó para generar un corrimiento de fase de 180° .

La línea de transmisión *slotline* en espiral tiene un slot de $7\ \mu\text{m}$, y se utiliza una metalización de oro, depositada sobre un substrato de vidrio de borosilicato, el cual presenta una constante dieléctrica de 4.7, y una pérdida tangencial 10×10^{-3} . Sus dimensiones físicas son de $1050 \times 694 \times 500\ \mu\text{m}$ [3]. La *slotline* en espiral ocupa un área de $500 \times 500\ \mu\text{m}$, ver figura 7.2.

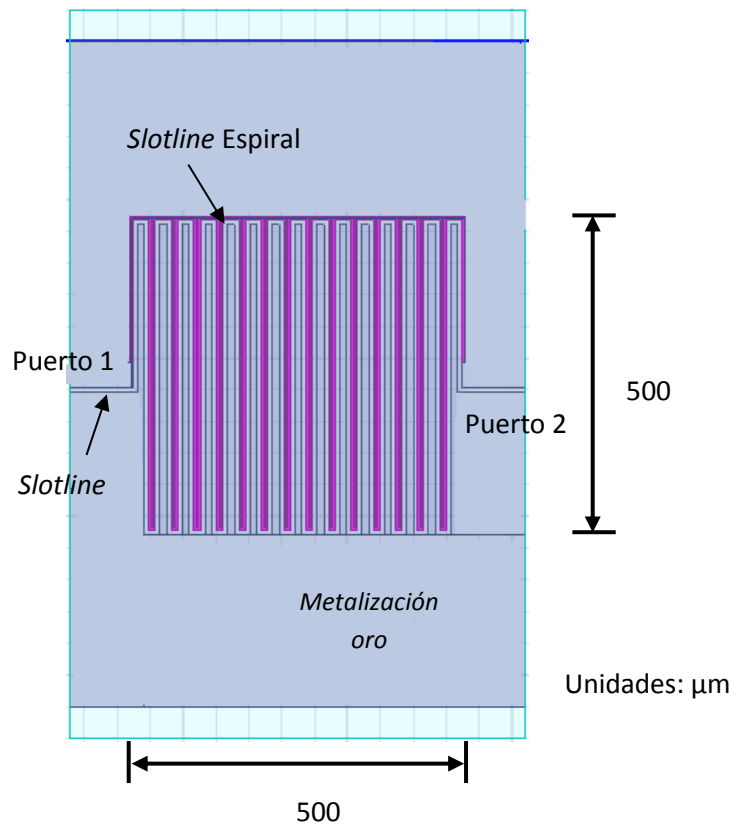
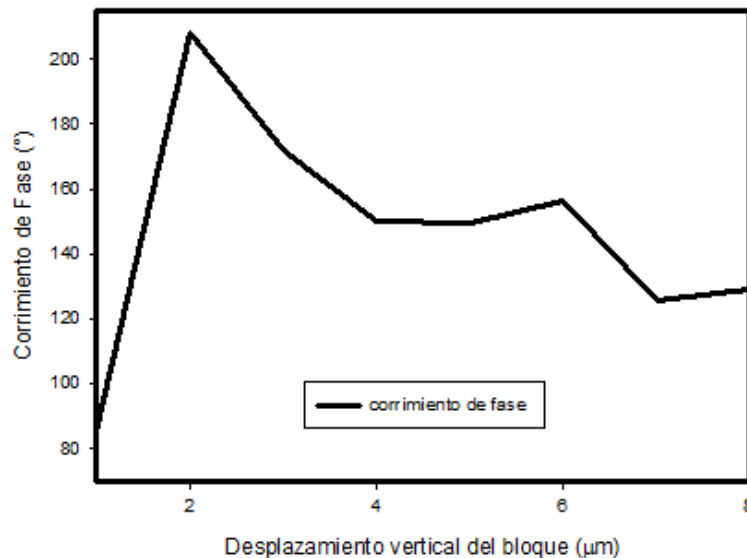


Figura 7.2 Vista superior del defasador implementado con una línea de transmisión del tipo *slotline* en espiral.

El bloque de *HR-Si* presenta una constante eléctrica de 11.7, y una conductividad de $10 \text{ K}\Omega\cdot\text{cm}$. Las dimensiones físicas del bloque son $500\times 505\times 70 \mu\text{m}$. Los puertos del dispositivo presentan una impedancia de 50Ω .

Una capa de material aislante de Nitruro de silicio (Si_3N_4) que presenta una constante dieléctrica de 3.75, una pérdida tangencial de 10×10^{-3} y un espesor de 100 nm se colocó entre la metalización y el bloque para evitar corto circuitos entre los electrodos que se utilizan para operar el dispositivo.

La figura 7.3 muestra que el corrimiento de fase relativo $\Delta\phi$ está directamente relacionado con el desplazamiento vertical u ortogonal del bloque semiconductor sobre la *slotline* en espiral. El desplazamiento requerido para implementar un defasador adecuado para la identificación de frecuencia es de $1.75 \mu\text{m}$ con respecto a la *slotline*, el cual genera un corrimiento de fase de 180° a una frecuencia de 35 GHz.



(a)

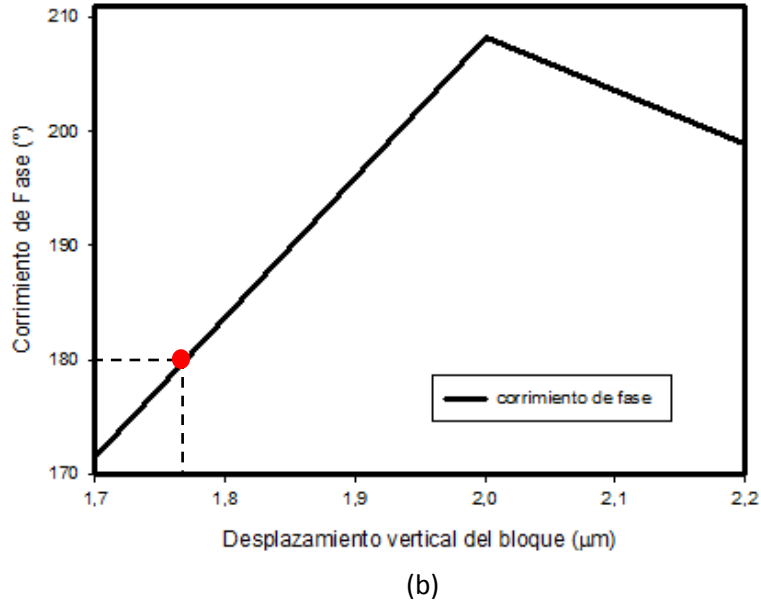


Figura 7.3 Corrimiento de fase, (a) desplazamiento vertical u ortogonal del bloque semiconductor con respecto a la línea *slotline*, (b) corrimiento de fase de 180°.

7.2 Pérdida de Retorno Simulada del Defasador MEMS.

A continuación son presentadas las respuestas de pérdidas de retorno (S_{11}) simuladas de los dos estados operativos del diseño. El estado 1, es cuando el bloque de *HR-Si* no se desplaza verticalmente, es decir está a 0 μm de la capa aislante de Si_3N_4 . El estado 2 es cuando el bloque se desplaza verticalmente u ortogonalmente 1.79 μm con respecto a la metalización del dispositivo, para generar un desfase de 182.76°

La figura 7.4 presenta la señal de pérdida de retorno (S_{11}) simulada del defasador. A una frecuencia de 35 GHz, se tiene un nivel de -8.51 dB para ambos estados.

7.3 Pérdida de Inserción Simulada del Defasador MEMS.

En la figura 7.5 se presenta la comparación de las señales de pérdidas de inserción (S_{21}) simuladas de los dos estados operativos del defasador. Se tiene un valor de -16.69 dB para el estado 1 y de -9.63 dB para el estado 2 a una frecuencia de 35 GHz. El defasador presenta un promedio de -18 dB y de -8 dB de pérdidas en todo el intervalo de operación de 30 a 40 GHz en el estado 1 y 2, respectivamente.

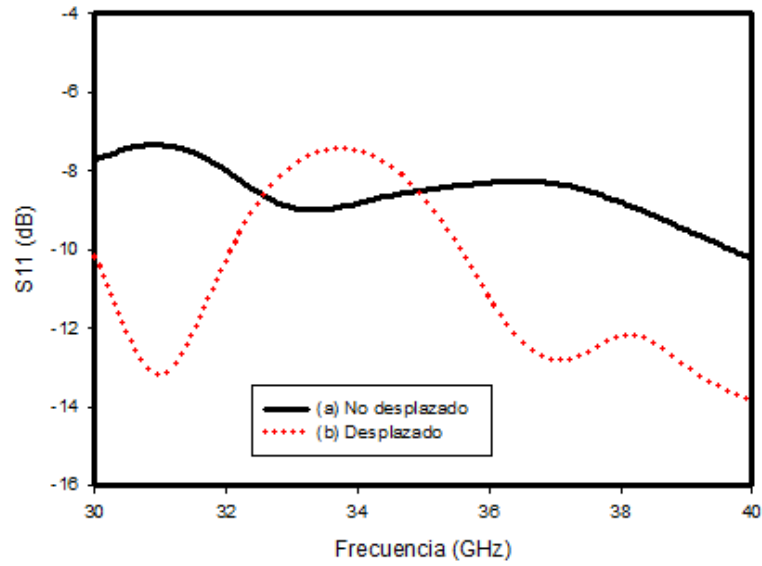


Figura 7.4 Señales de pérdida de retorno (S_{11}) simulada del defasador, (a) bloque $HR-Si$ no desplazado de su posición inicial, (b) bloque $HR-Si$ desplazado verticalmente $1.79 \mu\text{m}$ con respecto a la línea *slotline*.

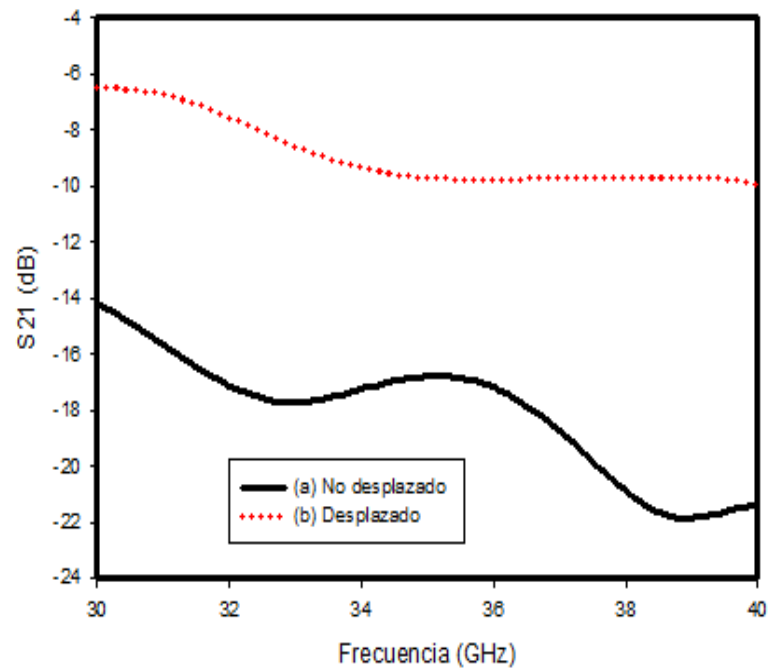


Figura 7.5 Señales de pérdida de inserción (S_{21}) simulada del defasador, (a) bloque $HR-Si$ no desplazado de su posición inicial, (b) bloque $HR-Si$ desplazado verticalmente $1.79 \mu\text{m}$ con respecto al slotline.

7.4 Señales del Corrimiento de Fase ($\Delta\phi$) Simuladas de los Dos Estados Operativos del Defasador *MEMS* Reconfigurable.

La figura 7.6 presenta la comparación del corrimiento de fase ($\Delta\phi$) que sufre la señal de RF al pasar por el defasador *MEMS* durante los dos estados operativos. El gradiente de fase debe ser de 180° para cumplir con los requisitos para aplicaciones de discriminadores de microondas reconfigurables. En el estado 1, se tiene una fase de 175.64° y en el estado 2, se tiene una fase -7.12° a una frecuencia de central de 35 GHz. Por lo tanto; el corrimiento de fase a la frecuencia central es de 182.76° . Esto implica una desviación de 1.53% con respecto al corrimiento de fase esperado que es de 180° .

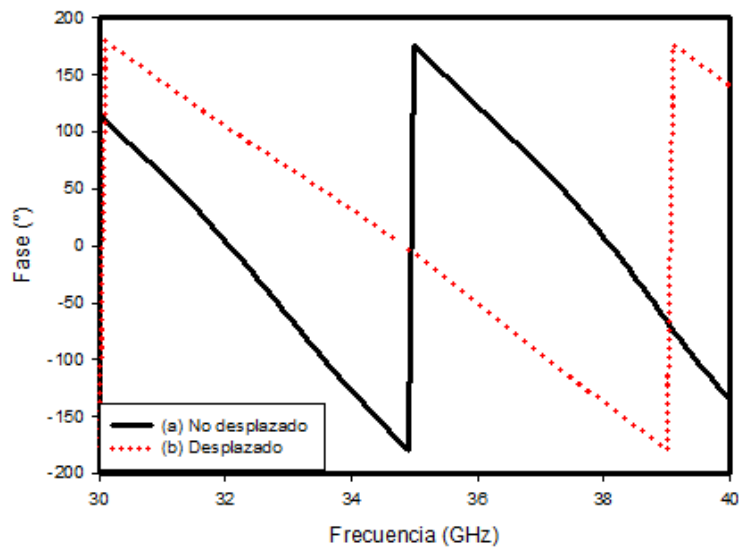


Figura 7.6 Señales del corrimiento de fase simulada del defasador, (a) bloque *HR-Si* no desplazado de su posición inicial, (b) bloque *HR-Si* desplazado verticalmente $1.79 \mu\text{m}$.

7.5 Referencias

- [1] N.Somjit; G Stemme and J.Oberhammer; "Novel RF MEMS mechanically tunable dielectric phase shifter," in *Proc. 33rd Infrared, Milimeter, Terahertz Waves*, Sep. 15-19, 2008, pp. 1-2.
- [2] N.Somjit; G Stemme and J.Oberhammer; "Binary-Coded 4.25-bit W-Band Monocrystalline-Silicon MEMS Multistage Dielectric- Block Phase shifters" *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol.57, No. 11, November 2009, pp. 2834-2840.
- [3] http://www.planoptik.com/en/products/borosilicate_standard.html.

Capítulo 8

Conclusiones y Trabajo Futuro.

8.1 Conclusiones.

En este trabajo de investigación se presentó y se demostró el concepto de discriminadores de microondas reconfigurables a través del desarrollo e implementación de diferentes topologías.

A su vez, se cumplieron los objetivos establecidos al inicio de la investigación de desarrollar discriminadores de microondas reconfigurables con alta miniaturización, bajo consumo de potencia, peso y costo reducido, que permiten implementar sistemas de medición de frecuencia con pocos componentes electrónicos comparados con los sistemas convencionales. También se demostró la fiabilidad y escalabilidad del concepto al desarrollar discriminadores de 2 y 4 bits.

Como parte de las conclusiones se presenta en la tabla 10.1 una comparación entre discriminadores desarrollados y fabricados en esta tesis con respecto a diseños reportados en la literatura. Esta Comparación se realiza en términos de banda de operación, tecnología, tipo de sistema, número de discriminadores y bits producidos, resolución y tamaño de diseño.

Un aspecto importante en la determinación de tamaño y costo de fabricación es la combinación de tecnología y tipo de sistema a desarrollar. Un diseño que utiliza tecnología de estado sólido y es reconfigurable, es más pequeño y de costo reducido comparado con los diseños de tecnología fotónica, ya sean fijos o reconfigurables, como se observa en la tabla 8.1.

En términos de consumo de energía; un sistema fijo de 4 bits requerirá de cuatro veces más componentes electrónicos en comparación con un sistema reconfigurable; un sistema de medición de frecuencia fijo de 4 bits consume, en promedio, 4 veces más energía que un sistema reconfigurable de 4 bits.

También se aprecia que los diseños reconfigurables mostrados en este trabajo presentan una resolución aceptable comparada con los sistemas fijo y reconfigurable que se reportan en la literatura.

La resolución de los discriminadores reconfigurables presentados en este trabajo de investigación se puede mejorar aumentando el número de bits de identificación de frecuencia, como es el caso mostrado con el *DMR* de 2bits en comparación con el *DMR* de 4bits, los cuales presentan una resolución promedio de 750 MHz con respecto a una resolución de 187.5 MHz, respectivamente.

Los resultados medidos de los diseños de discriminadores de microondas reconfigurables implementados con diodos PIN muestran una excelente concordancia con los resultados simulados. Por lo tanto, siguiendo la misma metodología de diseño en el desarrollo de los discriminadores y el defasador con tecnología *MEMS*, se vislumbra una reducida incertidumbre en la operación de dichos diseños que motiva a la conclusión de los diseños y futura fabricación de los mismos para su posterior caracterización.

Tabla 8.1 Comparación de discriminadores fijos y reconfigurables implementados con diferentes tecnologías.

Ancho de Banda (GHz)	Tipo de tecnología	Tipo de sistema	No. Discriminadores	No. Bits	Resolución (MHz)	Tamaño (mm)	Implementación	Referencia
1.5-4.66	-----	Fijo	4	4	62.5	199x113	Filtros rechaza bandas, <i>microstrip</i>	[Cap.3]
1-4	Estado sólido	Reconfigurable	1	2	600-940	45x65	Basado en líneas de retardo <i>microstrip</i>	[Cap. 4]
1-4	Estado sólido	Reconfigurable	1	4	187.5	102x96	Basado en líneas de retardo <i>microstrip</i>	[Cap. 5]
1-12 2-13	Fotónica	Reconfigurable	1	1	± 100 ± 250	No informa	Modulador paralelo dual Mach-Zehnder	[1]
1-18	Fotónica	Fijo	1	1	200	No informa	Modulador paralelo dual Mach-Zehnder	[2]

8.2 Trabajo Futuro.

En esta tesis se trabajó en el diseño de discriminadores de 2 y 4 bits, y un defasador reconfigurable implementado con tecnología de estado sólido y tecnología *MEMS*, respectivamente.

Se fabricarán y se caracterizarán los dispositivos implementados con tecnología *MEMS* detallados en los capítulos 6 y 7.

También se integrarán los discriminadores desarrollados en el presente trabajo de investigación a sistemas de medición de frecuencia reconfigurables (*MFR*), los cuales están formados por diferentes componentes electrónicos tales como; antena, amplificador limitador, detector, amplificador y convertidor analógico/digital.

Se debe de prestar especial atención a las desviaciones que presenta el defasador *MEMS*, en especial en las pérdidas de rechazo e inserción, con el objetivo de mejorar el rendimiento del defasador para su implementación e integración en el diseño de discriminadores reconfigurables.

8.3 Referencias

- [1] Wei, L.; Zhu, N. H.; and Wang, L. X.; “Reconfigurable Instantaneous Frequency Measurement System Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator,” *IEEE Photonics Journal*, Vol. 4, No. 2, April 2012, pp. 426-436.
- [2] Drummond, M. V.; Monteiro, P. and Nogueira, R. N.; “Photonic RF instantaneous frequency measurement system by means of a polarization-domain interferometer,” *Optical Society of America*, Vol. 17, No. 7, March 2009, pp. 5433-5438.

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

Apéndice

Publicaciones Seleccionadas.

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

A1

*Listas de
Publicaciones*

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

-
- [1] De Melo M. T.; de Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I. and Espinosa-Espinosa M.; “Interferometer Instantaneous Frequency Identifier.” Libro: Radio Frequency Identification from System to Applications, Mamun Bin Ibne Reaz (editor), 1st edition, InTech, Vol. 1, pp.283-300, 2013.
- [2] M. Espinosa; B. Gomes Moura; I. Llamas-Garro; M. Tavares de Melo; “Interferómetros de Radiofrecuencia Aplicados a Guerra Electrónica,” in Proceedings of Congreso Nacional de I+D en Defensa y Seguridad, 16-17 November 2013, Madrid (España).
- [3] M. Espinosa; B. G. M. de Oliveira; I. Llamas-Garro; M. T. de Melo; “2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 24, No. 8, pp. 569-571, August 2014.
- [4] M. Espinosa; B. G. M. de Oliveira; I. Llamas-Garro; M. T. de Melo; J. M. Kim; “4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency Measurement,” In Proceedings of 44th European Microwave Conference (EuMW 2014), 5-10 October 2014, Rome (Italy).
- [5] M. Espinosa; I. Llamas-Garro; B. G. M. de Oliveira; M. T. de Melo and Jung-Mu Kim; “A Comparison Between Fixed and Reconfigurable Frequency Measurement Circuits,” in Proceedings of International Symposium on Information Technology Convergence (ISITC), 30-31 October 2014, Jeonju (Korea).
- [6] B. G. M. de Oliveira; M. T. de Melo; I. Llamas-Garro; M. Espinosa; M. R. T de Oliveira; E.M.F de Oliveira; “Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters” , in Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2014), 4-7 November 2014, Sendai (Japan).
- [7] M. Espinosa-Espinosa; I. Llamas-Garro; B. G. M. de Oliveira; M. T. de Melo and Jung-Mu Kim; “Reconfigurable Frequency Identification Receivers,” in proceedings of 15th IEEE Mediterranean Microwave Symposium 2015 (MMS2015), November 30-December 2, 2015, Lecce (Italy).

“Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco”

B1

Interferometer Instantaneous Frequency Identifier

de Melo Marcos T., de Oliveira Bruno G. M., Llamas-Garro Ignacio, Espinosa-Espinosa Moisés.

Book chapter: Radio Frequency Identification from System to Applications, Mamun Bin Ibne Reaz (editor), 1st edition, InTech, Vol. 1, pp.283-300, 2013.

INTRODUCTION

The rapid development of radar, communication and weapons guidance systems generates an urgent need for microwave receivers to detect possible threats at the earliest stage of a military mission. The microwave receivers used to intercept the RF signals must be able to meet these challenges. Thus, microwave receivers have become an important research area because of their applications to electronic warfare (EW) [1].

The instantaneous frequency measurement (IFM) receiver has been mostly incorporated in advanced EW systems. As to perform the fundamental function, which is to detect threat signals and provide information to the aircrafts, ships, missiles or ground forces, the IFM receiver offers high probability of intercept over wide instantaneous RF bandwidths, high dynamic ranges, moderately good sensitivity, high frequency measurement accuracy, real time frequency measurement and relatively low cost.

IFM started out as a simple technique to extract digital RF carrier frequency over a wide instantaneous bandwidth mainly for pulsed RF inputs. It is been gradually developed to a resourceful system for real time encoding of the RF input frequency, amplitude, pulse width, angle of arrival (AOA) and time of arrival (TOA) for both pulsed and continuous wave (CW) RF inputs. For many electronic support measures (ESM) applications, the carrier frequency is considered to be one of the most important radar parameters, since it is employed in many tasks: sorting, even in dense signal environments; emitter identification and classification; and correlation of similar emitter reports from different stations or over long time intervals, to allow emitter location [2,3].

An IFM receiver is an important component in many signal detection systems. Though numerous improvements have been made to the design of these systems over the years, the basic principle of operation remains relatively unchanged, in that the frequency of an incoming signal is converted into a voltage proportional to the frequency. Microwave interferometers are usually base circuits of the IFM systems. These interferometers most often consist of directional couplers, power combiners/dividers and delay lines [4-8]. As a good example, a coplanar interferometer based on interdigital delay line with different finger lengths, will be presented. Another example of interferometers, but now, implemented with micro strip multi-band-stop filters to obtain signals similar to those supplied by the interferometers was published

recently and will be presented here as well [9,10].

Important Concepts

The system is based on frequency mapping, going from analogical signal into digital words. Any frequency value in the operating band of the system corresponds to a unique digital word. In the process, there is no need to adjust or tune any device. The signal is identified instantaneously. The frequency resolution depends on the longest delay and the number of discriminators.

Let us see how the IFMS maps the incoming signal $x(t)$ into digital words. First of all, consider a sinusoidal signal $x(t) = \sin(\omega t)$ split into two parts, as shown in Fig. 1.

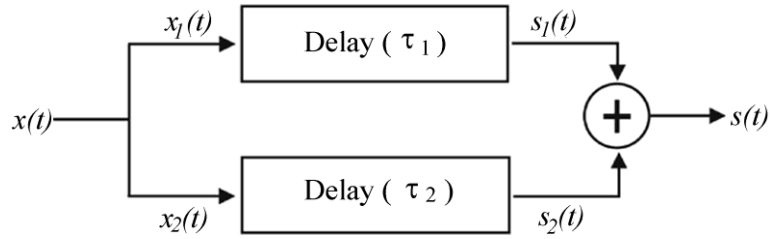


Fig. 1. Interferometer used in instantaneous frequency measurement subsystem.

The signals $x_1(t)$ and $x_2(t)$ are then described as

$$x_1(t) = x_2(t) = \frac{\sin(\omega t)}{2} \quad (\text{B.1})$$

Because of different delays τ_1 and τ_2 , one has

$$s_1(t) = x_1(t - \tau_1) \quad (\text{B.2})$$

and

$$s_2(t) = x_2(t - \tau_2) \quad (\text{B.3})$$

$S_1(t)$ and $S_2(t)$ are the signals after passing the delay τ_1 and τ_2 , respectively. Then the output $s(t)$ is given by the addition of (2) and (3), and after some trigonometric manipulations that sum can be written as

$$s(t) = \sin\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right). \quad (\text{B.4})$$

From (4), one can see that the frequency interval between two consecutive maxima or minima of $s(t)$ are given by

$$\Delta f = \left| \frac{1}{\Delta \tau_{2,1}} \right| \quad (\text{B.5})$$

where $\Delta \tau_{2,1} = \tau_2 - \tau_1$ is the delay difference between the two branches of the interferometer. Still from (5), it is noticed that from Δf_{\max} one gets $\Delta \tau_{\min}$ and vice-versa.

As in [1], the frequency resolution is given by

$$f_R = \frac{1}{4 \Delta \tau_{\max}} \quad (\text{B.6})$$

A binary code can be generated if

$$\Delta \tau_{\max} = 2^{n-1} \Delta \tau_{\min}, \quad (\text{B.7})$$

And this way, the resolution f_R of an n -bits subsystem can be rewritten as

$$f_R = \frac{1}{2^{n+1} \Delta \tau_{\min}}. \quad (\text{B.8})$$

Fig. 2 shows the architecture of a traditional instantaneous frequency measurement subsystem (IFMS), where delay lines are used to implement five interferometers as discrimination channels.

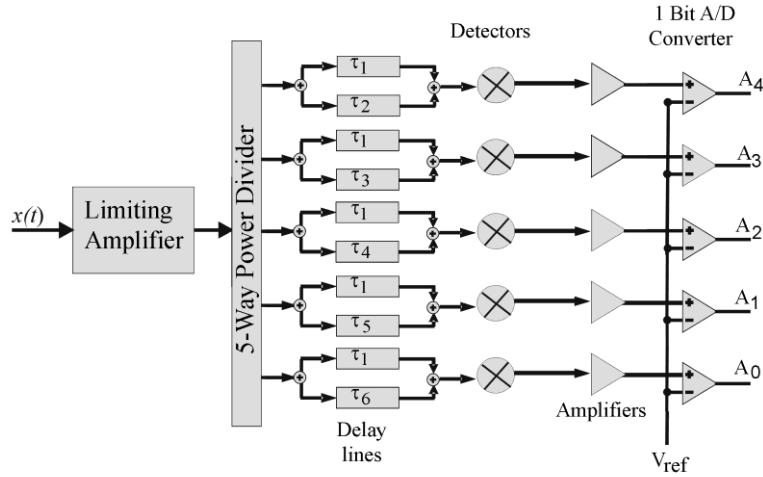


Fig. 2 Architecture of a traditional IFM subsystem.

Each discriminator provides one bit of the output binary word that is assigned to a certain sub-band of frequency [1]. Wilkinson power dividers are used at the input and output of each interferometer [3]. The output of each discriminator is connected to a detector. The 1 bit A/D converter receives the signal from the amplifier, and attributes “0” or “1” to the output to form the digital word for each frequency sub-band. These values depend on the power level of the received signal. A limiting amplifier is used in IFM input to control the signal gain, to increase sensitivity, and clean up the signal within the band of interest [1], [7].

Coplanar Interdigital Delay Line for IFM Systems

The schematic drawing of the interdigital delay is shown in figure 3. The particular line consists of 164 interdigital fingers of equal length ℓ , finger width w , finger spacing s and total length L . d is the unit cell length representing the periodicity of the transmission line. If $d \ll \lambda$, an amount of lumped capacitance per unit length C_0/d is added to the shunt capacitance C .

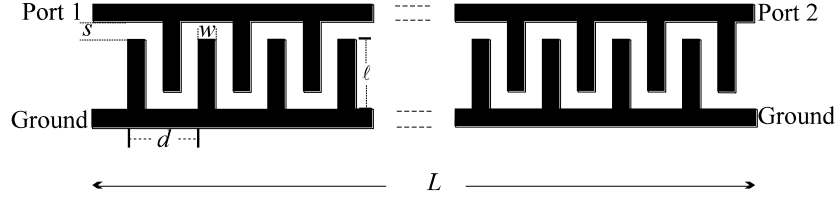


Fig. 3 Coplanar interdigital delay line under test.

For the structure shown in figure 3 the phase velocity and the characteristic impedance Z_0 , become: $[(C + 2C_0/d) L_S]^{-1/2}$ and $[L_S / (C + 2 C_0/d)]^{1/2}$, respectively. Here, L_S is the series inductance [11]. Due to the fringing electric fields about the fingers, the amount by which the capacitance per unit length increases is greater than the corresponding amount by which the inductance per unit length decreases. In order to exploit the fringing electric fields produced by the fingers, one needs to increase the finger length and keep the finger width fixed.

The ABCD matrix of a lossless transmission line section of length L , line impedance Z_0 and phase constant β is given by

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta L) & j Z_0 \sin(\beta L) \\ (1 / Z_0) j \sin(\beta L) & \cos(\beta L) \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

From the above equation one can relate Z_0 to only B and C elements. If we use the conversion from ABCD matrix to S-parameters and assume the source and load reference impedance as Z , we then have [12]

$$Z_0 = \sqrt{\frac{B}{C}} = \left[Z^2 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]^{1/2} \quad (\text{B.10})$$

Note that the ABCD matrix is not for a unit cell of the line, it represents the entire transmission line.

Group delay is the measurement of signal transmission time through a test device. It is defined as the derivative of the phase characteristic with respect to frequency.

Assuming linear phase change $\phi_{21}(2) - \phi_{21}(1)$ over a specified frequency aperture $f(2) - f(1)$, the group delay can, in practice, be obtained approximately by

$$\tau_g = -\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\phi_{21}(2) - \phi_{21}(1)}{f(2) - f(1)} \right) \quad (\text{B.11})$$

III.1 Interdigital Interferometer Design and Measurement

The structure shown in figure 3 was etched on only one side of an RT/duroid 6010 with relative permittivity $\epsilon_r = 10.8$, dielectric thickness $h = 0.64$ mm, conductor thickness $t = 35\mu\text{m}$, $w = 0.3$ mm, $s = 0.3$ mm and $L = 99$ mm. In order to find the line impedance and delay the simulation was carried out varying the finger length ℓ from 0.6 to 4.2 mm and keeping all the other parameters fixed. The devices were fabricated, measured and simulated.

The simulation used sonnet software in order to find the magnitude and phase of the S-parameters, assuming a lossless conductor. Afterwards, equations 10 and 11 were used to find Z_0 and τ_g , respectively. In the experimental procedure each device was connected with coaxial connectors to a HP8720A network analyzer. After carrying out a proper calibration, the devices were then measured. This way, the group delay measurement was implemented, and figure 4 summarizes the group delay results from both measurement and simulation for a frequency range of 0.5-3 GHz. As the finger length increases the lumped capacitance per unit length increases. It slows down the group velocity leading to an increase in the group delay. The longer the finger length, compared to the finger width, the closer it is to a purely capacitive element.

The experimental data of Z_0 were obtained using a reflection measurement in time domain low pass function of the HP8720A. The same devices were all measured again and the results are summarized in figure 5. Looking at the beginning of the curve on the left hand side, the figure 5 seems to agree with the classical coplanar strips formulation,

as we found $Z_0 = 99\Omega$ for $\ell = 0$ [13]. As we expected, Z_0 decreased as the finger length increased, due to the rise in $2C_0/d$, achieving 50Ω at $\ell = 3.9\text{mm}$. As the finger length goes from 0.6 mm to 4.2 mm, τ_g increases about 150% and Z_0 decreases about 45%.

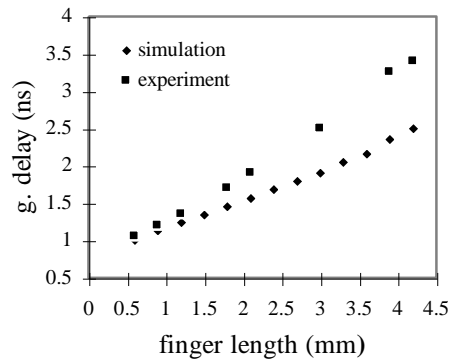


Fig. 4 Group delay as a function of finger length at a Frequency range of 0.5-3 GHz.

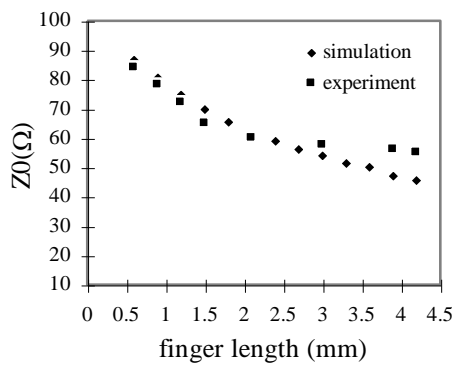


Fig. 5 Characteristic Impedance as a function of finger length at a frequency range of 0.5-3 GHz.

These results look promising as far as an IFM application is concerned. Referring to a single stage of a typical IFM, a coplanar unequal output impedance power splitter can be designed to feed two delays with different characteristic impedances. The length of the second delay of each discriminator may be increased to achieve better resolution. The results from figures 4 and 5 may be used together to

redesign the coplanar unequal output impedance power splitter to achieve the exact impedance matching. Figure 6 shows a prototype system fabricated based on results of figures 4 and 5. Coplanar wave guide, coplanar strips, coplanar unequal output impedance power splitter and coplanar interdigital delay line are integrated without bends or air bridges. The chip resistors used to increase the isolations between the outputs of the power splitter (and the input of the combiner) are not shown below.

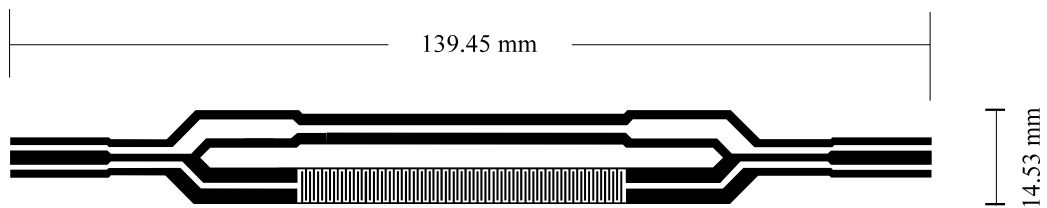


Fig. 6 Uniplanar single stage of the IFM under test, scale 1/1

The design has a delay difference of 1.6ns. Two output traces versus frequency from 1.5GHz to 3GHz are presented in figure 7. The theoretical one was obtained using the design equations for a single stage of a typical IFM subsystem [14]. The oscillations in the experimental trace originated from the coaxial connections and the chip resistors bonds.

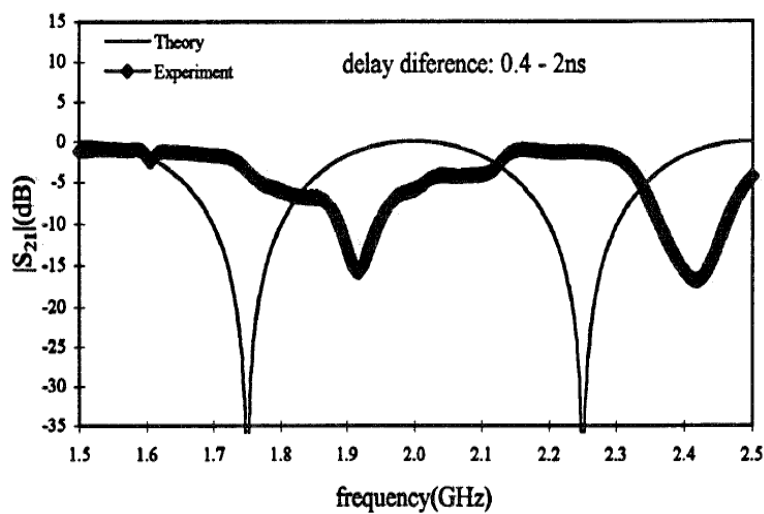


Fig. 7 Theoretical interferometer output and measured scattering parameter in dB versus frequency.

Interferometer Based on Band-Stop Filter for IFM

The IFMS presented now is based on band-stop filter and is shown in Fig. 8. The advantage of using the new architecture is that one has in each channel only multi band-stop filters instead of delay lines and power splitter, as one finds in classical IFMS.

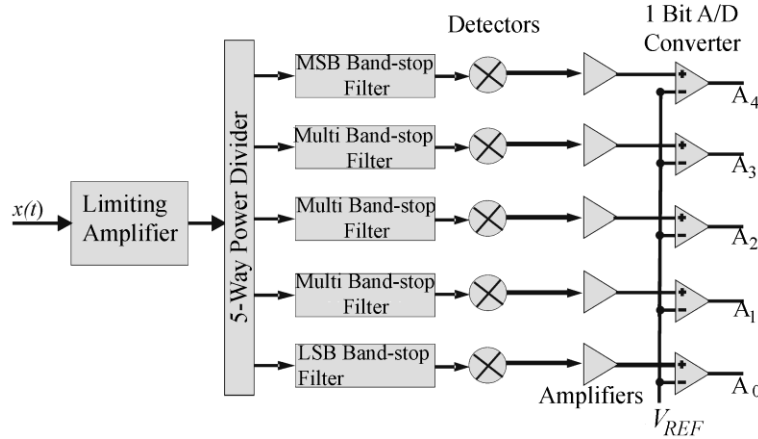


Fig. 8 Architecture of an instantaneous frequency measurement subsystem (IFMS) using band-stop filters.

Each word is assigned to only one frequency sub-band to generate a one-step binary code. The response of each multi band-stop filter should be like the one shown in Fig. 9 (a) with discriminators 0, 1, 2, 3 and 4. The discriminator 0 provides the least-significant bit (LSB) and the discriminator 4 provides the most-significant bit (MSB). The form of these responses is suitable to implement the 1 bit A/D converters. Here, let us attribute value 1 if the insertion loss response for the multi band-stop filter is greater than 5 dB, and value 0 for the opposite case. Fig. 9(b) shows the wave form of each 1 bit A/D converter output. According to this example the waveforms at the 1 bit A/D converter outputs are shown in Fig. 9(c). As seen in Fig. 4, this subsystem has its operating band from 2 to 4 GHz, which was divided into 32 sub-bands. Therefore, the resolution obtained was $f_R = 62.5$ MHz.

IV.1 Multi Band-Stop Filter Design and Measurement

Rectangular microstrip open loop resonators were chosen to design every discriminator of a five bit IFMS. Frequency response of those resonators presents a narrow rejection band and wide pass band [5] with first spurious out of the working band. Fig. 10(a) shows the top view of a resonator with resonance frequency at 1.9375 GHz. One can see in Fig. 10(b) that the first spurious occurs at 6.140 GHz. Still in this section, it will be shown how this response makes possible the fabrication of a wideband discriminator.

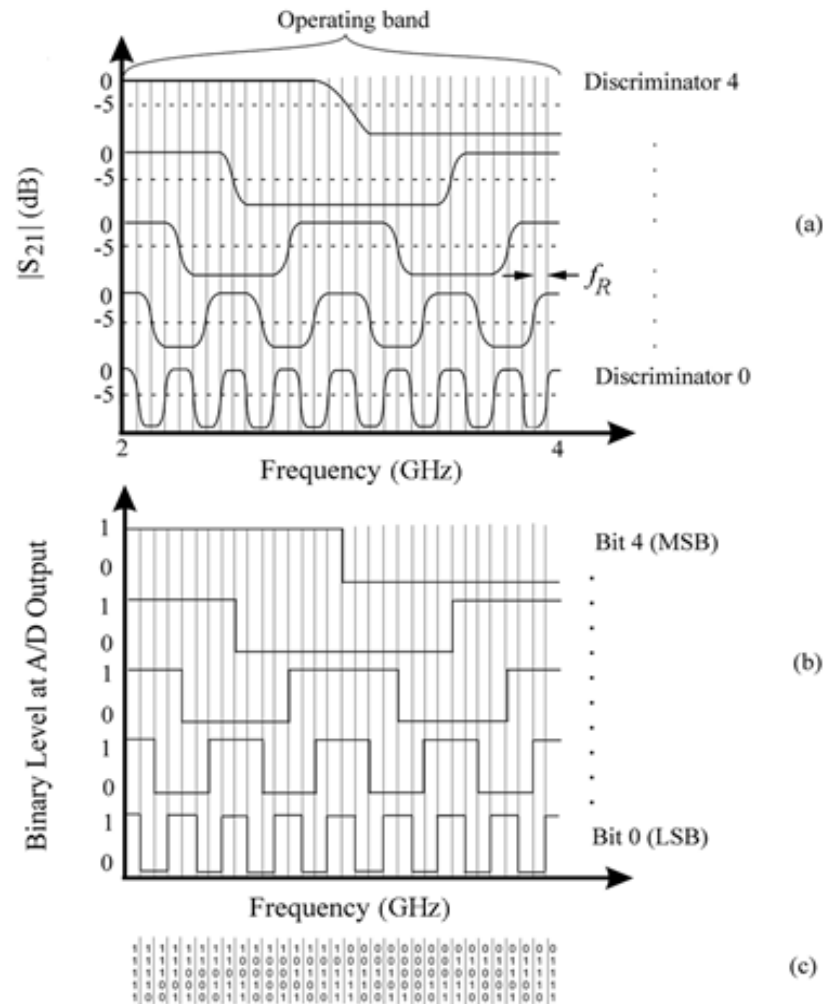


Fig 9 Responses for the IFMS from Fig. 8: (a) desired $|S_{21}|$, (b) A/D converters output, and (c) generated code.

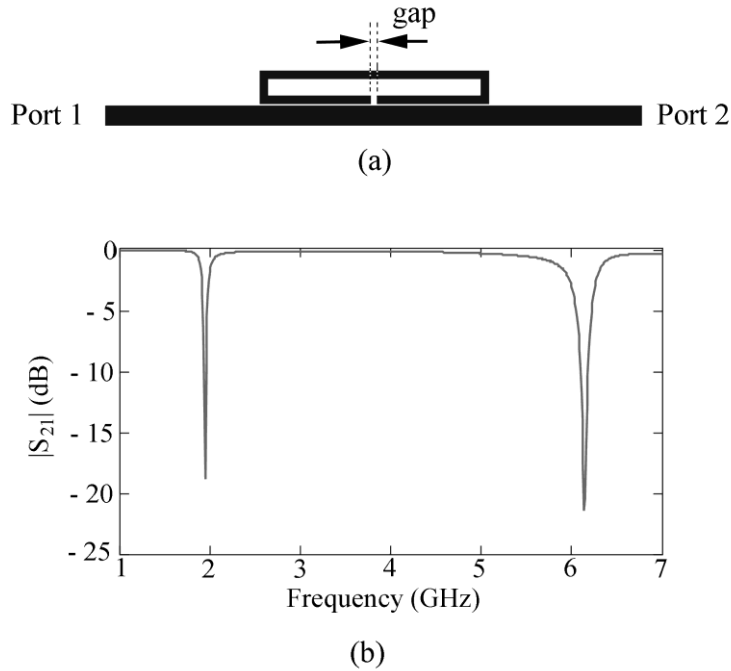


Fig. 10 (a) Physical structure of a resonator with resonance frequency at 1.9375 GHz, and (b) frequency response of the resonator over a wideband.

That resonator is placed near to a 50Ω microstrip transmission line, which was designed with aid of quasi-static analysis and quasi-TEM approximation [8]-[9]. Fig. 11 shows the resonance frequency adjusted by the length $l_1 + l_2 + l_3 + l_4$ of the resonator, which must be approximately half wavelength long [8]. Additionally, there is a coupling gap g given by $l_2 - l_3 - l_4$. Moreover, the coupling distance between the resonator and the main transmission line affects this resonance frequency. This distance also affects the bandwidth of the resonator [8].

Despite the narrow band of the isolated resonators, wide rejection bands are created from coupled arrays. Fig. 12(a) presents 3 sketches of one, two and three resonators, whose resonant frequencies are 2.02, 2.07 and 2.12 GHz, respectively. The line width for the resonators is fixed to be 0.5 mm along this chapter. The ideal coupling distance between resonators is obtained varying $d_{i,j}$ using EM full wave software.

Fig. 12(b) shows the frequency response obtained at ideal coupling distance between them. These distances are chosen to obtain the insertion loss greater than 10 dB over rejection band and also to get this band as large as required.

One notices that the coupling between non-adjacent resonators is almost zero. This happens because their resonance frequencies are not very close and the distance between them is large enough. Therefore, the insertion of a new resonator does not change the position of the others already inserted.

A model of two coupled resonators has been developed by the authors and will be presented in the full chapter.

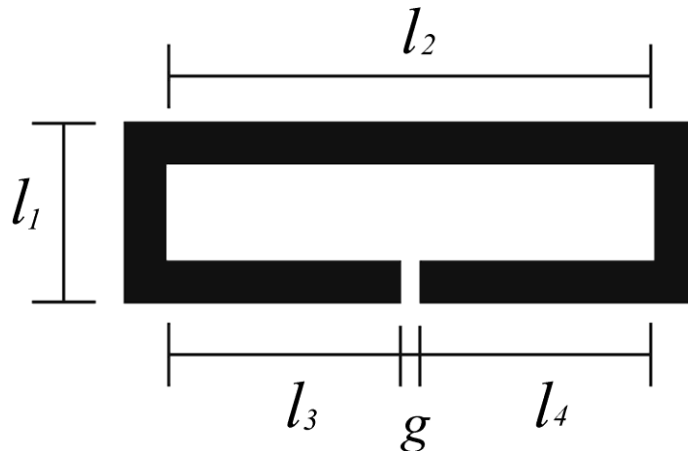


Fig. 11 Open loop resonator.

As the desired insertion loss of the discriminator 1 is shown in Fig. 9(a), there must be four rejection bands, where the first one is from 2.125 GHz to 2.375 GHz, regarding the chosen operating band. The resonators are arranged one by one. Fig.13 (a) shows this discriminator with its numbered resonators. The device is designed on a RT6010.2 substrate of relative dielectric constant $\epsilon_r = 10.2$ and thickness $h = 1.27$ mm. The 50 Ω transmission line width is 1.2 mm. The gap of every resonator and the distance between the main transmission line and the resonators are kept 0.1 mm for whole structure. Table I shows the coupling distances between the resonators for this device.

Still in Fig. 13(a) one sees four groups of resonators, whose frequency responses and A/D converter outputs are shown in Fig. 15(b). Looking carefully their correlation, Group 1 gives the rejection band over 2 GHz; Group 2 gives the rejection band over 2.5 GHz, and so on. Fig. 13(b) presents the simulated results of the discriminator 1, which agree with the results shown in Fig. 9. One can see the insertion loss level is greater than 10 dB over all rejection bands, and is less than 5 dB over the pass bands. The

output A/D converter should generate level zero for $|S_{21}| < -5$ dB and level 1 for $|S_{21}| > -5$ dB. Concerning all the involved $d_{i,j}$, the dimensions of this discriminator are 3 cm wide and 15 cm long. Following the same procedure, the others discriminators are projected, where new resonators configurations will give new desired rejection bands.

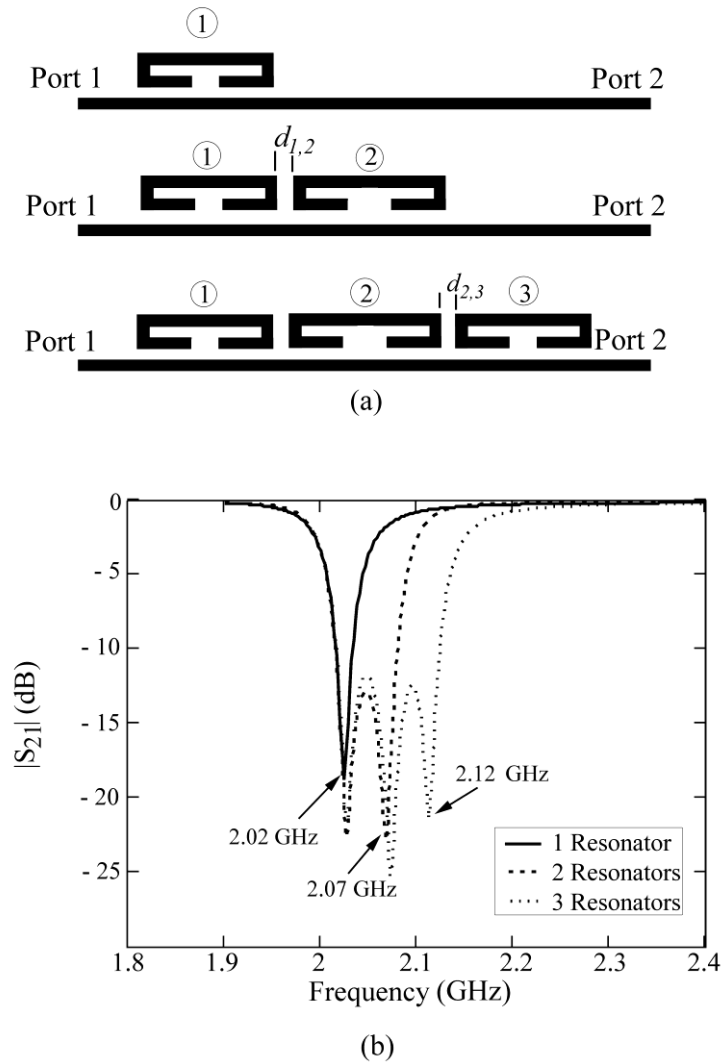


Fig. 12 (a) The open loop resonator arrays. The scale has been enhanced for a better comprehension of the devices, and (b) frequency response of 1, 2, and 3 resonators.

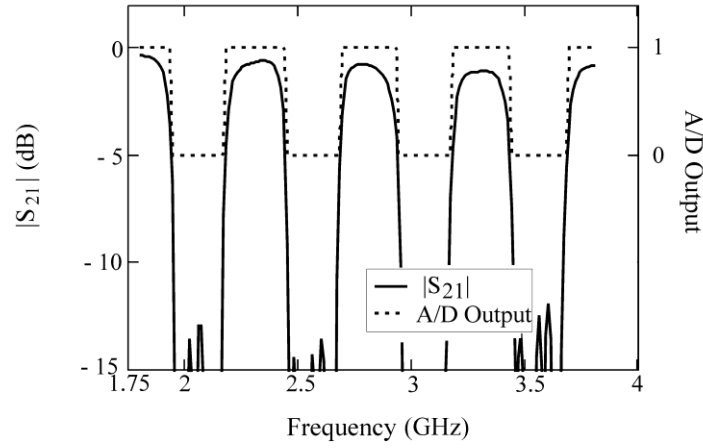
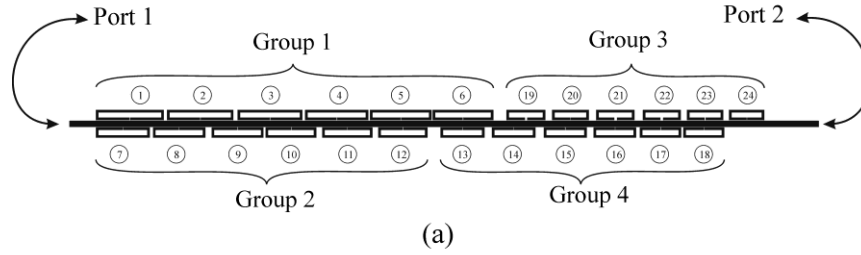


Fig. 13 (a) Layout of the discriminator 1, and (b) frequency response of the discriminator 1, and the output of the 1-bit A/D converter; 250 MHz for each rejected band.

TABLE I
COUPLING DISTANCES

Coupling distance between “i” and “j” resonators (mm)	
$d_{1,2} = 0.6$	$d_{13,14} = 1.4$
$d_{2,3} = 0.8$	$d_{14,15} = 1.6$
$d_{3,4} = 0.5$	$d_{15,16} = 1.3$
$d_{4,5} = 0.3$	$d_{16,17} = 0.7$
$d_{5,6} = 0.2$	$d_{17,18} = 0.4$
$d_{7,8} = 0.6$	$d_{19,20} = 1.3$
$d_{8,9} = 1.2$	$d_{20,21} = 1.4$
$d_{9,10} = 0.4$	$d_{21,22} = 1.6$
$d_{10,11} = 1.1$	$d_{22,23} = 1.2$
$d_{11,12} = 1.1$	$d_{23,24} = 1.1$

The Fig. 14(a)-(e) presents all the projected IFMS discriminators from Fig. 8, having between 23 and 25 resonators. The number of resonators depends on the desired rejection bands. Following the same principle, each group gives only one rejection band, so that discriminators with eight groups have eight rejection bands, as shown in Fig. 14(e). The others, without any specified group, have only one as shown in Fig. 14 (a) and (b). Fig. 15 shows that the simulated and measured results of the five discriminators are in reasonable agreement with each other.

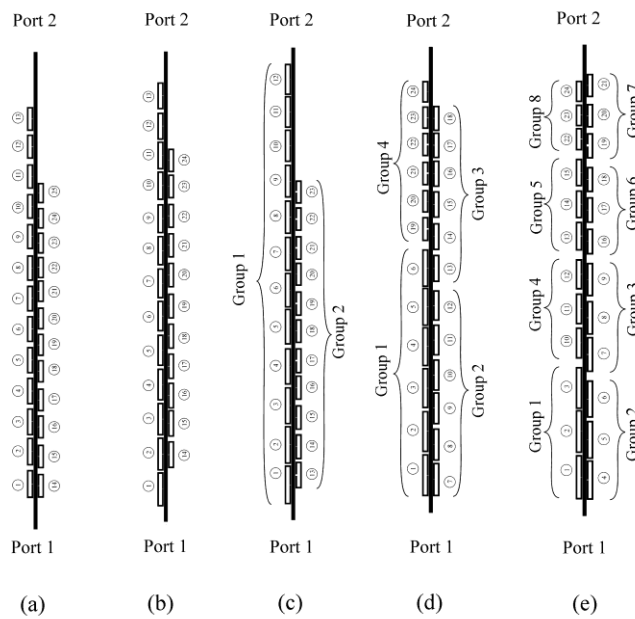


Fig. 14. Bandstop filters for implementation of the: (a) discriminator 4 – MSB, (b) discriminator 3, (c) discriminator 2, (d) discriminator 1, and (e) discriminator 0 – LSB.

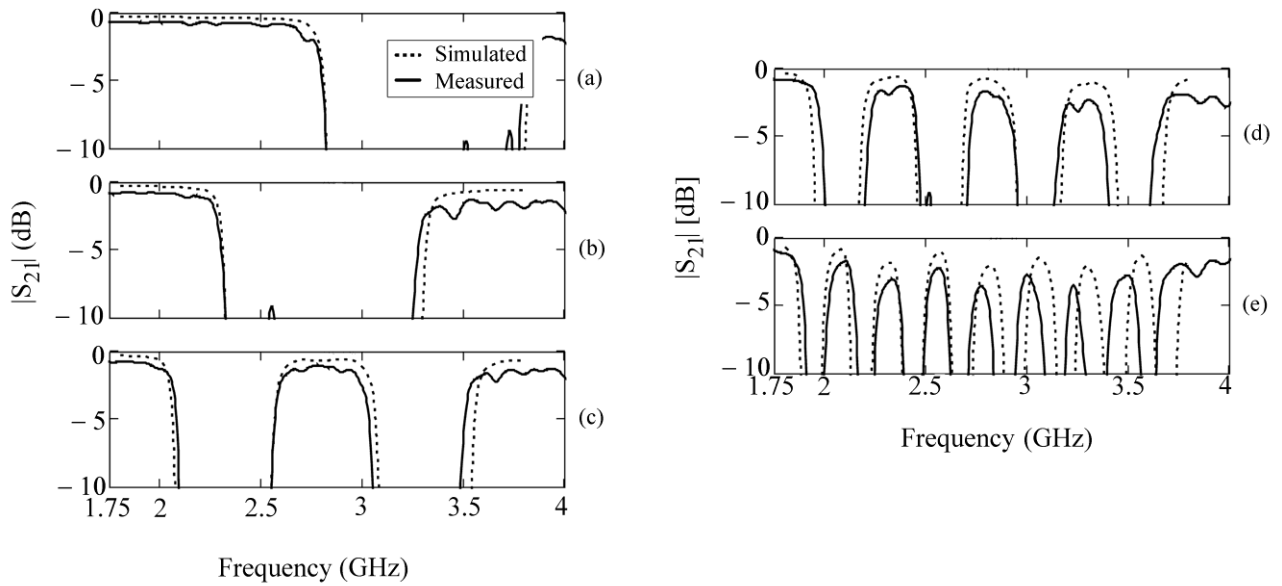


Fig. 15. Frequency response of the: (A) Discriminator 4 – MSB, (B) Discriminator 3, (C) Discriminator 2, (D) Discriminator 1, and (E) Discriminator 0 – LSB.

V. Reconfigurable Frequency Measurement (RFM) Designs

Fixed IFM designs like the ones discussed in section IV have the advantage of providing instantaneous frequency identification while reconfigurable designs should do a sweep but are very compact in size, making them suitable for portable and handheld systems. RFMs include tuning elements [15] embedded in the designs to produce multibit frequency identification using reconfigurable measurement branches.

An example of RFM architecture is shown in Fig. 16, this design includes a reconfigurable phase shifter used to produce more than one bit. The number of bits will depend on the amount of phase shifts produced by the reconfigurable design; each phase shift will correspond to a specific control voltage in the case of varactors, otherwise switches will be in “on” or “off” state to produce the different phase shifts. The other components shown in Fig. 16 operate in a similar way to the ones exposed in section IV. The RFM can also include reconfigurable bandstop filters [16] instead of the phase shifter to produce a branch that can produce more than one bit as an alternative design.

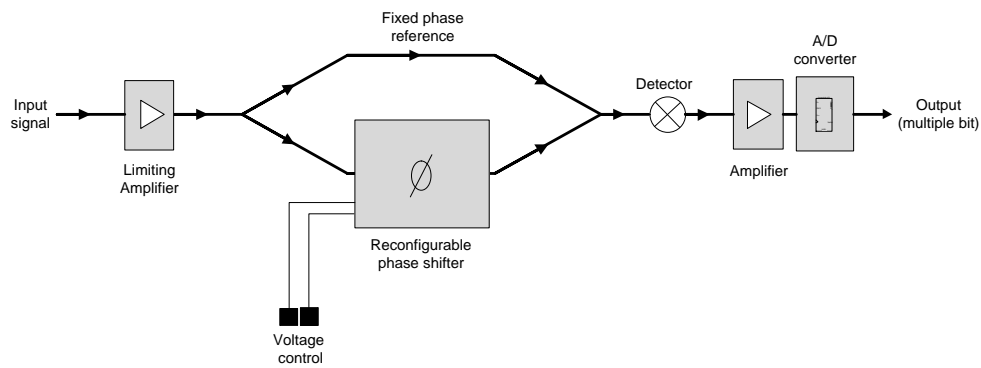


Fig. 16 Architecture of a reconfigurable frequency measurement subsystem (RFM) based on phase shifters.

The switching speed of the tuning elements used in the reconfigurable phase shifter design will mainly determine the detection speed of the subsystem. Solid state components like PIN, varactor diodes, transistors and the use of ferroelectric materials will provide high tuning speeds, (10^{-6} seconds for the PIN and varactor diodes, 10^{-9} seconds for transistors and 10^{-10} seconds for the ferroelectric varactors) while the Micro Electromechanical Systems (MEMS) counterpart will provide slower tuning speeds (10^{-5} seconds) but with the advantage of low power consumption compared with the solid state components. The use of ferroelectric materials results in high tuning speeds with the drawback of having generally high dielectric losses. When designing an RFM it is important to decide which type of technology is adequate for a given application in terms of detection speed, power consumption and device size.

Device size will be mainly determined by the type of technology used to implement the subsystem; the most compact designs can be achieved monolithically, by having the components integrated into a single chip. A monolithic design can include all solid state, MEMS and ferroelectric implementations. Hybrid integrations use microwave laminates or substrates and tuning elements, these include solid state, MEMS and ferroelectric surface mountable components that can be embedded into the design. Hybrid integrations normally involve much larger circuit size compared to the monolithic counterpart, however these components normally involve low cost and simple manufacturing and prototyping techniques.

The most reliable technology is the solid state transistor and the ferroelectric films, followed by the PIN and varactor diode ending with the MEMS components. MEMS packaging can improve device reliability by avoiding contamination or humidity of the movable parts of a switch or varactor. The objective of an RFM is to reduce the size of fixed IFMs by designing branches that can produce more than one bit in the identification subsystem. Size reduction is the main advantage of an RFM over a fixed IFM. A disadvantage over fixed IFMs is that there will be a switching time for the device, so the frequency measurement is not instantaneous.

VI. Final Considerations

This chapter presented two kinds of interferometers for IFM applications, the first type was a Coplanar Intedigital Interferometer and the second ones were Multi band-stop filters which can substitute the interferometers in the IFM Architecture. For the first case, coplanar strips interdigital delay lines were fabricated, simulated and measured at a frequency range of 0.5-3 GHz. As the finger length varied from 0.6 mm to 4.2 mm, keeping all the other parameters fixed, the group delay increased by about 150% and the characteristic impedance decreased about 45%. A prototype of uniplanar IFM with a delay difference of 1.6ns was fabricated and measured based on the results of the characteristic impedance and the group delay.

For the second case, Multi band-stop filters were designed, simulated and measured over a frequency range of 2 GHz. The results show that the use of loop resonators to design the discriminators, instead of delay lines and power splitters, make the simulation and the fabrication easier, as there are no more bends or sloping strips. In addition, one has more control over the resolution, as one can couple the resonators one by one and create the rejection bands. In this process, the association of loop resonators was used to design multi band-stop filters. In light of the above, the use of multi band-stop looks promising as far as planar interferometer identifier is concerned.

The use of loop resonators instead of delay lines and power dividers/combiners, to design IFM systems, decreases the simulating time of the whole structure, as there are no more bends or sloping strips. In addition, one has more control over the resolution, as one can couple the resonators one by one and create the rejection bands.

The multi-band-stop filters can substitute interferometers in the IFM system architecture, in a very efficient way. Reconfigurable frequency measurement circuits can considerably reduce the size of the IFMs by using tuning elements embedded into the topologies, resulting in multiple bit circuits by means of reconfigurable frequency measurement branches. RFMs switch between states, thus tuning speed determines the sweep time required for signal detection.

Acknowledgment

This work was supported by CNPq of Brazil (ref. 560665/2010), a scholarship from CONACyT, Mexico (ref. 215485), and MINECO of Spain (ref. PIB2010BZ-00585)

REFERENCES

- [1] Tsui J. B. Y. ; “Microwave receivers with electronic warfare applications.” New York, NY: John Wiley & Sons, 1986.
- [2] Weiss A. J. and Friedlander B.,” Simultaneous Signals in IFM receivers.” IEE Proc. Radar, Sonar Navig. 1997, vol. 144, no. 4, August.
- [3] Pandolfi C.; Fitini, E.; Gabrielli G.; Megna E. and Zaccaron A.,” Comparison of Analog IFM and Digital Frequency Measurement Receivers for Electronic Warfare.” Proc. 7th European Radar Conference 2010, pp. 232-235, October 2010.
- [4] Biehl M.; Vogt A.; Herwig R.; Neuhaus M.; Crocoll E.; Lochschmied R.; Scherer T. and Jutzi W.; A 4 Bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Coplanar YBCO Delay Lines. IEEE Trans. on Applied Superconductivity 1995, June, vol. 5, no. 2, pp. 2279-2282.
- [5] Biehl M.; Crocoll E.; Neuhaus M.; Scherer T.; and Jutzi W.; “A Superconducting 4 Bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Integrated Resistors and Air-Bridges.” Applied Superconductivity 1999, October, vol. 6, nos. 10-12, pp. 547-551.
- [6] Wang Y.; Su H. T.; Huang F. and Lancaster M. J.; ”Wide-Band Superconducting Coplanar Delay Lines,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques 2005, July, vol. 53, no. 7, pp. 2348-2354.

-
- [7] De Melo M. T.; Lancaster M. J. and Hong J. S.; “Coplanar Strips Interdigital Delay Line for Instantaneous Frequency Measurement Systems,” The Institution of Electrical Engineers, London, Digest, reference number: 1996/226, pp. 1/1-1/4, November, 1996.
- [8] De Oliveira B. G. M.; Silva F. B.; de Melo M. T. and Novo L. R. G. S. L. A.; “New Coplanar Interferometer for a 5–6 GHz Instantaneous Frequency Measurement System.” Proc. 2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, pp. 591-594, November 2009.
- [9] De Souza M. F. A.; Silva F. R. L. and de Melo M. T.; “A Novel LSB Discriminator for a 5-bit IFM Subsystem Based on Microstrip Band-Stop Filter.” Proc. 2008 European Microwave Week, pp. 36-39, October 2008.
- [10] De Souza M. F. A.; Silva F. R. L.; de Melo M. T. and Novo L. R. G. S. L.; “Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open Loop Resonators.” IEEE Transactions on Microwave and Theory and Techniques 2009, September, vol. 57, no. 9, pp. 2224-2231.
- [11] Collin R. E.; “Foundation for Microwave Engineering.” McGraw-Hill; 1992.
- [12] Kiziloglu K.; Dagli N.; Matthaei G. L. and Long S. I.; “Experimental analysis of transmission line parameters in high-speed gas digital circuit interconnects 1991.” IEEE Trans., MTT-39, pp. 1361-1367.
- [13] Wen C. P.; “Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications 1969.” IEEE Trans., MTT-17, pp. 1087-1090.
- [14] East P. W.; “Design techniques and performance of digital IFM,” IEE Proc., Vol. 129, Pt. F, No. 3, June, 1982.
- [15] Minin I.; editor. Microwave and Millimeter Wave Technologies: from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications. Reconfigurable Microwave Filters, Ignacio Llamas-Garro and Zabdiel Brito-Brito In-Tech, March 2010.
- [16] Carles Musoll-Anguiano; Ignacio Llamas-Garro; Zabdiel Brito-Brito; Lluís Pradell; Alonso Corona-Chavez; “Fully Adaptable Bandstop Filter using Varactor Diodes”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 52, No. 3, March 2010, pp. 554-558.
-

“This page intentionally left blank”

C1

*Interferómetros de
Radiofrecuencia
Aplicados a Guerra
Electrónica*

**Espinosa Espinosa Moisés, de Oliveira Bruno G. M.,
Llamas Garro Ignacio, y de Melo Marcos T.**

National conference paper

Congreso Nacional de I+D en Defensa y Seguridad, 16-17 Noviembre
2013, Madrid (España).

Resumen: Este artículo se enfoca en el diseño e implementación de interferómetros que sirven para detectar señales desconocidas y está dividido en tres partes; primero se presenta con detalle la teoría y diseño de un discriminador de radiofrecuencia, que es la parte medular de los interferómetros de microondas. Este discriminador está implementado con una capacidad interdigital en la línea de retardo y opera en la banda C [1]. La segunda parte describe el diseño de un interferómetro de 4 bits de lectura instantánea, la etapa de discriminación es implementada por filtros de banda eliminada. Finalmente la tercera parte describe el concepto de un interferómetro reconfigurable, estos dos últimos diseños operan en las bandas L y S.

1. Introducción

Los radares, comunicaciones y armas orientadas o dirigidas, elementos de guerra electrónica son fundamentales para la seguridad nacional. Los receptores de Medición de Frecuencia Instantánea (MFI), se utilizan para la detección de señales desconocidas, se pueden diseñar para intervalos dinámicos grandes, tienen una excelente sensibilidad y precisión en la medición, adicionalmente las mediciones se pueden realizar instantáneamente [2].

Los receptores MFI contienen circuitos discriminadores que generan bits utilizados en la detección de la señal desconocida. Cada discriminador es responsable de un bit del proceso. Los discriminadores se implementan normalmente mediante interferómetros, estos han utilizado líneas de retardo [3-6].

El trabajo presentado en este artículo se centra en el diseño e implementación de interferómetros de microondas, estos componentes permiten detectar señales desconocidas. El artículo está dividido en tres partes, primero se presenta con detalle la teoría y el diseño de un discriminador de radiofrecuencia. La segunda parte describe el diseño de un interferómetro de 4 bits de lectura instantánea. Finalmente en la tercera parte se describe el concepto de interferómetro reconfigurable.

2. Concepto general de un discriminador de radio frecuencia

Los sistemas MFI están basados en el mapeo de frecuencia de una señal analógica de entrada desconocida, para entregar una palabra digital. Se asignan rangos de espectro electromagnético en la banda de operación del subsistema, cada rango

corresponde a una única palabra digital. La señal desconocida es identificada instantáneamente por el MFI. La resolución en frecuencia del dispositivo depende de los retardos generados en los circuitos discriminadores y del número de discriminadores. La tarea de mapear una señal de entrada $x(t)$ para obtener palabras digitales en los sistemas MFI recae en los discriminadores de fase, por lo tanto la respuesta matemática para un MFI de un bit se define como

$$Z(t) = \sin\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right) \quad (C.1)$$

donde $Z(t)$ es la señal de salida, τ_1 y τ_2 son los retardos de las señales que se propagan en las líneas 1 y 2 respectivamente (una línea es de retardo y la otra es la de referencia). El sistema presenta una resolución [7] de acuerdo a la expresión

$$f_R = \frac{1}{2^{n+1} \Delta\tau_{\min}} \quad (C.2)$$

donde $\Delta\tau_{\min} = \tau_2 - \tau_1$ es la diferencia de retardos entre las dos líneas de transmisión y n es el número de bits.

2.1 Discriminador con capacidad interdigital en la línea de retardo

En esta sección, un discriminador utiliza una línea de retardo con capacidad interdigital. El discriminador de fase con capacidad interdigital en la línea de retardo de longitud L , es un circuito de dos puertos que representa un solo bit en un interferómetro. El prototipo se ha realizado con líneas coplanar strip asimétricas que permiten una fabricación sencilla en sólo 1 cara del sustrato, consiguiendo así un discriminador compacto para el intervalo de frecuencia de 5.16 a 5.82 GHz dentro de la banda H. La capacidad por unidad de longitud de una línea coplanar strip asimétrica [8] se define como

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_{eff} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (C.3)$$

donde ϵ_0 es la constante dieléctrica del espacio libre, ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva y el cociente $K(k)/K'(k)$ [9-10] se define como

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \quad 0.707 \leq k < 1 \quad (\text{C.4})$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right)} \quad 0 \leq k < 0.707 \quad (\text{C.5})$$

La línea de retardo utilizada en el diseño contiene 164 dedos interdigitales. En la figura 1 se presenta una foto del discriminador. Si la condición $d \ll \lambda$ se cumple para una línea de retardo, la velocidad de fase v_p y la impedancia característica Z_0 se definen como $[(C + 2C_0/d) L_S]^{-1/2}$ y $[L_S / (C + 2 C_0/d)]^{1/2}$, respectivamente. L_S corresponde a la inductancia en serie de la línea [11]. La matriz ABCD de una sección de línea de transmisión sin pérdidas, de longitud L , impedancia característica Z_0 y constante de fase β , se define como

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta L) & j Z_0 \sin(\beta L) \\ (1/Z_0) j \sin(\beta L) & \cos(\beta L) \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

La impedancia característica de la línea en función de la matriz ABCD convertida a parámetros S [9], resulta en

$$Z_0 = \sqrt{\frac{B}{C}} = \left[Z^2 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]^{1/2} \quad (\text{C.7})$$

Si se asume un cambio de fase lineal $\phi_{21}(2) - \phi_{21}(1)$ sobre un intervalo de frecuencia específico $f(2) - f(1)$, el retardo de grupo se puede definir aproximadamente como

$$\tau_g = -\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\phi_{21}(2) - \phi_{21}(1)}{f(2) - f(1)} \right) \quad (C.8)$$

2.2 Fabricación del dispositivo

El discriminador coplanar fue fabricado con una maquina laser LPKF, utiliza un dieléctrico Rogers 6010 con una constante de permitividad de 10.8, y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0023$. El substrato es un dieléctrico con 0.64 mm de espesor y una metalización de cobre de 35 μm de espesor. La impedancia característica es de $Z_0 = 52 \Omega$ y el retardo de grupo es de 2 ns. Los divisores de potencia utilizan resistores con un valor de 100 Ω .

2.3 Resultados y Discusión

El discriminador de la figura 1 se simuló con el software comercial ADS momentum, y se midió con un analizador de redes Agilent modelo E8361A en el intervalo de frecuencia de 5.12-5.82 GHz. En la figura 2 se presentan las señales simuladas y medidas de transmisión del discriminador coplanar. Se puede apreciar un desplazamiento en frecuencia de la respuesta medida en comparación con la simulada. Este desplazamiento se puede deber a que la constante dieléctrica del material utilizado para la fabricación del discriminador difiere con respecto a la constante utilizada en el proceso de simulación, la cual fue de $\epsilon_{eff} = 10.8$.

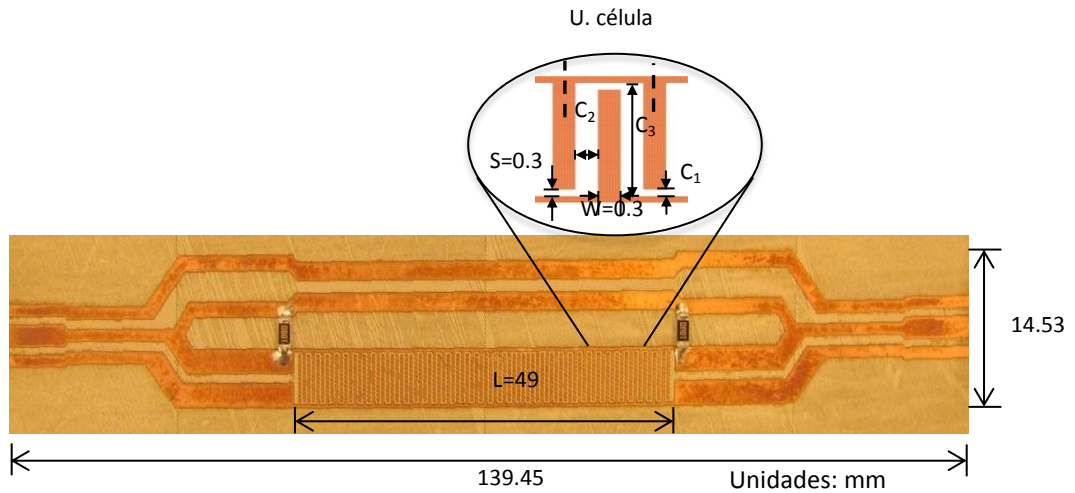


Figura 1. Discriminador coplanar con capacidad interdigital en la línea de retardo ($C_1=1.22 \times 10^{-10}$ F, $C_2=9.536 \times 10^{-11}$ F, $C_3=4.138 \times 10^{-11}$ F).

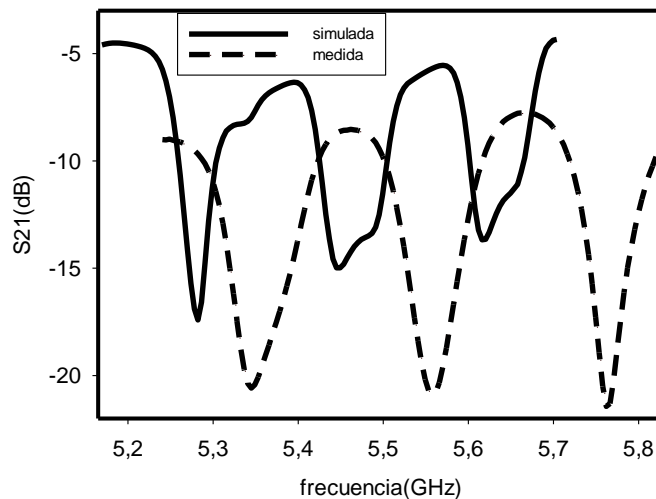


Figura 2. Comparación de las señales de salida simuladas y medidas del discriminador coplanar.

3. Subsistema MFI con discriminadores implementados con filtros de banda eliminada

El subsistema MFI con discriminadores implementados con filtros de banda eliminada de la figura 3, presenta una salida en paralelo e instantánea de cuatro canales a partir de una señal de entrada en el intervalo de frecuencia de diseño.

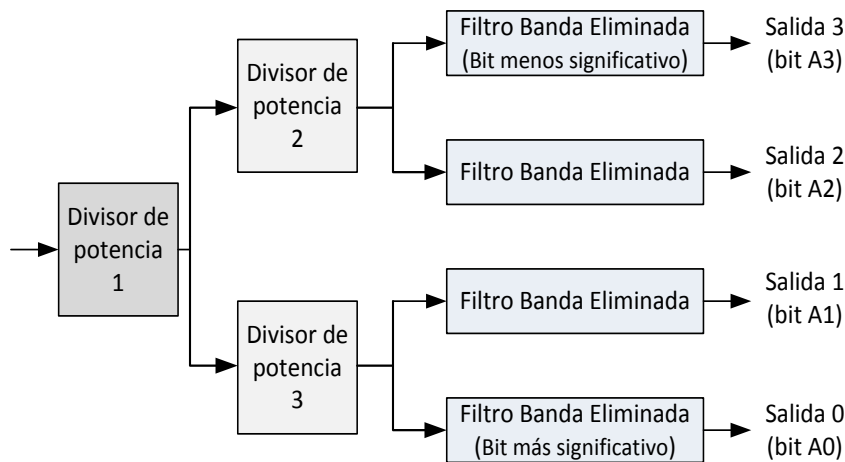


Figura 3. Arquitectura de un sistema MFI con discriminadores implementado con filtros de banda eliminada.

Este subsistema opera en la banda de 1.500 a 4.660 GHz, la cual es dividida en 16 sub-bandas, con resoluciones de entre 40 y 900 MHz. Las señales de transmisión S_{21} (dB) generadas por cada uno de los discriminadores representan un bit de la palabra digital. La respuesta del discriminador 0 corresponde al bit más significativo y la respuesta del discriminador 3 corresponde al bit menos significativo. Un “1” digital corresponde al nivel de señal que cumple con la condición $S_{21} \geq TdB$, donde los TdB corresponden al umbral del diseño, de manera similar, un “0” digital corresponde a un nivel que cumple la condición $S_{21} < TdB$.

3.1 Filtro de banda eliminada

Cada discriminador que conforma el interferómetro de cuatro canales, está formado por un número finito de resonadores de lazo abierto. Cada resonador fue diseñado con análisis cuasi-estático y aproximación cuasi-TEM. A pesar de la banda estrecha que presenta cada uno de los resonadores, al acoplar diversos resonadores se define el ancho de banda eliminada para cada discriminador mediante el diseño de un filtro. Las bandas anchas de rechazo de cada discriminador se forman por la sobre-posición de los anchos de banda de cada resonador. Es decir, que la frecuencia de resonancia del resonador 1 es f_1 , y la frecuencia de resonancia del resonador 2 es $f_1 + \Delta f$, por lo tanto la frecuencia de resonancia del n-ésimo resonador es $f_1 + \Delta f_n$. Cada discriminador se diseñó para

obtener una pérdida de inserción mayor a 10dB en la banda eliminada.

3.2 Resultados y discusión

En la tabla 1 se presentan las 16 sub-bandas del subsistema y los bits asociados a cada banda. Cada sub-banda presenta una resolución definida de acuerdo a las señales de transmisión analógicas.

Tabla 1 – Bits obtenidos en la salida del convertidor A/D del sistema MFI

Bits obtenidos a partir del S21 medido.				Sub-banda (GHz)	Resolución (MHz)
Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4		
1	1	1	1	1.500-2.400	900
1	1	1	0	2.400-2.570	170
1	1	0	0	2.570-2.740	170
1	1	0	1	2.740-2.790	50
1	0	0	1	2.790-3.000	210
1	0	0	0	3.000-3.220	220
1	0	1	0	3.220-3.310	90
1	0	1	1	3.310-3.350	40
0	0	1	1	3.350-3.590	240
0	0	1	0	3.590-3.630	40
0	0	0	0	3.630-3.920	290
0	0	0	1	3.920-4.020	100
0	1	0	1	4.020-4.130	110
0	1	0	0	4.130-4.210	80
0	1	1	0	4.210-4.530	320
0	1	1	1	4.530-4.660	130

4. Interferómetro de microondas reconfigurable

Un interferómetro reconfigurable proporciona una ventaja principal con respecto a un sistema fijo, la miniaturización, ya que utiliza solo un discriminador reconfigurable y reduce la cantidad de componentes de procesamiento de señal. El diseño propuesto utiliza líneas de retardo e interruptores electrónicos de estado sólido (diodos PIN) para la reconfiguración de las líneas de retardo. Los diodos PIN presentan una velocidad de activación y desactivación de 10^{-6} segundos. Con el diodo PIN se forman interruptores con los cuales se selecciona la línea de retardo que utiliza el subsistema en un instante definido. El interferómetro reconfigurable realizado, es un subsistema de 2 bits operando en la banda de 1 a 4GHz, correspondiente a las bandas L y S. En la figura 4 se presenta la arquitectura del subsistema reconfigurable.

4.1 Resultados y Discusión

El interferómetro reconfigurable está formado por dos líneas de retardo, designadas l_1 y l_2 y una línea de referencia l_0 . El diseño contiene dos interruptores que permiten conmutar en tiempos diferentes entre las líneas l_1 y l_2 . Cuando l_0 se combina con la línea l_1 o l_2 , el interferómetro genera un desplazamiento de fase; ϕ_1 ó ϕ_2 . En otras palabras, para el primer caso; la línea de retardo utilizada es l_1 en combinación con la línea de referencia l_0 , por lo tanto la señal de salida está definida por la fase $\phi(\tau_0, \tau_1)$, de acuerdo con la ec. (1). Para el segundo caso, las líneas utilizadas son l_0 y l_2 y la fase de la señal de salida está definida por $\phi(\tau_0, \tau_2)$.

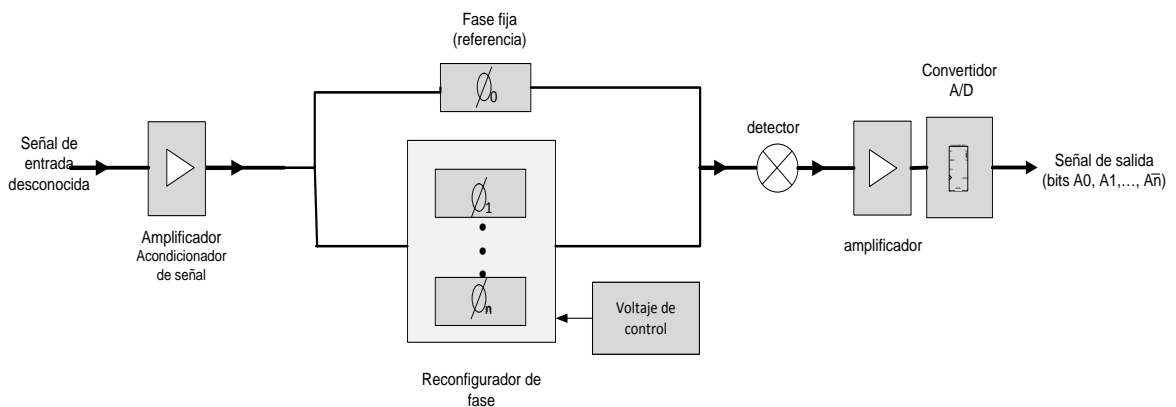


Figura 4. Estructura de un subsistema de medición de frecuencia reconfigurable.

Para obtener las palabras digitales, un “1” digital debe cumplir la condición $S_{21} \geq T$, donde T es el umbral definido para el subsistema, y un “0” digital cumple la condición $S_{21} < T$. Finalmente, el intervalo de operación del sistema se divide en cuatro sub-bandas con una resolución f_R . En la tabla 2 se muestran las 4 sub-bandas del subsistema reconfigurable acuerdo a los bits obtenidos al seleccionar cada estado mediante diodos PIN. Para este diseño las palabras están conformadas por 2 bits.

Tabla 2. Bits obtenidos en la salida del convertidor A/D del sistema MFI Reconfigurable

Bits obtenidos a partir de S21 medido.		Sub-banda (GHz)	Resolución (MHz)
Bit 1	Bit 2		
1	1	1-1.7	700
1	0	1.7-2.4	700
0	0	2.4-3.06	660
0	1	3.06-4	940

6. Conclusiones

Se presentó tres subsistemas MFI de microondas utilizando tecnología de bajo coste. Los interferómetros se utilizan para la detección de señales desconocidas, el subsistema entrega una palabra digital indicando el rango en el cual se encuentra la señal interceptada.

Se describe el principio de operación mediante un discriminador que utiliza una capacidad interdigital, posteriormente se describe una implementación que substituye las líneas de retardo por filtros de banda eliminada, unidos mediante tres divisores de potencia. Finalmente se describe un interferómetro reconfigurable que permite reducir el tamaño del circuito de RF y también el número de componentes del subsistema. En la conferencia se darán más detalles de los circuitos, incluyendo mediciones efectuadas en

la etapa de RF del interferómetro compuesto de filtros de banda eliminada y el diseño reconfigurable.

Reconocimiento

Este trabajo fue financiado por CNPq de Brasil (ref. 560665/2010), una beca estudiantil de CONACyT, Mexico (ref. 215485), y por MINECO del gobierno de España (ref. PIB2010BZ-00585)

Referencias

- [1] IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, IEEE Aerospace & Electronic Systems Society, IEEE Std 521TM-2002, January 2003.
- [2] East, P. W.; "Fifty years of instantaneous frequency measurement." IET Radar, Sonar and Navigation, 2012, Vol. 6, Iss. 2, pp. 112-122.
- [3] Biehl, M.; Vogt, A.; Herwig, R.; Neuhaus, M.; Crocoll, E.; Lochschmied, R.; Scherer, T. and Jutzi, W.; "A 4 bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Coplanar YBCO Delay Lines. IEEE Trans. on Applied Superconductivity, June 1995, Vol. 5, No. 2, pp. 2279-2282.
- [4] Biehl M.; Crocoll E.; Neuhaus M.; Scherer T. and Jutzi W.; "A Superconducting 4 Bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Integrated Resistors and Air-Bridges." Applied Superconductivity 1999, October, vol. 6, nos. 10-12, pp. 547-551.
- [5] Wang Y.; Su H. T.; Huang F. and Lancaster M. J.; "Wide-Band Superconducting Coplanar Delay Lines," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques 2005, July, vol. 53, no. 7, pp. 2348-2354.
- [6] De Melo M. T.; Lancaster M. J. and Hong J. S.; "Coplanar Strips Interdigital Delay Line for Instantaneous Frequency Measurement Systems," The Institution of Electrical Engineers, London, Digest, reference number: 1996/226, pp. 1/1-1/4, November, 1996.
- [7] Tsui J. B. Y.; "Microwave receivers with electronic warfare applications." New York, NY: John Wiley & Sons, 1986.

-
- [8] B.C. wadell.; “transmission Line design Handbook,” Artech House, p85, 1991.
- [9] W. Hilberg.; “From Approximations to Exact Relations for Characteristic Impedances,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17 No. 5, p259, May 1969.
- [10] Kiziloglu K.; Dagli N.; Matthaei G. L. and Long S. I.; Experimental analysis of transmission line parameters in high-speed gas digital circuit interconnects 1991. IEEE Trans., MTT-39, pp. 1361-1367.
- [11] Collin R. E.; “Foundation for Microwave Engineering.” McGraw-Hill; 1992.

D1

***2-Bit, 1–4 GHz
Reconfigurable
Frequency
Measurement Device***

**Espinosa-Espinosa Moises, de Oliveira Bruno G. M.,
Llamas-Garro Ignacio, and de Melo Marcos T.**

Journal paper

IEEE Microwave and Wireless components letters, vol24, No.8 pp.569-
571, august 2014.

Abstract—A reconfigurable frequency measurement (RFM) device operating from 1 to 4 GHz has been designed, simulated, fabricated and tested. The RFM device can identify an unknown signal by assigning it to one of the four sub-bands defined by a switched circuit. The 2-bit design is formed by switching between two branches, where each branch corresponds to one bit. The RFM device is made using PIN diodes and other surface mounted components, integrated on the same dielectric substrate in microstrip technology. Simulated and measured results are shown with a very good agreement.

1.Introduction

Instantaneous frequency measurement (IFM) circuits have been widely used for electronic warfare (EW) in radar monitoring, communications and weapon guidance systems. IFM receivers present high dynamic ranges, frequency measurement with high accuracy, high probability of intercept over wide instantaneous RF bandwidths, and relatively low cost [1]. IFM circuits are large due to the fact that each bit in the design is formed by a branch, allowing for an instantaneous readout through a set of parallel outputs. The main part of this branch is the discriminator, which usually consists of an interferometer based on delay lines. IFM circuits also need detection and analogue to digital conversion (ADC) stages for each branch of the design [1]–[4].

In this letter, a reconfigurable frequency measurement (RFM) circuit which is a two-port device is described. The RFM device is made using PIN diodes and other surface mounted components integrated on the same dielectric substrate using microstrip transmission lines. The RFM device operates as a reconfigurable interferometer and does not provide an instantaneous readout, the RFM scans for the frequency of an unknown signal by switching between its states; the readout is through a serial output. PIN diodes are used to switch between states; the switching time is determined by the PIN diode switching speed, which is approximately 10 ns.

Table I shows a comparison between the proposed RFM design and relevant frequency measurement systems available in the literature [4], [5]. The comparison is made in terms of frequency of operation, resolution, power consumption, size, and

other characteristics. From the comparison, it is apparent that the RFM design presents some advantages over other non-reconfigurable designs made on microwave laminates [4], such as: a reduced number of electronic components (since only one detector, one amplifier, and one ADC stage are needed to identify an unknown frequency, independently of the number of bits) resulting in low power consumption. The RFM has a reduced size, due to the use of less electronic components and a two port configuration, e.g., the implementation in [4] is bulky compared to the RFM, due to the fact that it has a multiport configuration, while the RFM has only two ports, independently of the number of bits (scalable design). To the best of our knowledge this is the first RFM device, built on a PCB with surface mounted components, resulting in a low cost implementation; other available designs on PCBs are non-reconfigurable.

Another reconfigurable frequency measurement device uses microwave photonics [5]; this design provides a continuous frequency and resolution tuning. The RFM device presented in this letter is a discretely tuned device, designed to identify an unknown signal by switching between its states. The detected signal is then allocated to one of four sub-bands.

Non reconfigurable frequency measurement implementations using microwave photonics include a design operating on the polarization domain [6]. The design in [7] derives frequency information based on an amplitude comparison of the power fading function; the design presented in [8] can measure frequency and power. These designs focus on a single fixed discriminator.

II. Design concept

The RFM device shown in Fig. 1 consists of a reconfigurable interferometer, able to switch between two different branches with distinct delays, combined with a reference branch. The device is composed by wideband power dividers, a reference line l_0 , and two delay lines (l_1 and l_2). The RFM device uses two Single Pole, Double Throw (SPDT) switches to select line l_1 at time t_0 (defined as State 1), and then selects l_2 at time t_1 (defined as State 2). Each of these lines is combined with the reference delay line l_0 to produce a combined signal, which will be a bit for frequency identification after the

detection and conversion processes. The combined signal is defined by [4]

$$S_{0n}(t) = \text{sen}\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_0 - \tau_n)}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega(\tau_n - \tau_0)}{2}\right) \quad (\text{D.1})$$

where $S_{0n}(t)$ is the output combined signal, ω is the carrier angular frequency of the input signal, τ_0 and τ_n are the delays of the reference line (τ_0) and the delay lines ($n = 1$ corresponds to delay line l_1 ; $n = 2$ corresponds to delay line l_2).

TABLE I. COMPARISON BETWEEN FREQUENCY MEASUREMENT DEVICES

Frequency Bandwidth (GHz)/Resolution (MHz)	Tecnology/ Type of system	No DR*/ No Bits	DR*	Size (mm)	Ref
1-4/600-940	Microstrip/R	1/2	Based on delay lines	45 x 65	This work
2-4/62.5	Microstrip/F	5/5	Open-Loop resonator based bandstop filters	199 x113 integrated device	[4]
1-12/±100 2-13/±250	Microwave Photonics/R	1/1	Dual-parallel Mach-Zehnder modulator	Not informed	[5]
1-18/200	Microwave Photonics/F	1/1	Dual-parallel Mach-Zehnder modulator	Not informed	[6]

†Type of system (R: Reconfigurable, F: Fixed). *DR: Discriminator

At t_0 the combined signal will have a phase $\phi(\tau_0, \tau_1)$, and t_1 , the delay line l_2 is selected and the combined signal will have a phase $\phi(\tau_0, \tau_2)$. From (1), the expression for frequency resolution of the system [4] can be obtained as

$$f_{\text{resolution}} = \frac{1}{4\Delta\tau_{\text{max}}} \quad (\text{D.2})$$

where $\Delta\tau_{\text{max}}$ is the maximum delay ($\tau_n - \tau_0$) of the system.

The resolution depends on the longest delay, for the system presented in this work, $\Delta\tau_{\max} = \tau_2 - \tau_0$.

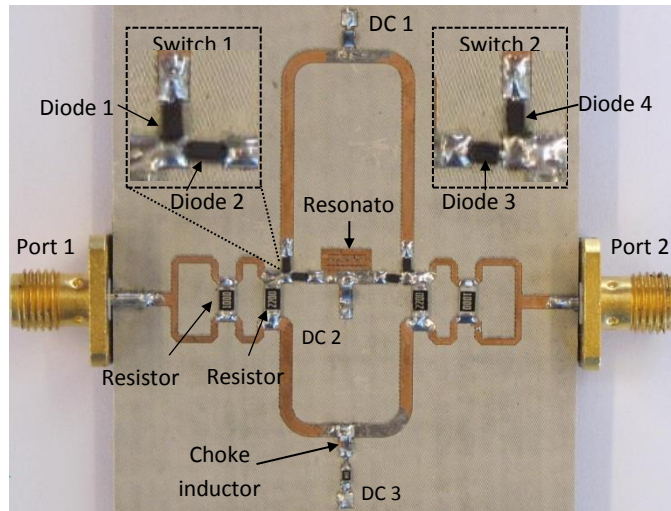


Fig.1 Photograph of the RFM circuit.

III. RFM device design

The RFM device shown in Fig. 1 operates from 1 to 4 GHz. For State 1, a resonator is coupled to line l_1 to yield a transmission zero at 3.8 GHz. The open loop resonator contains inner stubs to achieve size reduction. State 1 produces the output for bit 1 after the detection and conversion stages.

For State 2, the delay line l_2 is selected and the combined signal produces the output for bit 2, after the detection and conversion stages. Line l_o has a length of $\lambda_g/2$ and lines l_1 and l_2 have lengths of $\lambda_g/6$ and λ_g , respectively, where λ_g is the guided wavelength of the microstrip lines for a center frequency of 2.5 GHz.

IV. Device Fabrication and Operation

The RFM device shown in Fig. 1 was fabricated using a LPKF Protolaser S Machine on an ARLON AD1000 substrate with a dielectric constant of 10.2, loss tangent of 0.0023, conductor thickness of 0.035 mm, and dielectric thickness of 1.27 mm. Dimensions of the complete device are as small as 45 mm 65 mm.

Each power divider uses two resistors of 100 and 220 for a good impedance match from 1 to 4 GHz.

The two SPDT switches use the diode BAR50-02V by Philips Semiconductors, which has an insertion loss of 0.1425 dB and an isolation of 9.32 dB at the frequency of 2.5 GHz and can handle a maximum RF signal power of 30.17 dBm, which is determined by its power dissipation capability of 250 mW considering a series resistance of 3. The maximum RF power handling of the RFM is limited by the PIN diode. The PIN diode equivalent circuits used in simulations are defined as a series RL, $R = 4.82 \ \Omega$, $L = 41.6 \ \text{pH}$ (forward bias) and a series RC, $R = 76.1 \ \Omega$, $C = 1294.75 \ \text{pF}$, (reverse bias).

These equivalent circuits were obtained from regressions after measuring a single PIN diode and fitting RLC models to experimental data. DC 1, dc 2 and dc 3 are dc bias ports. A choke inductor of 82 nH with a self-resonance of 1.7 GHz is used to isolate all dc bias ports from the microwave circuit. The inductor presents a measured isolation of -20 dB at 1 GHz, -50 dB at 1.7 GHz and at 4 GHz. A resistor of 100 is used in series with the choke inductor to provide a current of 10 mA, using a 1 V bias voltage at the dc ports to operate the diodes.

The two RFM states are achieved by biasing the diodes that form the SPDT switches. Switch 1 is formed by Diodes 1 (D_1) and 2 (D_2), and Switch 2 is formed by Diodes 3 (D_3) and 4 (D_4). State 1 of the device is obtained when D_1 is reversed biased, while D_2 , D_3 and D_4 are forward biased. State 2 is obtained when D_1 and D_2 are forward biased, while D_3 and D_4 are reversed biased.

V. Results and Discussions

Fig. 2 shows the simulated and measured transmission for each state of the device. These responses define the bits for frequency identification, where the incoming unknown signal is assigned to one of four possible sub-bands. The measurements were taken after a SOLT calibration, using an Agilent PNA Network Analyzer model E8361A.

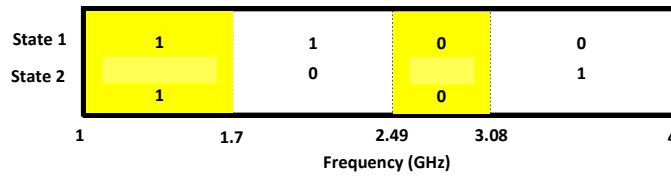
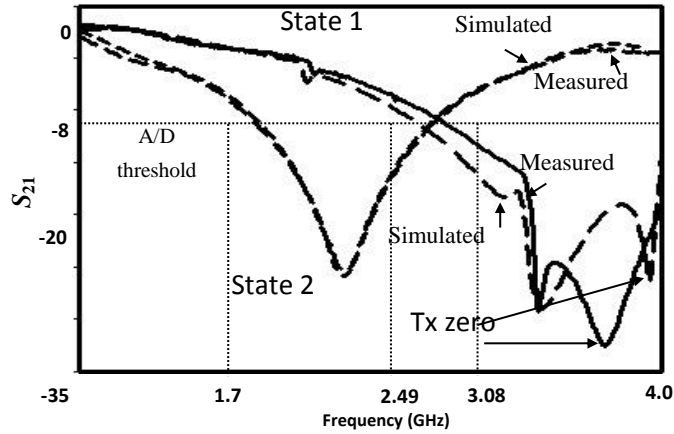


Fig. 2. RFM device response. (a) Simulated and measured analogue transmission response for state 1 and state 2 (b) Bits defining the RFM device sub-bands.

State 1 includes a transmission zero at 3.8 GHz in the simulated response and 3.6 GHz in the measured response.

The frequency shift is believed to be caused by a modified coupling to the resonator caused by the solder used to embed the multiple surface mounted components that surround the resonator (two pin diodes and a choke inductor).

TABLE II RFM DEVICE SUB-BANDS

Sub-band	1	2	3	4
Bit 1 (State1)	1	1	0	0
Bit 2 (State2)	1	0	0	1
Frequency Sub-band (GHz)	1-1.7	1.7-2.4	2.4-3.06	3.06-4
Sub-band Resolution (MHz)	700	700	660	940

This transmission zero added to the delay of l_1 combined with l_0 produces the first bit (bit 1) of the design, after stages of detection and conversion. The second bit (bit 2) is obtained by combining the delay of l_2 with l_0 .

For an input level of 0 dBm, a threshold of -8 dBm is defined for the circuit, thus, after the detection stage, an ADC process generates a logic level 1 (one) when $|S_{21}| \geq -8$ dB and 0 (zero) when $|S_{21}| < -8$ dB. Fig. 2(a) shows the analogue signals for each state of the device and Fig. 2(b) shows the bits generated after the ADC stage, considering a threshold of -8 for $|S_{21}|$.

These bits when combined, divide the frequency range from 1 to 4 GHz in four sub-bands for frequency identification. Table II provides details of the four sub-bands defined by Bit 1 and Bit 2 and their resolution. The resolution of the proposed device varies from 660 to 940 MHz, with an average resolution of 750 MHz. This parameter can be reduced by increasing the number of bits and maintaining the operation band of the system fixed. For example, a 4-bit system has an average resolution of 187.5 MHz, an 8-bit system, approximately 11.7 MHz, and a 10-bit system has 2.9 MHz of average resolution. The resolution depends on the longest delay in the circuit, according to (2).

It is possible to switch to a longer delay line, if required. The overall resolution of the system is not a problem of technology; it is a cost-benefit problem of a given project. In practical implementations, a limiter amplifier is added before the device to fix the input level to the RFM to a required value (for this design the input level is set to 0 dBm). This limiter amplifier can also work as a bandpass filter rejecting frequencies out of the operation band of the system.

VI. Conclusion

The RFM device presented in this letter is a new approach to frequency measurement circuit design. The device has only one output port and switches between two states to identify an unknown signal at the input port. This RFM device reduces considerably the number of electronic components used in traditional IFM systems, resulting in low power consumption and smaller size due to reconfiguration. The concept presented in this letter can be scaled to other RFM designs with a larger number of bits, always generating a two-port device.

Acknowledgment

This work was supported by MINECO of Spain PIB2010BZ-00585, CNPq of Brazil (ref. 560665/2010), a scholarship from CONACyT, Mexico (ref. 215485).

References

- [1] P.W. East; “Fifty years of instantaneous frequency measurement,” *IET Radar Sonar Navig.*, vol. 6, no. 2, pp. 112–122, 2012.
- [2] J. H. Collins and P. M. Grant; “A review of current and future components for electronic warfare receivers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-29, no. 5, pp. 395–403, May 1981.
- [3] J. P. Coupez; H. Gruchala; A. Slowik; Cz. Recko and A. Rutkowski; “High resolution IFMs,” in *Proc. 14th Int. Conf. Microw., Radar Wireless Commun. (MIKON’02)*, 2002, vol. 2, pp. 484–487.
- [4] M. F. A. De Souza; F. R. L. e Silva; M. T. de Melo and L. R. G. S. L. Novo; “Discriminators for instantaneous frequency measurement subsystem based on open-loop resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 9, pp. 2224–2231, Sep. 2009.
- [5] L. Wei; N. H. Zhu and L. X. Wang; “Reconfigurable instantaneous frequency measurement system based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator,” *IEEE Photon. J.*, vol. 4, no. 2, pp. 426–43, Apr. 2012.
- [6] M. V. Drummond; P. Monteiro and R. N. Nogueira; “Photonic RF instantaneous frequency measurement system by means of a polarization-domain interferometer,” *Opt. Express*, vol. 17, no. 7, pp. 5433–5438, Mar. 2009.
- [7] L. V. T. Nguyen and D. Hunter; “A photonic technique for microwave frequency measurement,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 10, pp. 1188–1190, May 2006.
- [8] H. Emani; N. Sarkhosh; L. Bui and A. Mitchell; “Amplitude independent RF instantaneous frequency measurement system using photonic Hilbert transform,” *Opt. Express*, vol. 16, no. 18, pp. 13707–13712, Sep. 2008.

“This page intentionally left blank”

E1

4-bit, 1 to 4 GHz

Reconfigurable

Discriminator for

Frequency

Measurement

**Espinosa-Espinosa Moisés, de Oliveira G. M. Bruno,
Llamas-Garro Ignacio, de Melo Marcos T. and Jung-
Mu Kim.**

International Conference Paper

44th European Microwave integrated Circuits conference (EuMW 2014), 5-10 October
2014, pp. 652-655, Rome (Italy).

Abstract—This paper presents a novel 4 bit reconfigurable discriminator for frequency measurement, operating from 1 to 4 GHz. The discriminator is a two-port device used to identify the frequency of an unknown signal by switching between its 4 states. The device is formed by a fixed reference line and a switchable delay line. The device is implemented using microstrip lines and PIN diodes. Simulated and measured results are presented for the four states of the reconfigurable discriminator.

I. Introduction

Instantaneous Frequency Measurement (IFM) receivers are widely used for Electronic Warfare (EW) [1, 2]. IFMs identify with accuracy the frequency of an unknown RF signal. Conventional IFM receivers, shown in Fig. 1, are fixed systems with a parallel configuration and provide an instantaneous readout; the IFMs are formed by n-branches to produce n-bits. Each branch contains a discriminator, a detector, a frequency converter and an amplifier [3-4], resulting in large subsystems with high power consumption due to the large number of electronic components used in the designs.

In this paper, we propose a reconfigurable discriminator (RD) circuit, with its block diagram shown in Fig. 2, for use in a Reconfigurable Frequency Measurement (RFM) receiver. The circuit is a two-port device that can produce 4 bits, operating from 1 to 4 GHz. An RFM operates in series by switching between a set of 4 delay lines. Using the RD only one amplifier and detector is needed, resulting in a compact design compared to traditional IFMs [3-4], that use an amplifier and detector per branch. The use of fewer electronic components also results in low power consumption.

The main circuit of an RFM is a 4-bit RD stage, which uses PIN diodes to switch between states to achieve the 4-bit readout. The RFM does not provide an instantaneous readout like traditional IFMs [3-4], since it should switch between states before identifying the incoming signal. The switching time depends on the switching speed of the PIN diode used, which is 10ns.

II. Design Concept

A component diagram of the proposed RD is shown in Fig. 3. The device is formed by using a pair of wideband power dividers, two Single pole, Quadruple Throw (SP4T) switches, a reference line (l_0) and 4 delay lines (l_1 , l_2 , l_3 and l_4) with their respective phase shifts $\theta_0(\tau_0)$, $\theta_1(\tau_1)$, $\theta_2(\tau_2)$, $\theta_3(\tau_3)$ and $\theta_4(\tau_4)$, where τ is the delay of the line.

The RD switches between four states, starting with delay line l_1 (state 1) and ending with delay line l_4 (state 4). The four delay lines are selected using the SP4T switches. The four delay lines are combined with the reference line to form a state of the RD.

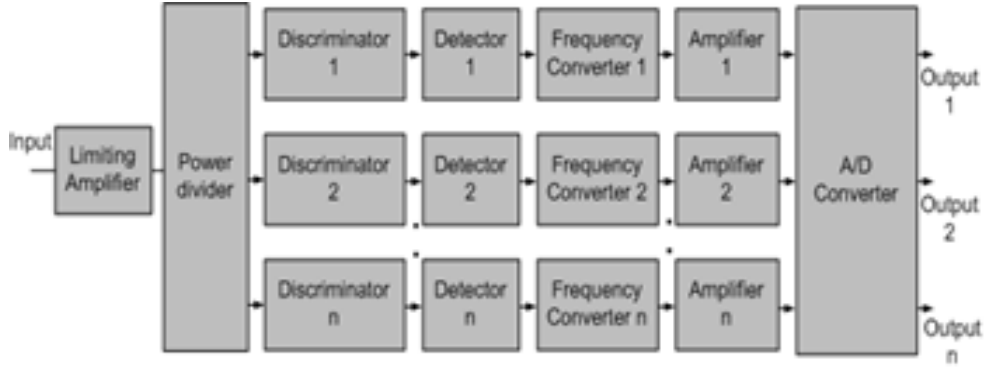


Fig. 1 Block diagram of a conventional IFM receiver.

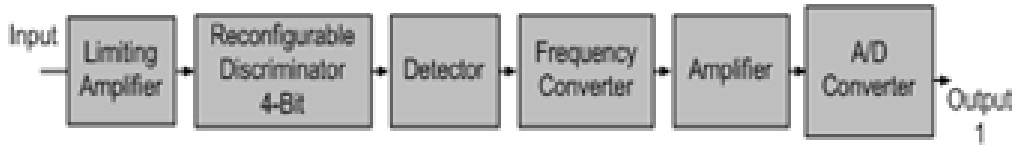


Fig. 2 Block diagram of a reconfigurable FM receiver.

The reference line is the same for the four states of the device. The resulting combined signals are defined by (1)

$$S_{0n}(t) = \sin\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_0 + \tau_n)}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega(\tau_n - \tau_0)}{2}\right) \quad (\text{E.1})$$

where $s_{0n}(t)$ is the combined output signal, ω is the carrier angular frequency of the input signal, τ_0 and τ_n are the delays of the reference line and delay lines ($n=1, 2,3,4$), respectively.

At times t_0, t_1, t_2 , and t_3 , the four combined signal have a phase $\Theta_{01}(\tau_0, \tau_1)$, $\Theta_{02}(\tau_0, \tau_2)$, $\Theta_{03}(\tau_0, \tau_3)$, and $\Theta_{04}(\tau_0, \tau_4)$, respectively.

III.4-Bit Discriminator Design

The core of an RFM device is formed by a reference line (l_0), which has a length of $\lambda_g/2$ and four delay lines (l_1, l_2, l_3, l_4) with lengths of $\lambda_g, 3\lambda_g/2, 2\lambda_g$ and $5\lambda_g/2$, respectively. λ_g is the guided wavelength at 2.5 GHz, the center frequency of the device. The RFM is a two port device that can produce a 4 bit output to identify an unknown signal, after the SPQT switches sweep all four lines l_1, l_2, l_3, l_4 at t_0, t_1, t_2 and t_3 , respectively.

IV. Device Fabrication and operation

The RD device shown in Fig. 4 was fabricated using a LPKF Protolaser S machine to pattern an Arlon AD1000 substrate, with a dielectric constant of 10.2 and a loss tangent of 0.0023. Each power divider uses two resistors of 100 Ω and 220 Ω to achieve a good impedance match over the 1 to 4 GHz band. The SP4T switches use BAR 50-02V diodes by Philips Semiconductors. A single diode has an insertion loss of 0.1425 dB and an isolation of -9.32 dB at the frequency of 2.5 GHz. The diode can handle a maximum RF signal power of 30.17 dBm, limited by its power dissipation capability of 250 mW and a serial resistance of 3 Ω for a bias current of 10 mA.

Switch 1 is implemented by 6 diodes, namely diode 1 (D1) through diode 6 (D6), a close-up to switch 1 is shown in Fig. 4b. Similarly, switch 2 is implemented by 6 diodes, from diode 7 (D7) through diode 12 (D12), (see Fig. 4). Both switches use choke inductors with a self-resonance at 1.7 GHz to isolate the bias circuitry from the microwave circuit. A 100 Ω resistor in series with the choke inductor provides a 10 mA current to the diodes using a 1 V bias source. Both switches include two 100 nF broad band capacitors as DC blocks, in order to achieve the diode polarizations required for

operating the device. The 12 bias ports are shown in Fig. 4, with labels starting with DC 1 and ending with DC 12.

Table 1 shows the bias required for each diode to select the different delay lines (l_1 to l_4) of the design, corresponding to the four states of the RD. Fig. 5 shows the PIN diode equivalent circuit models obtained from measurements, and used in simulations using Momentum. These models were obtained from measurements, and used in simulations using Momentum.

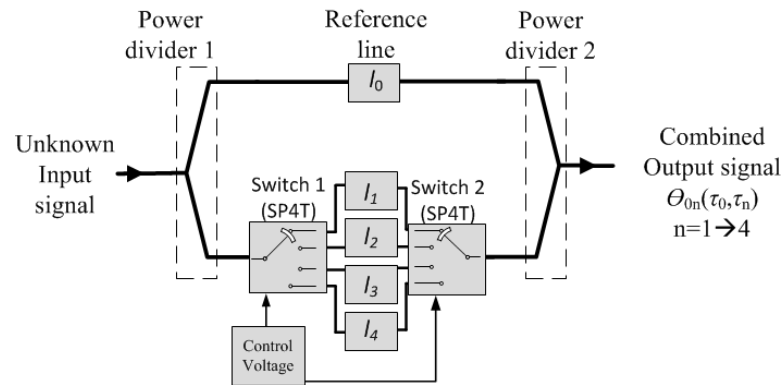
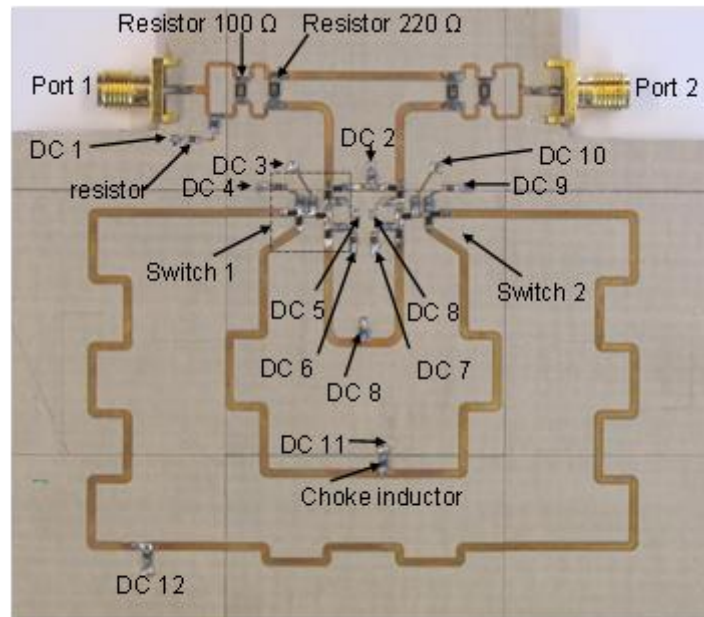
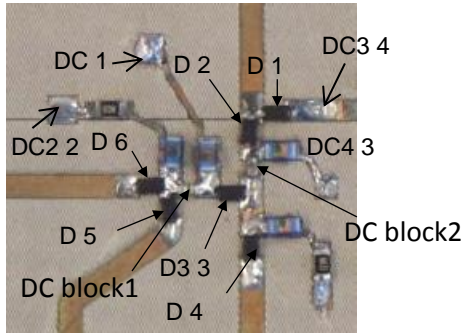


Fig. 3. Component diagram of the RD



(a)



(b)

Fig. 4. Photograph of the fabricated circuit, (a) RD device, and (b) close-up to switch 1.

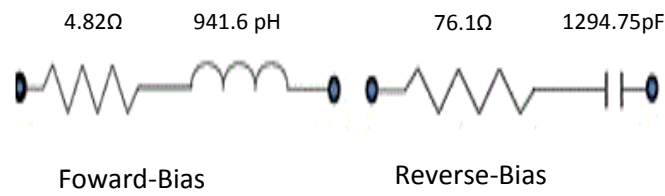


Fig. 5. PIN Diode equivalent circuit models

Table 1. Diode biasing for each state

Line	Switch 1						Switch 2					
	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	D ₉	D ₁₀	D ₁₁	D ₁₂
l ₁	FB	RB	FB	RB	FB	RB	FB	RB	FB	RB	FB	RB
l ₂	RB	FB	FB	RB	FB	RB	RB	FB	FB	RB	FB	RB
l ₃	RB	FB	RB	FB	FB	RB	RB	FB	RB	FB	FB	RB
l ₄	RB	FB	RB	FB	RB	FB	RB	FB	RB	FB	RB	FB

FB=Forward-Bias, RB = Reverse-Bias

V. Results and discussion

Fig. 6 shows the simulated and measured transmission signal for each of the four discrete states of the RD device. Each of these responses corresponds to a bit for signal identification in an RFM receiver. The measurements were done with an Agilent PNA Network Analyzer model E8361A after a SOLT calibration.

In an RFM receiver, analogue to digital conversion takes place after the RD stage. By setting a threshold, it is possible to define the bits to be recovered from the analogue signals generated by the RD. By combining all the digital outputs generated by the RD, an unknown signal can be identified into a slot defined by the resolution of the receiver. For a four bit design, using the RD presented in this paper, the resolution is 187.5 MHz. The RD resolution is defined by [3]

$$f_R = BW / 2^N \quad (\text{E.2})$$

where BW is the frequency range and N is the number of bits of the RD.

Fig. 6 shows the analogue signal produced by each discriminator. The signals start with the most significant bit, generated when l_1 is selected (see Fig. 6a) and ends with the less significant bit, generated when l_4 is selected (see Fig. 6d).

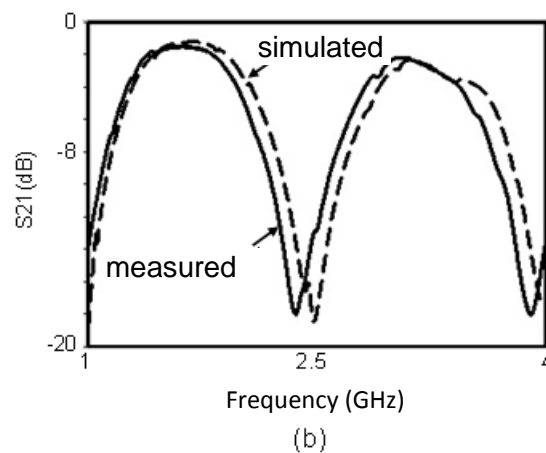
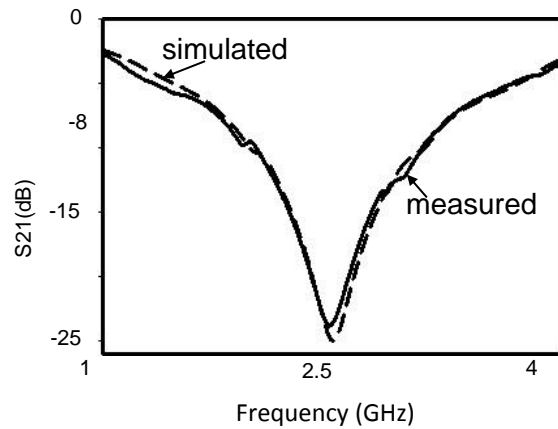
The simulated and measured responses agree well, however there is a slight frequency shift of 27.96 MHz for state 1, 112.17 MHz for state 2, 65.84 MHz for state 3 and 50.59 MHz for state 4. This shift might be due to a slight dielectric constant variation of the substrate.

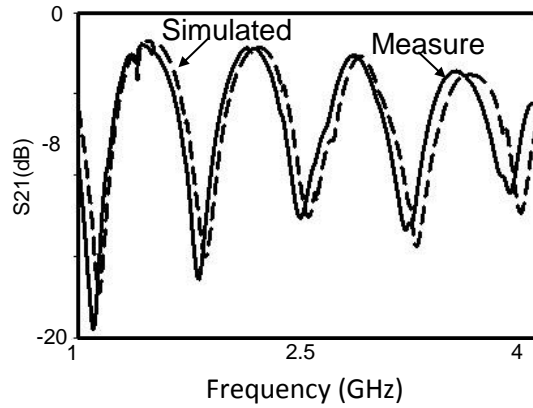
The bits identified by the circuit are processed in series, and stored in a buffer. Transient ripples observed while switching from state to state do not affect the reading of the bits.

VI. Conclusion

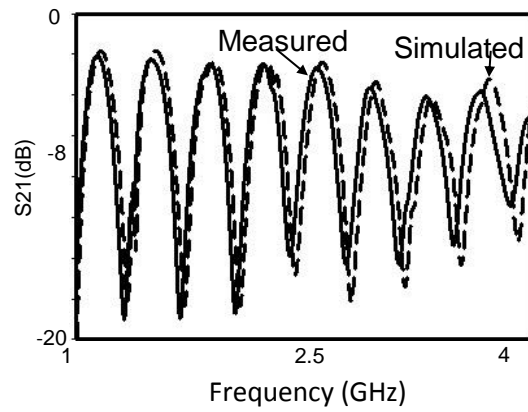
The RD presented in this paper is a two-port device, which allows the use of less electronic components compared with conventional IFM implementations. The device consumes 40 mW to operate, and conforms the core part of an RFM receiver. The RFM can handle a maximum RF power signal of 30.17 dBm, which is limited by the PIN diode.

The design switches between four delay lines, which are combined with the same reference line to achieve four discriminator states for serial frequency identification. The new design looks promising.





(c)



(d)

Fig. 6. Simulated and measured transmission for each RD state. (a) state 1 (delay line l_1 is selected), (b) state 2 (delay line l_2 is selected), (c) state 3 (delay line l_3 is selected) and (d) state 4 (delay line l_4 is selected).

Acknowledgment

This work was supported by CNPq of Brazil (ref. 560665/2010), a scholarship from CONACyT, Mexico (ref. 215485), the National Research Foundation of Korea (NRF-2013K2A1A2049144), and MINECO of Spain (ref. PIB2010BZ-00585)

References

- [1] East, P. W.; "Fifty years of instantaneous frequency measurement", IET Radar, Sonar, and Navigation, Vol. 6, No. 2, pp. 112-122, 2012.
- [2] Collins J. H. and Grant P.; "A Review of Current and Future Components for Electronic Warfare Receivers" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 29, No. 5, May 1981, pp. 395-403.
- [3] De Souza; M. F. A.; Silva, F. R. L.; de Melo, M. T.; and Novo L. R. G. S. L.; "Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, No. 9, September 2009, pp. 2224-2231.
- [4] Pandolfi C.; Fitini E.; Gabrielli G.; Megna E.; Zaccaron A.; "Comparison of Analog IFM and Digital Frequency Measurement Receivers for Electronic Warfare", European Radar Conference (EuRAD), 2010.

F1

***A Comparison
Between Fixed and
Reconfigurable
Frequency
Measurement Circuits***

**Espinosa-Espinosa Moisés, Llamas-Garro Ignacio, de
Oliveira Bruno G. M., de Melo Marcos. T., and Jung-
Mu Kim.**

International Conference paper

Proceedings of International Symposium on Information Technology
Convergence (ISITC), 30-31 October 2014, Jeonju (Korea).

Abstract

In this paper a comparison between fixed and reconfigurable circuits used for frequency measurement is provided. 4-bit circuit topologies are used for the comparison.

Frequency measurement circuit topologies include delay line and filter based configurations. This paper reviews both type of topologies and compares the fixed versions with a switched delay line reconfigurable implementation. All topologies are designed to produce the same 4 bit output that identifies an unknown signal; the differences between the designs are highlighted.

I. Introduction

Instantaneous Frequency Measurement (IFM) receivers are widely used for electronic Warfare (EW) because they can identify with accuracy the frequency of an unknown RF signal [1, 2]. The core of an IFM receiver is an interferometer, which allows frequency identification through a set of parallel outputs.

Fig. 1a shows a fixed IFM topology. This topology has one input port and multi-output ports, resulting in a parallel system with instantaneous readout. A conventional IFM is formed by n -branches that produce n -bits. Each branch has a discriminator, a detector and an amplifier [3, 4].

Fig. 1b shows a Reconfigurable Frequency Measurement (RFM) topology [5, 6], recently published by the authors. An RFM is a two-port device which provides a series output, and does not provide an instantaneous readout, compared with conventional IFM implementations. The RFM topology is formed by only one branch, resulting in a device with reduced size and lower power consumption when compared to conventional frequency measurement systems [3,4], due to the use of less components.

II. Operating Principle of an Interferometer

A 4bit-Interferometer based on delay lines contains four discriminators, each discriminator is formed by two transmission lines; a reference line (τ_0) and a delay line ($\tau_{1...n}$), as shown fig. 2. At the input port of discriminator 1; the power divider splits the unknown RF input signal in two. A signal flows down the reference line with a delay τ_0 .

The signal also flows down the delay line 1 with a delay τ_1 . Finally, at the output port, both signals are added to produce a combined signal 1 which will be a bit for frequency identification after the detection and analogue to digital conversion process. Likewise, combined signals 2, 3 and 4 are produced. The combined signal for each discriminator is defined by eq. (1)

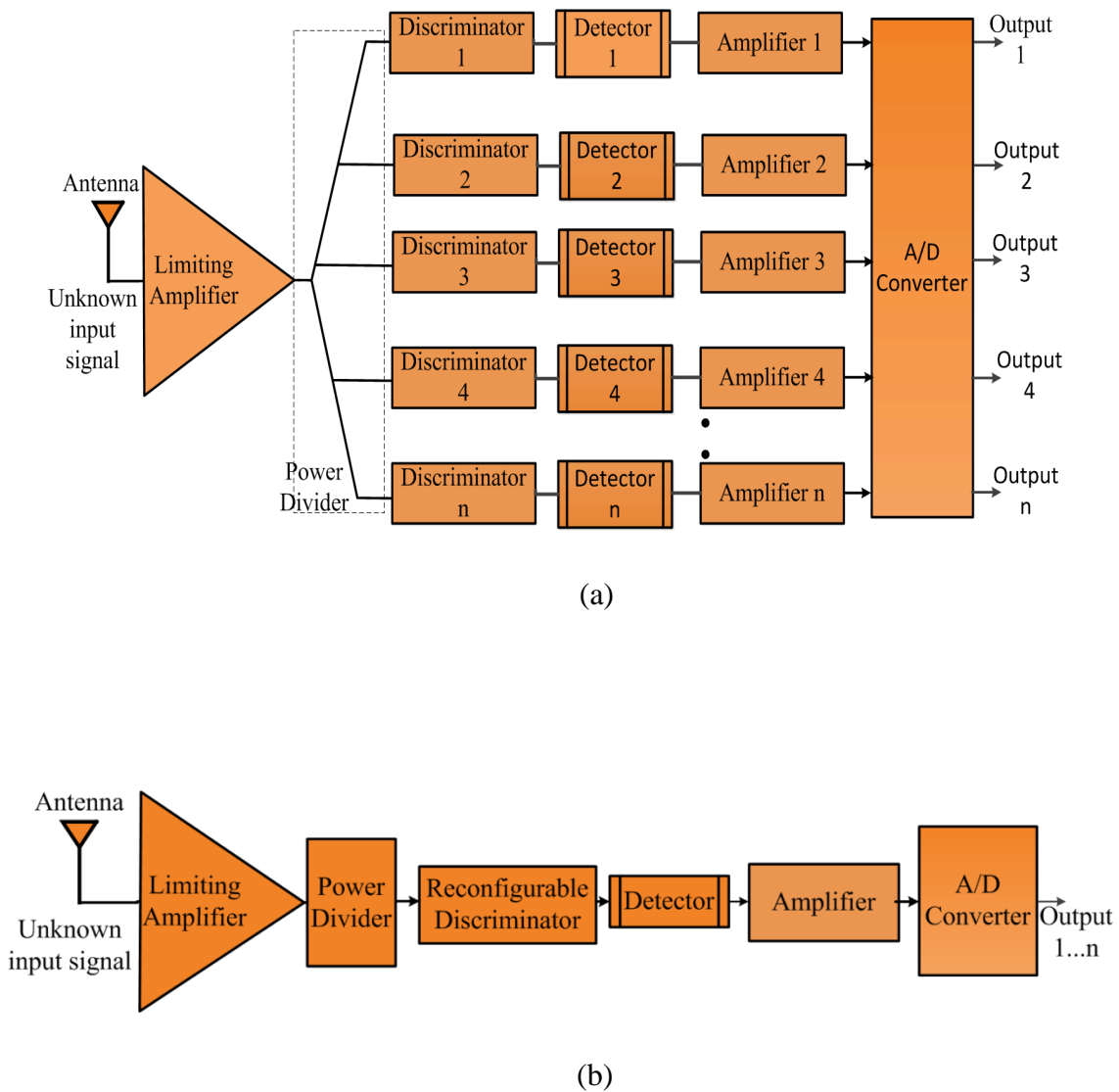


Fig. 1 Block diagram of frequency measurement receivers, (a) fixed design
(b) Reconfigurable design.

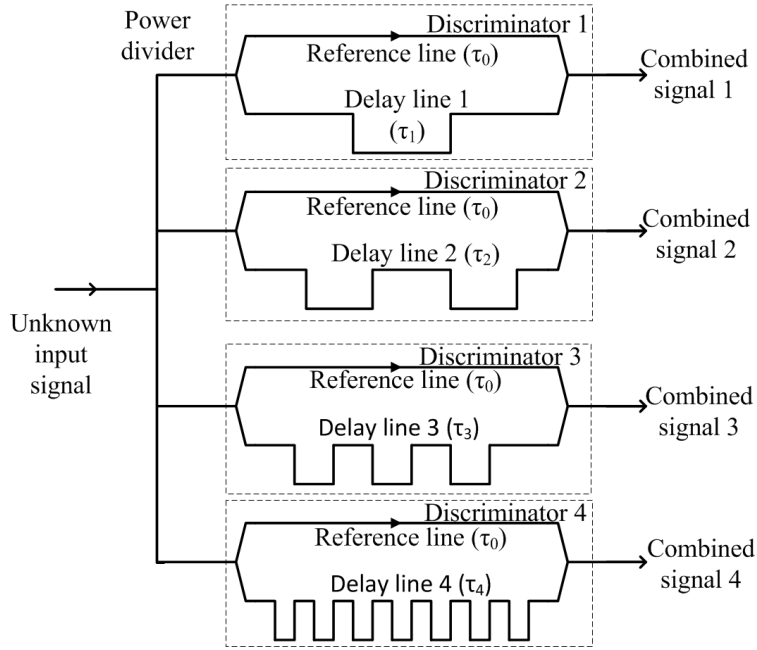


Fig. 2 Topology of a 4bit-Interferometer.

$$S_{on}(t) = \sin\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_0 + \tau_n)}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega(\tau_n - \tau_0)}{2}\right) \quad (\text{E.1})$$

where $S_{on}(t)$ is the output combined signal, ω is the carrier angular frequency of the input signal, τ_0 and τ_n are the delays of the reference line and the n th-delay line, respectively. From (1), the expression for frequency resolution of the system [3] can be obtained as

$$f_R = \frac{1}{2^{n+1} \Delta \tau_{\min}} \quad (\text{E.2})$$

where $\Delta \tau_{\min}$ is the maximum delay gradient of the system. The resolution depends on the longest delay.

Discriminators based on band stop filters [7] are designed using the well-known methods in [8], where resonators are placed near a transmission line to de-couple electromagnetic energy from a main transmission line, while other frequencies are able to go through the main transmission line. The frequency response obtained allows defining bits for frequency measurement.

III. Frequency Measurement Designs

The interferometer as the core part of a frequency measurement apparatus is described in this section. A description of fixed and reconfigurable interferometer designs is presented. First a description of two fixed designs, one based on delay lines, and a second one based on band stop filters is provided. Finally a reconfigurable architecture is described.

A. Fixed interferometer design based on delay lines.

Fig. 3a shows a fixed interferometer based on delay lines. The topology contains three power dividers and four discriminators.

Each discriminator provides a bit for frequency identification after the detection and conversion processes. Discriminator 1 produces the least significant bit, and discriminator 4 produces the most significant bit. The topology contains a reference line (l_0) which has a length of $\lambda_g/2$, and four delay lines (l_1, l_2, l_3, l_4) which have lengths of $\lambda_g, 3\lambda_g/2, 2\lambda_g$ and $5\lambda_g/2$, respectively. λ_g is the guided wavelength at 2.5 GHz.

B. Fixed Interferometer design based on Multi-Band-Stop Filters

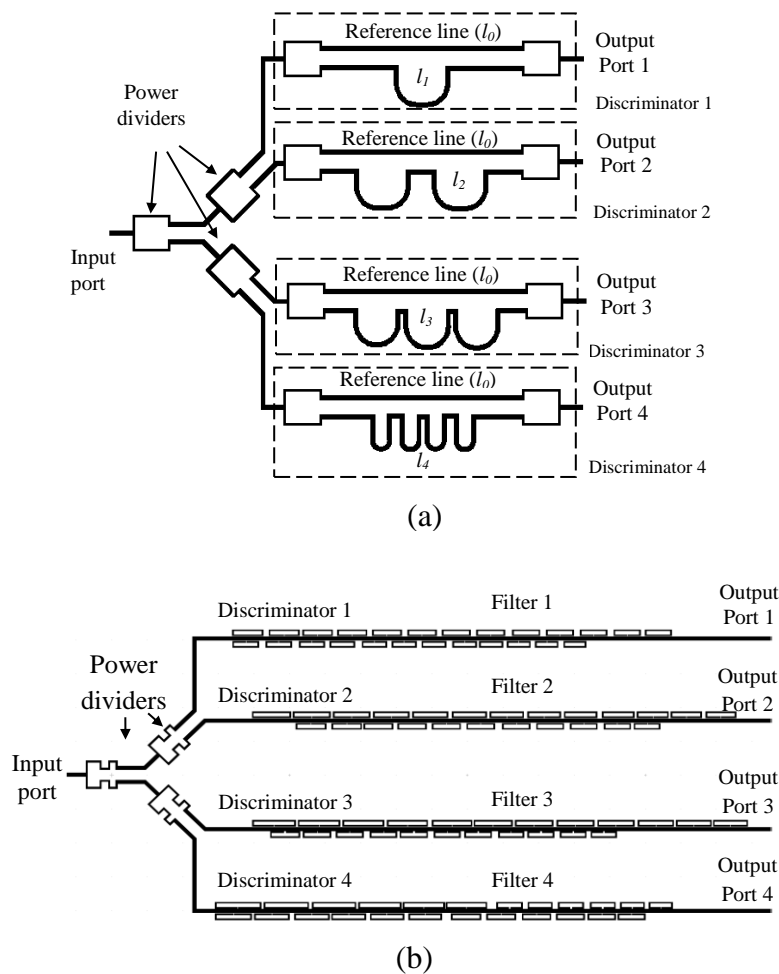
Fig. 3b shows a topology based on Multi-Band-Stop Filters (MBSF). Three wideband power dividers are integrated with four MBSF on the same dielectric to produce a 4-bit IFM subsystem [7]. In the design, each filter produces 1 bit. The filters are formed with rectangular open-loop resonators which have a $\lambda_g/2$ length, these resonators are then coupled to a main transmission line to produce the frequency response that allows frequency identification. The interferometer shown in fig.3b was fabricated on an ARLON AD1000 substrate with a dielectric constant of 10.2, loss tangent of 0.0023, conductor thickness of 0.035 mm, and dielectric thickness of 1.27 mm. The thinnest line width is 0.5 mm. Two SMD resistors of 100 Ω and 220 Ω were used on each power divider to achieve a good impedance match over the band of interest. All ports of interferometer present an impedance of 50 Ω .

C. Reconfigurable interferometer based on delay lines.

Fig. 3c shows the reconfigurable interferometer topology. The device is formed by using a pair of wideband power dividers, two Single Pole, Quadruple Throw (SP4T) switches, a reference line (l_0) which has a length of $\lambda_g/2$ and four delay lines (l_1, l_2, l_3, l_4) which have lengths of $\lambda_g/2, \lambda_g, 3\lambda_g/2, 2\lambda_g$ and $5\lambda_g/2$, respectively [6].

Each SP4T Switch contains six PIN diodes and a bias network. The bias network uses choke inductors with a self-resonance at 1.7 GHz, in series with a 100 Ω resistor to provide a 10 mA current to the diodes using a 1 V bias source.

The device in Fig. 3c is fabricated on an Arlon AD1000 substrate (which allows a direct comparison with the design described in section III.B). Each power divider uses two resistors of 100 Ω and 220 Ω . The SP4T switches use BAR 50-02V diodes by Philips Semiconductors. A single diode has an insertion loss of 0.1425 dB and an isolation of -9.32 dB at the frequency of 2.5 GHz.



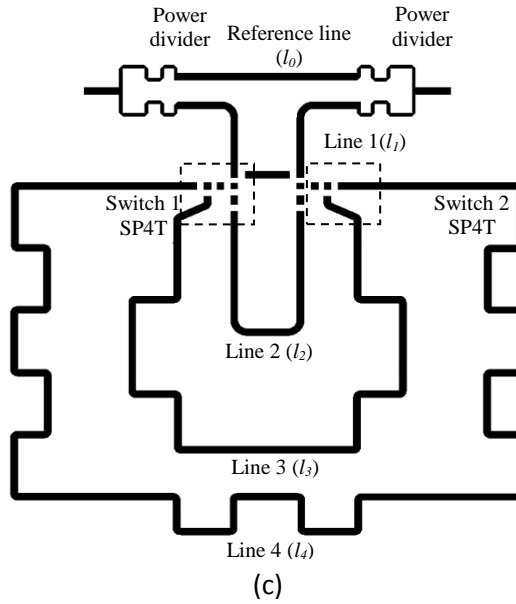


Fig. 3. Interferometer topologies, (a) Fixed design based on delay lines, (b) Fixed design based on multi-band-stop filters, and (c) Reconfigurable design based on SP4T switches and delay lines.

VI. Comparison Between 4-bit Interferometer Topologies.

Fig. 3 shows the three 4-bit Interferometer topologies to be compared. Fig. 3a shows a conventional interferometer topology based on delay lines and power dividers [1]. Fig. 3b also shows a conventional topology implemented with MBSF.

Each discriminator is formed by a MBSF formed by open-loop resonators, coupled to a transmission line [7]. Fig. 3c shows a reconfigurable interferometer formed with four delay lines, power dividers and two SP4T switches [6].

Table 1 shows a comparison between the three 4-bit interferometer topologies, all designs operate from 1-4 GHz. The comparison is made in terms of resolution, power consumption, dimension, and other characteristics.

Fixed interferometers provide an instantaneous readout, due to the 4 port, parallel outputs, where each discriminator corresponds to a bit.

The reconfigurable design exhibits advantages over the fixed topologies. The reconfigurable design is a two-port device, which produces the 4-bit output in series, after the SP4T switches sweep through the delay lines l_1, l_2, l_3, l_4 in times t_0, t_1, t_2 and t_3 ,

respectively. The reconfigurable design, compared to the fixed counterpart, presents a reduced size, in a relation 3:1, and flexible design scalability, allowing the adjustment of the system resolution easily.

Reconfigurable frequency measurement devices (see fig. 1b) need fewer electronic components, such as the use of a single limiting amplifier, a detector and A/D converter, resulting in low power consumption with a low cost implementation, compared to the fixed frequency measurement receivers (see fig.1 a).

V. Result and Discussion

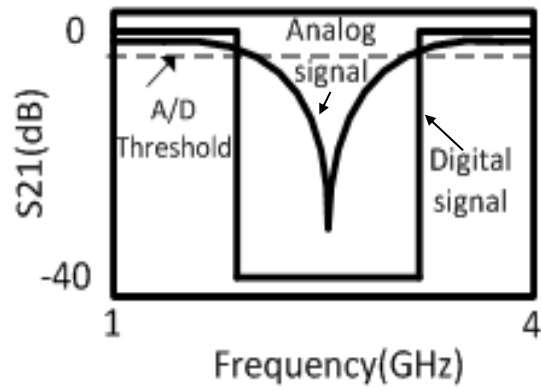
Fig.4 shows the ideal transmissions produced by all three topologies shown in fig 3, and their corresponding digital waveform.

A threshold is set up in the A/D converter stage of the subsystem to produce the digital waveforms, according to the analog signals. Fig. 4a shows the analog and digital signals corresponding to the least significant bit, generated by discriminator 1 of the designs, while the waveforms in fig. 4d correspond to the most significant bit generated by discriminator 4 of the designs. The waveforms in figs 4 b and c correspond to the bits generated by discriminators 2 and 3 of the designs.

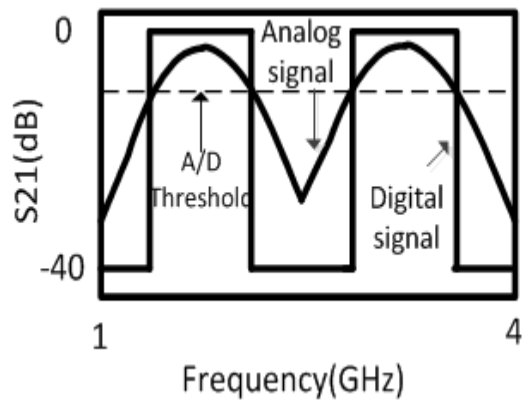
The combination of all bits (see fig 4) produced by each interferometer topology defines the frequency of the unknown input signal, by assigning it into a slot, defined by the resolution of the system, e.g. according to eq. 2.

VI. Conclusion

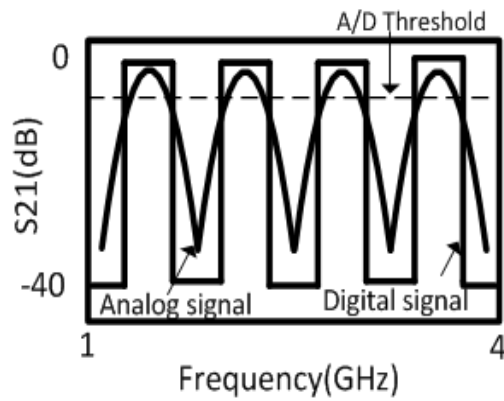
In this paper, we describe fixed and reconfigurable interferometers, which are the core of frequency measurement receivers. A comparison is made between the presented topologies; the reconfigurable design shows advantages over the fixed topologies, like small size and low power consumption of the overall system.



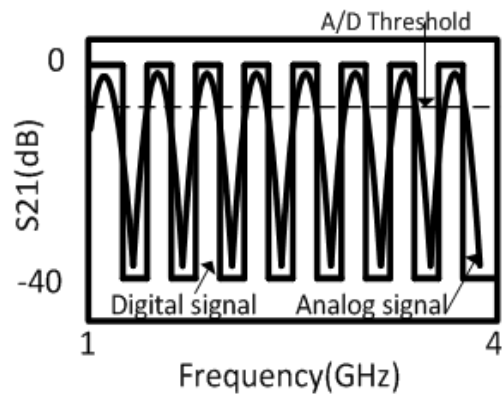
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 4. Ideal analog and digital signals produced by each discriminator of the topologies

shown in fig. 3. (a) response of discriminator 1, (b) response of discriminator 2 (c) response of discriminator 3 (d) response of discriminator 4.

Table 1. Comparison between 4-bit Interferometer topologies

Type of System	Frequency Bandwidth (GHz)	Calculated Resolution (MHz)	Power		Technology	No. Discriminator /No Bits	Response time	Implementation of Discriminators	Dimensions (mm)	reference
			Consumption by Discriminator	(mW)						
Reconfigurable (switched delay lines)	1-4	187.5	53		Microstrip	1/4	10ns	based on delay lines and SP4T switches	45 x 65	[6]
Fixed (MBSF)	1-4	62.5	0		Microstrip	4/4	Instant	Open-loop resonator based bandstop filters	199 x 113	[7]
Fixed (delay lines)	1-4	187.5	0		Microstrip	4/4	Instant	based on delay lines	180 x 120	[1]

Acknowledgments

This work was supported by the North Atlantic Treaty Organization (NATO/OTAN), project SfP 984809. Part of this work has been supported by the Generalitat de Catalunya under grant 2014 SGR 1551, Spanish Ministry of Economy and Competitiveness projects PIB2010BZ-00585, TEC2012-39143 and a scholarship from CONACyT, Mexico, ref. 215485.

References

- [1] East, P. W.; "Fifty years of instantaneous frequency measurement," IET Radar, Sonar, and Navigation, Vol. 6, No. 2, pp. 112-122, 2012.
- [2] Collins J. H. and Grant P.; "A Review of Current and Future Components for Electronic Warfare Receivers" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTR-29, No. 5, May 1981, pp. 395-403.
- [3] De Souza; M. F. A.; Silva F. R. L.; de Melo M. T.; and Novo L. R. G. S. L.; "Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, No. 9, September 2009, pp. 2224-2231.

-
- [4] Pandolfi C.; Fitini E.; Gabrielli G.; Megna E.; Zaccaron A.; “Comparison of Analog IFM and Digital Frequency Measurement Receivers for Electronic Warfare”, Proceeding of the 7th European Radar Conference (EuRAD), Paris, France, 30 Sept. – 1 Oct., 2010, pp.232-235.
- [5] Espinosa-Espinosa M.; De Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I. and de Melo M. T.; “2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device”. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 24, No. 8, Aug. 2014, pp. 569-571.
- [6] Espinosa-Espinosa M.; Llamas-Garro I.; De Oliveira B. G. M.; de Melo M. T. and Kim Jung-Mu; “4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency Measurement.” European Microwave Conference (EuMC), Roma, Italy, 5-10 Oct., 2014.
- [7] De Oliveira B. G. M.; de Melo M. T.; Llamas-Garro, I. and Espinosa-Espinosa, M.; “Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters”. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), Sendai, Japan, 4-7 Nov, 2014.
- [8] Hong J.-S. and Lancaster M. J.; “ Microstrip Filters for RF/Microwave Applications,” New York, USA, John Wiley & Sons Inc. 2001.

“This page intentionally left blank”

G1

Integrated

Instantaneous

Frequency

Measurement

Subsystem Based on

Multi-Band-Stop Filters

**de Oliveira Bruno G. M., de Melo Marcos T., Llamas-Garro Ignacio, Espinosa Moisés, de Oliveira M.R.T,
and de Oliveira E.M.F.**

International Conference Paper

Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference (APMC), 4-7
November 2014, Sendai (Japan).

ABSTRACT: A 4 bit instantaneous frequency measurement (IFM) subsystem operating in the 1.500-4.660 GHz frequency band has been developed based on multi-band-stop filters. The design instantaneously detects the incoming signal which is then associated to one of the 16 sub-bands. Design, simulation and measurement of the device are presented in this paper, where a good agreement between simulations and measurements was obtained.

I. Introduction

Instantaneous Frequency Measurement (IFM) receivers have been used for wideband monitoring of radar environments in naval, airborne and ground-based Electronic Support Measures (ESM) systems worldwide in the last 50 years [1]. Their importance is such that many countries have developed their own IFM technology for applications in Defense and Electronic Warfare (EW) systems. Inside IFM receivers, frequency discriminator circuits are found. The discriminators are generally interferometers composed of delay lines and power dividers, where delayed signals are compared with the original signal to identify the instantaneous frequency of an input RF/Microwave signal. Many techniques were developed to solve the simultaneous and complex signal problems of basic digital IFM. Nowadays digital IFM based systems are able to also measure bearing, amplitude and pulse width [2] – [9].

Discriminator circuits of a digital IFM implemented with microstrip multi-band-stop filters based on open-loop resonators to obtain signals similar to those supplied by the interferometers, were presented [10]. A 3-dB microstrip power divider was also developed to integrate those multi-band-stop filters [11]. This work presents the integration of multi-band-stop filters and power dividers in the same dielectric substrate, in order to implement a 4-bit digital IFM subsystem operating in the 1.5–4.66 GHz frequency band.

II. Design and Fabrication

A power divider network composed of three power dividers is integrated with four multi-band-stop filters on the same dielectric substrate is showed in Figure 1. Rectangular microstrip open-loop resonators were chosen to design the filters that

compose the IFM subsystem. The frequency response of these resonators presents a narrow rejection-band and wide pass-band with first spurious response out of the working band. The resonators were placed near to a $50\ \Omega$ microstrip transmission line, which was designed with aid of a quasi-TEM approximation. The resonance frequency is adjusted by changing the length of the resonator, which must be approximately a half-wavelength long at the design frequency. The coupling gap, distance between the resonator and the main transmission line, is responsible for the fine tuning in the resonant frequency and the degree of decoupled energy from the main $50\ \Omega$ transmission line. This distance also affects the bandwidth of the reject-band. The line width for the resonators was fixed to 0.5 mm and the optimum coupling distance between resonators was obtained using full-wave electromagnetic (EM) simulation.

The power divider network was composed of three 3-dB microstrip power dividers, as one can see in Figure 1. The 3-dB microstrip power divider is a broadband three-port TEM-mode hybrid with two sections. Frequency and band of operation were adjusted by changing the length of the sections using full-wave EM simulation. Two SMD resistors were added to match port impedances. Full-wave electromagnetic simulations were carried out for the entire device using Agilent ADS Momentum Software.

The device was fabricated by a LPKF protolaser S Machine on an Arlon substrate with dielectric constant of 10.2, loss tangent of 0.0023, dielectric thickness of 1.27 mm and conductor thickness of 0.018 mm. Device's overall dimensions are as small as 199 mm x 113 mm, and the thinnest line width is 0.5 mm. All port impedances (input port and output ports) are $50\ \Omega$ and two SMD resistors of $100\ \Omega$ and $220\ \Omega$ were used on each 3-dB power divider, as one can observe in left inset of Figure 1.

III. Results and Discussions

Simulated and measured results for insertion loss in dB are observed in Figures 2 and 3, respectively. Measurements were realized using an Agilent E8361A PNA Network Analyzer. Port 1 is the input port and Ports 2, 3, 4 and 5 are the output ports as illustrated in Figure 1. Port 2 relates to Bit 1, Port 3 relates to Bit 2, and so on.

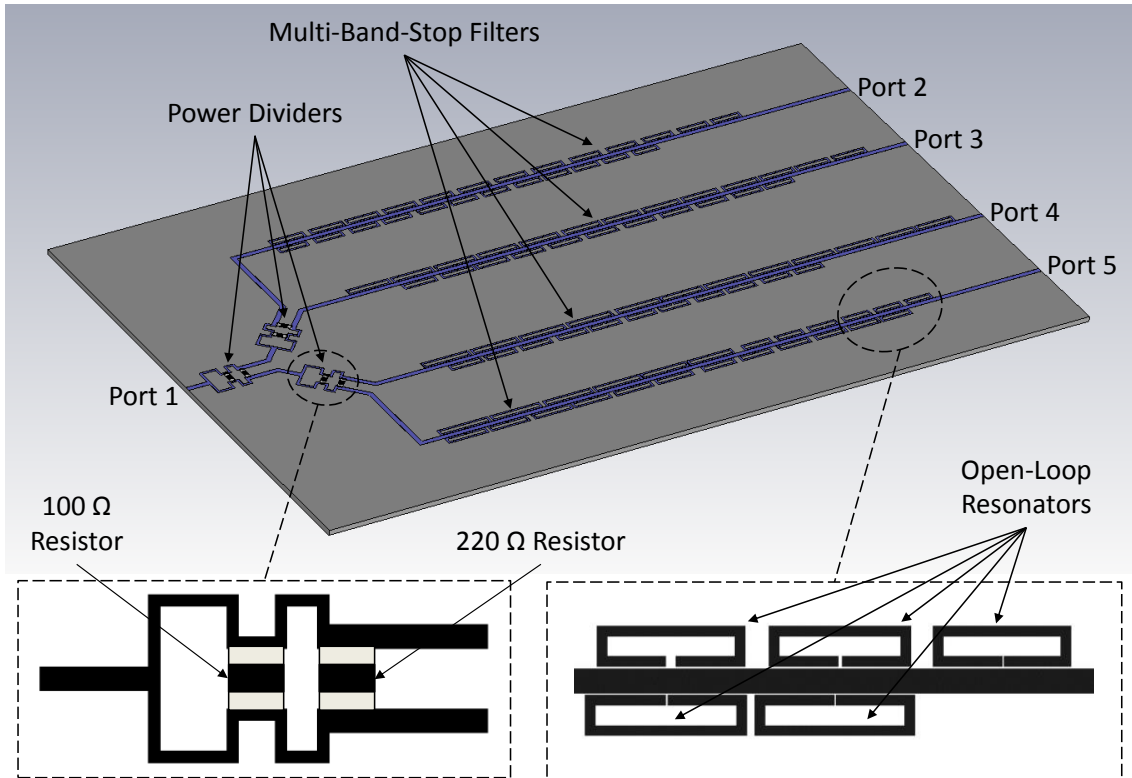


Figure 1 – Integration of four multi-band-stop filters using power dividers on the same dielectric substrate (the dashed line boxes show close ups of one power divider and a section of a multi-band-stop filter).

Simulated and measured results are in good agreement except for a typical 350 MHz frequency shift. This frequency shift may be attributed to several reasons. Usually it may not only be one reason, but a superposition of more than one. The first reason may be due to some unexpected data cut-off from simulation. This can be avoided, decreasing the size of the cell, which in turn, increases the simulating time as a consequence. The second one may be attributed to the dielectric permittivity tolerance presented by the PCB manufacturer of the substrate over the range of frequency considered in the design. For the third one, the following fact should be considered. A symmetrical doubly loaded resonator has the relation, as in [12]

$$\left(Q_e \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 = \frac{1}{|S_{21}|^2} - 1, \quad (\text{G.1})$$

where $Q_e = \omega_0 C/G$ is the external quality factor for a single loaded resonator, and G should be seen as the external conductance attached to the lossless LC resonator. In

practice, cable connections may change Q_e , causing a frequency shift. Despite the frequency shift, the presented results demonstrate the potential application of the design as a 4-bit IFM subsystem with an operating frequency range from 1.500 to 4.660 GHz.

The output of each discriminator is then connected to a microwave detector. Analogue-to-digital (A/D) converters can be added, after the detectors, to Ports 2, 3, 4 and 5 and individually adjusted to provide the threshold level represented by the dashed lines in Figure 3. The 1-bit A/D converter receives the signal from the detector, and attributes “0” or “1” to the output to form the digital word for each frequency sub-band.

These values depend on the power level of the received signal. A limiter amplifier is normally used in the IFM input to control the signal gain, to increase sensitivity, and clean up the signal within the band of interest.

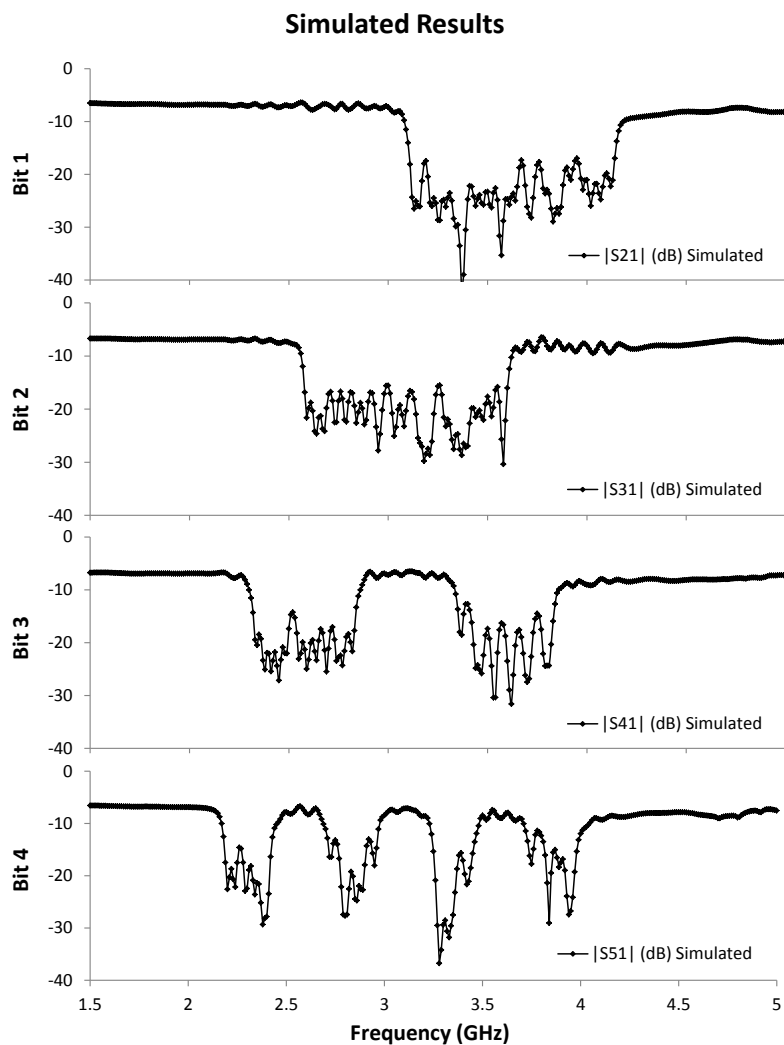


Fig. 2. Simulated results for the entire device (power divider network integrated to multi-band-stop filters)

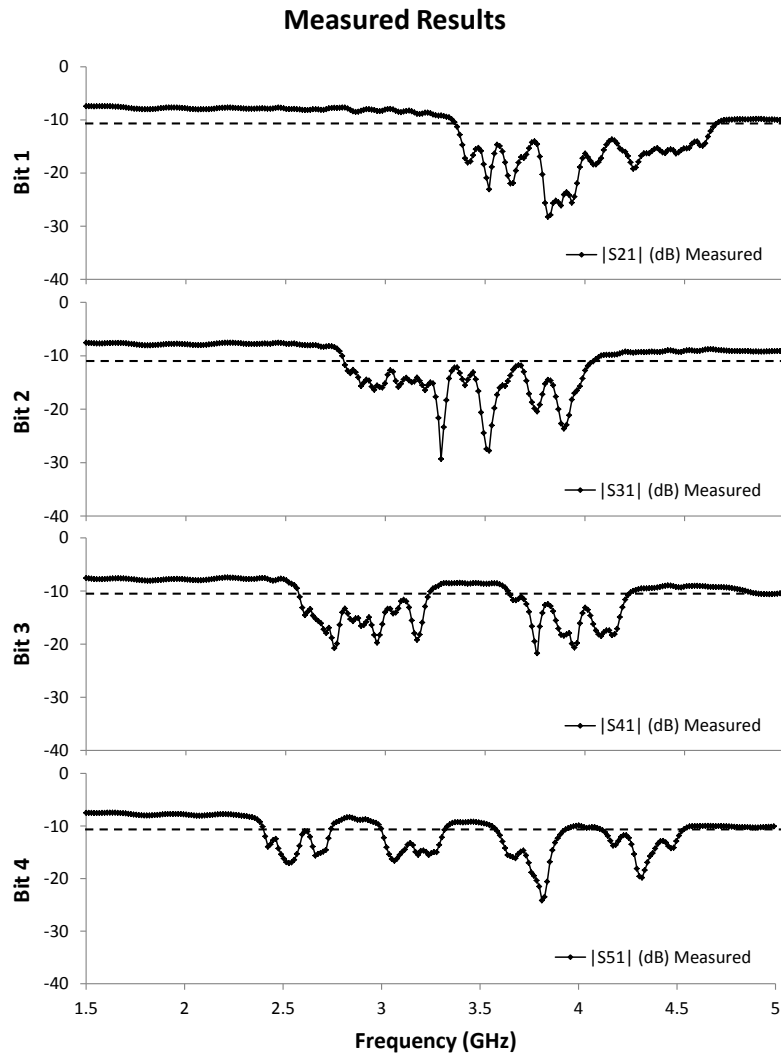


Fig. 3. Measured results for the entire device (the dashed lines in the plot are the A/D threshold levels).

For an input signal at Port 1 of 0 dBm (1 mW), the A/D converter of Port 2 is adjusted to a conversion value of -10.5 dBm, or -10.5 dB in $|S_{21}|$ showed in Figure 3 by the dashed line. On the similar way, the A/D converter of Port 3 is set to a conversion value of -11.7 dBm. The A/D converter of Port 4 is adjusted to a conversion value of -11.0 dBm. Finally, the A/D converter of Port 5 is set to a conversion value of -11.0 dBm.

The IFM subsystem can detect an incoming signal and allocate it in one of the 16 sub-bands, with resolutions ranging from 40 to 900 MHz in the 1.5–4.66 GHz operation band. Table I presents the digital outputs of the device, the readout sub-bands of this IFM subsystem, and the resolution of each sub-band. This IFM subsystem covers the entire S-band, requiring a limiter amplifier covering the 2–4 GHz band.

IV. Conclusion

A planar 4-bit IFM was designed, simulated, and measured for a frequency range from 1.5 to 4.66 GHz. Multi-band-stop filters were integrated with a power divider network on the same substrate. Instantaneously any unknown signal can be identified over the band of operation without the need for sweeping. Apart from the frequency shift, all measured results agree well with the simulations. The resolution can be improved, integrating more multi-band-stop filters with power dividers, increasing the number of quantization. This subsystem is a promising compact structure for the detection of unknown signals, including the entire S-band (2–4 GHz).

Table 1 – Digital outputs from measured data and the readout sub-bands of the IFM subsystem.

Digital Outputs from Measure				Readout Sub-band (GHz)	Resolution (MHz)
Bit 1	Bit 2	Bit 3	Bit 4		
1	1	1	1	1.500-2.400	900
1	1	1	0	2.400-2.570	170
1	1	0	0	2.570-2.740	170
1	1	0	1	2.740-2.790	50
1	0	0	1	2.790-3.000	210
1	0	0	0	3.000-3.220	220
1	0	1	0	3.220-3.310	90
1	0	1	1	3.310-3.350	40
0	0	1	1	3.350-3.590	240
0	0	1	0	3.590-3.630	40
0	0	0	0	3.630-3.920	290
0	0	0	1	3.920-4.020	100
0	1	0	1	4.020-4.130	110
0	1	0	0	4.130-4.210	80
0	1	1	0	4.210-4.530	320
0	1	1	1	4.530-4.660	130

Acknowledgement

This work has been supported by the CNPq-Brazil and Ministerio de Ciencia y Innovación-Spain under projects 560665/2010–5 and PIB2010BZ-00585, respectively.

References

- [1] East, P. W.; “Fifty years of instantaneous frequency measurement.” IET Radar, Sonar and Navigation, vol. 6, Iss. 2, pp. 112-122, 2012.
- [2] Pandolfi, C.; Fitini, E.; Gabrielli, G.; Megna, E. and Zaccaron; “A. Comparison of Analog IFM and Digital Frequency Measurement Receivers for Electronic Warfare.” Proceedings of the 7th European Radar Conference, pp. 232-235, 2010.
- [3] Helton, J.; Chen C.-I. H.; Lin D. M. and Tsui, J. B. Y.; “FPGA-Based 1.2 GHz Bandwidth Digital Instantaneous Frequency Measurement Receiver.” Proceedings of the 9th International Symposium on Quality Electronic Design, pp. 568-571, 2008.
- [7] Rutkowski, A. K. and Smolski, B.; “Identification of frequencies and amplitudes of microwave simultaneous signals by means of IFM methods.” 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, pp. 1-4, 2008.
- [8] Niu, J.; Fu S.; Xu K.; et al.; “Instantaneous Microwave Frequency Measurement Based on Amplified Fiber-Optic Recirculating Delay Loop and BroadBand Incoherent Light Source.” Journal of Lighthwave Technology, vol. 29, no. 1, pp. 78-84, 2011.
- [9] Zhou J.; Aditya S.; Shum P. P. and Yao J.; “Instantaneous Microwave Frequency Measurement Using a Photonic Microwave Filter with an Infinite Impulse Response.” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 10, pp. 682-684, 2010.

-
- [10] Lin D. M.; Liou L. L.; Benson S. and Chen H.; "Mono-bit Digital Chirp Receiver using mono-bit IFM Receiver as a core." Proceedings of the 2011 IEEE National Aerospace and Electronics Conference, pp. 348-351, 2011.
- [11] Li W.; Zhu N. H. and Wang, L. X.; "Reconfigurable Instantaneous Frequency Measurement System Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator." IEEE Photonics Journal, vol. 4, no. 2, pp. 427-436, 2012.
- [12] Gruchalla-Wesierski H.; Czyzewski M. and Slowik, A.; "The Estimation of Simultaneous Signals Frequencies in the IFM Receiver using Parametric Methods." 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, pp. 1-4, 2008.
- [13] Souza M. F. A.; Silva F. R. L. and Melo M. T.; "A Novel LSB Discriminator for a 5 bit IFM Subsystem Based on Microstrip Band-Stop Filter." Proceedings of the 38th European Microwave Conference, pp. 36-39, 2008.
- [14] Azevedo E. S.; Oliveira B. G. M. and Melo, M. T.; "Microstrip Power Divider for Integration of an Instantaneous Frequency Measurement System." SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, pp. 295-297, 2011.
- [15] Hong J. S. and Lancaster M. J.; "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," John Wiley & Sons, Inc., 2001.

“This page intentionally left blank”

H1

Reconfigurable

Frequency

Identification

Receivers

**Espinosa-Espinosa Moisés, Llamas-Garro Ignacio, de
Oliveira Bruno G. M., de Melo Marcos T., and Jung-
Mu Kim.**

International Conference Paper

Proceedings of 15th IEEE Mediterranean Microwave Symposium 2015
(MMS2015), November 30-December 2, 2015, Lecce (Italy).

Abstract— This paper presents a building block approach for the design of frequency identification receivers. The devices are based on a Reconfigurable Discriminator (RD) for frequency measurement, operating from 1 to 4 GHz. The RD is a two-port device used to identify the frequency of an unknown signal. The devices use RF switches, which are implemented with PIN diodes to select different bits used for frequency identification.

Introduction.

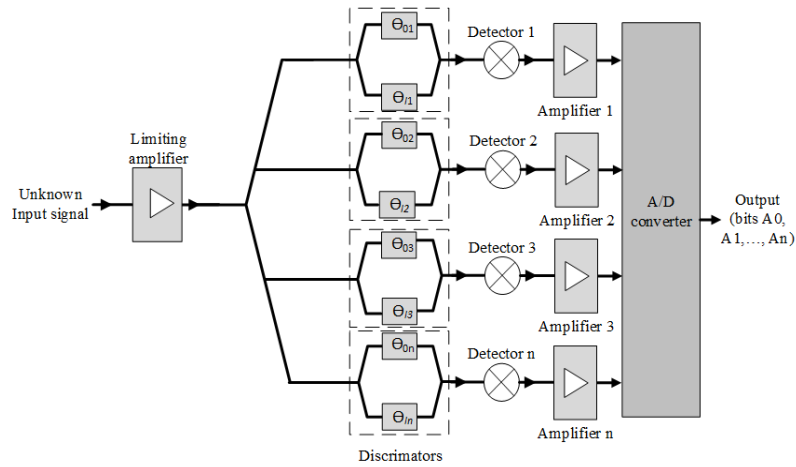
A conventional IFM receiver is shown in Fig. 1a, with an input and a set of parallel outputs to produce an instantaneous readout. Each branch corresponds to a bit for frequency identification, the IFM can be formed by n -branches to produce n -bits.

The branches of the IFM receiver include a discriminator, a detector, an amplifier, and analogue to digital (A/D) conversion [1,2]. Recently, Reconfigurable Frequency Measurement (RFM) has been introduced [3,4], with the objective of reducing the size and power consumption of conventional IFM receivers.

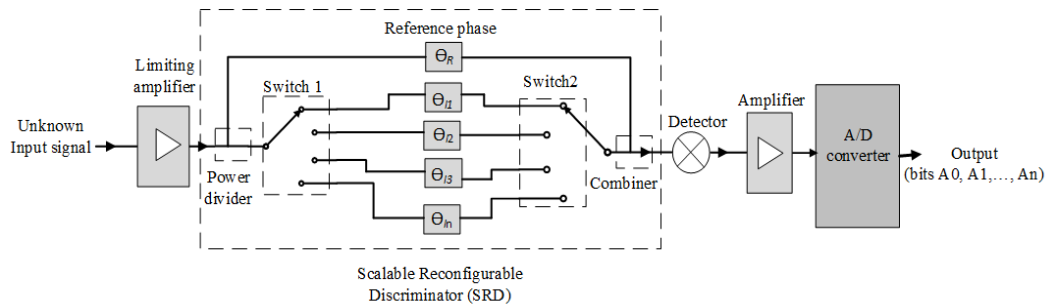
In this paper, details of the building blocks used to design the RFM circuits in [3,4] is provided. The building blocks include a power divider/combiner, Single Pole Double Throw (SPDT) and Single Pole Quadruple Throw (SPQT) switches, the results and details of each building block have not been published in previous work. Simulated and measured results for each building block is presented and finally the blocks are put together to form an RFM circuit for frequency identification, as shown in Fig 1b. The RFM circuits are demonstrated in 2 and 4 bit designs, the circuits have only one output for frequency identification, which is done in series. PIN diodes are used to select the different bits for frequency identification. The switching time depends on the switching speed of the PIN diode used, for the designs presented, the speed is 10 ns. All circuits described in this paper operate from 1 to 4 GHz and were fabricated on an ARLON AD1000 substrate with a dielectric constant of 10.2, loss tangent of 0.0023, conductor thickness of 0.035 mm, and dielectric thickness of 1.27 mm.

Section II of this paper describes basic building blocks that can be used to form the core part of a frequency identification receiver. The building blocks are then put together in section III to demonstrate 2 and 4 bit RD designs. Note that the same concept can be scaled for different identification resolutions by adding more branches in

the RD design.



(a)



(b)

Fig. 1. Frequency identification receiver architectures (a) IFM, (b) RFM.

II. RFM Building Blocks

To build an RFM circuit, a power divider/combiner, switches and delay lines should be put together. This section describes a wideband power divider/combiner, SPDT and SPQT switches.

A. Power divider/combiner.

The power divider/combiner shown in the Fig. 2 is formed by two stages to get a wideband response; the device uses two resistors of $100\ \Omega$ and $220\ \Omega$. The device is used to equally divide the signal power incoming from port 1 into ports 2 and 3. The same circuit is used to combine the incoming signals in ports 2 and 3 to the single output of port 1.

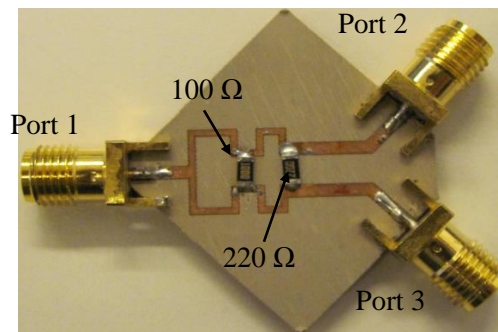


Fig. 2 The power divider/combiner.

Fig. 3 shows the comparison between simulated and measured transmission and reflection signals for power division, for an input signal in port 1. The divider presents simulated and measured reflection signals (S_{11}) of -16dB and -15dB , respectively, at the center frequency of $2.5\ \text{GHz}$, and both values are below $-10\ \text{dB}$ over the band of interest. The simulated and measured transmission signals from port 1 to port 2 (S_{21}) are $-3.3\ \text{dB}$ and $-3.5\ \text{dB}$, respectively at $2.5\ \text{GHz}$. Similarly for port 3, the simulated and measured transmission signals from port 1 to port 3 (S_{31}) are $-3.3\ \text{dB}$ and $-3.4\ \text{dB}$. The isolation between ports 2 and 3 (S_{32}) is $-20.5\ \text{dB}$ in simulation and $-19.8\ \text{dB}$ measured at the center frequency of $2.5\ \text{GHz}$. The isolation for the band of interest is below $-19.8\ \text{dB}$.

B. Single Pole Double Throw Switch.

The SPDT switch, shown in Fig. 4, has three ports and uses two BAR50-02V diodes by Philips Semiconductors. A single diode has an insertion loss of $0.1425\ \text{dB}$

and an isolation of 9.32 dB at the frequency of 2.5 GHz, and can handle a maximum RF signal power of 30.17 dBm.

The PIN diode equivalent circuits used in simulations are a series RL, $R = 4.82 \Omega$, $L = 41.6 \text{ pH}$, for a forward bias, and a series RC, $R = 76.1 \Omega$, $C = 1294.75 \text{ pF}$ for a reverse bias. These equivalent circuits were obtained from regressions after measuring a single PIN diode and fitting RLC models to experimental data.

The bias network is formed by using a resistor of 100Ω , which is connected in series with a choke inductor of 82 nH to provide a current of 10 mA , using a 1 V bias voltage at the DC ports to operate the diodes.

Considering port 1 as the input to the switch, the signal can be routed to port 2 when diode 1 is forward biased and diode 2 is reverse biased (state 1).

When diode 2 is forward biased and diode 1 is reverse biased; the input signal at port 1 is routed to port 3, (state 2). Table 1 provides information about the diode biasing configuration.

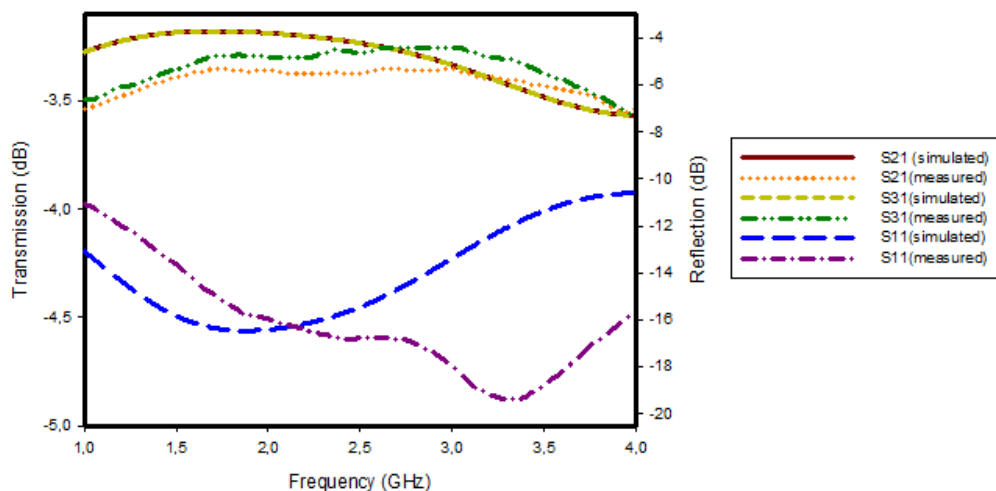


Fig. 3 Reflection and transmission response produced by an input signal at port 1 of the power divider.

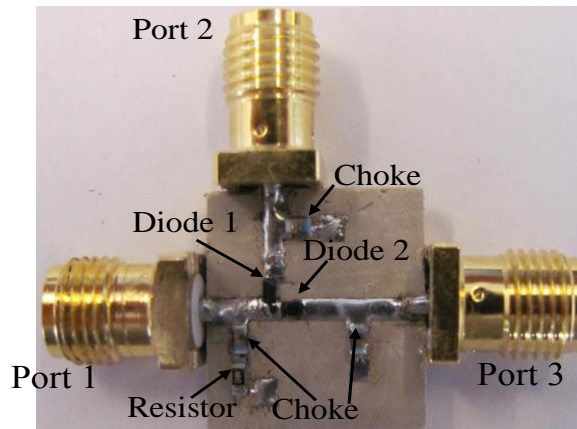


Fig. 4 Photograph of the SPDT switch

Table 1. Diode biasing for each state of SPDT switch

State	D1	D2
1	FB	RB
2	RB	FB
FB= Forward-bias, RB=Reverse-Bias		

Fig. 5 shows a comparison between simulated and measured reflection and transmission signals of the SPDT switch, considering an input signal at port 1. The switch presents a simulated and measured reflection (S_{11}) of -19.49 dB and -17.51 dB, respectively, at the center frequency of 2.5 GHz. The reflection is below -14 dB over the band of interest for simulation and measurements.

For state 1, the SPDT presents both simulated and measured transmission (S_{21}) of -0.65 dB at 2.5 GHz. For state 2, the simulated and measured (S_{31}) is -0.57 dB and -0.66 dB, respectively at 2.5 GHz. In Fig. 6, the simulated and measured isolation (S_{31}) is -18.17 dB and -18.77 dB for the center frequency of 2.5 GHz, respectively. Similarly for (S_{21}), the simulated and measured values of -18.43 dB and -19.59 dB are obtained at the center frequency of 2.5 GHz, corresponding to state 2.

C. Single Pole Quadruple Throw Switch

The SPQT switch shown in Fig. 7 has 5 ports and uses 6 BAR 50-02V diodes. The SPQT switch uses the same bias network configuration as the SPDT switch, but includes two 100 nF broad band capacitors as DC blocks, in order to achieve the diode polarizations required for operating the switch.

The SPQT switch has 4 operating states, obtained by the bias voltage combinations shown in table 2.

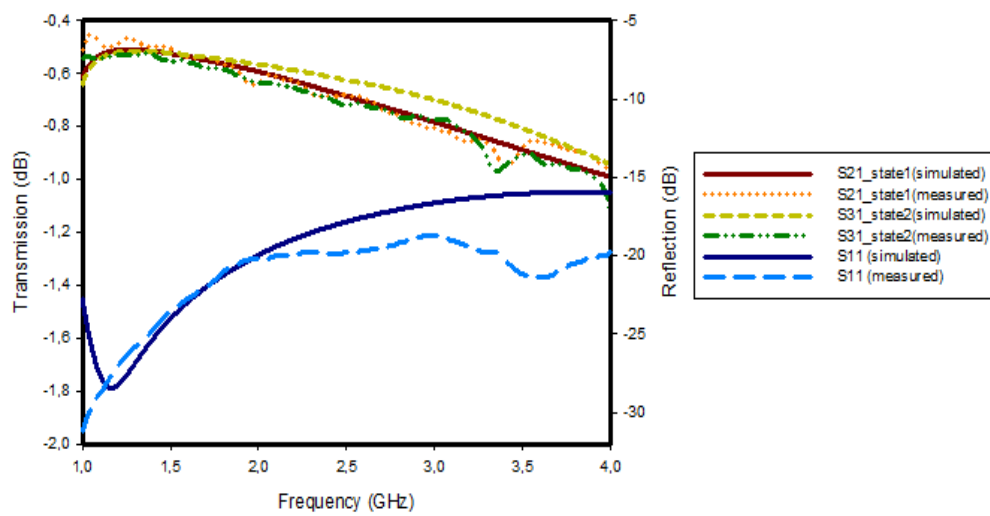


Fig. 5 SPDT reflection and transmission for an input signal at port 1.

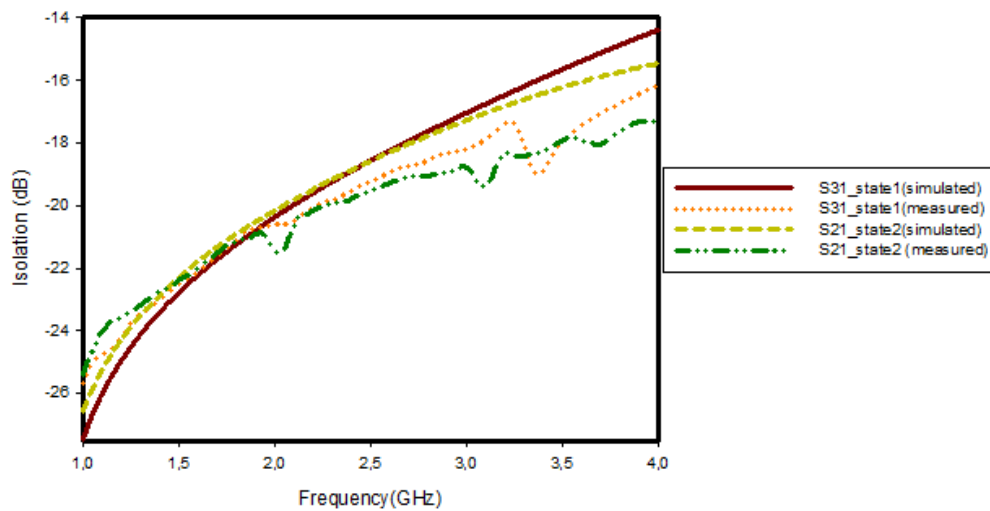


Fig. 6 Isolation of unused ports, for an input signal at port 1.

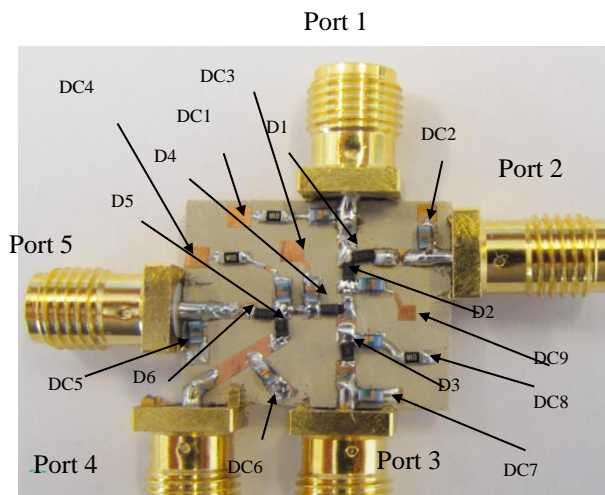


Fig. 7 Photograph of the SPQT switch

Table 2. Diode biasing for each state of the SPQT.

State	Input port	Output port	Disabled ports	Diode biasing for each sates					
				D1	D2	D3	D4	D5	D6
1	1	2	3, 4, 5	FB	RB	FB	RB	FB	RB
2		3	2, 4, 5	RB	FB	FB	RB	FB	RB
3		4	2, 3, 4	RB	FB	RB	FB	FB	RB
4		5	2, 3, 4	RB	FB	RB	FB	RB	FB

FB= Forward-bias, RB=Reverse-Bias

Fig. 8 shows a comparison between simulated and measured reflection and transmission responses of the SPQT switch, for an input signal at port 1. The switch presents a simulated and measured S_{11} of -19.28 dB and -20.78 dB, respectively at 2.5 GHz. For state 1, the SPQT presents a simulated and measured S_{21} of -0.68 dB and -0.77 dB, respectively at 2.5 GHz.

For state 2, the simulated and measured S_{31} is -1.29 dB and -1.31 dB, respectively at 2.5 GHz. The simulated and measured S_{41} for state 3 is -2.39 dB and -2.21dB, respectively at 2.5 GHz. The simulated and measured S_{51} is -0.22 dB for state 4 at 2.5 GHz.

Fig. 9 shows the simulated and measured isolations for states 1 and 2. For state 1, the simulated and measured isolation of port 3 (S_{31}) is -20.76dB and -19.55dB

respectively at 2.5 GHz. Similarly, for port 4 (S_{41}) the values of -38.94 dB and -48.43 dB, were obtained at 2.5 GHz, respectively and for port 5 (S_{51}) values of -48.59 dB and -47.53 dB were obtained at 2.5 GHz, respectively.

For state 2, the simulated and measured isolation of port 2 (S_{21}) is -19.5 dB and -19.7 dB at 2.5 GHz respectively. For port 4 (S_{41}) the values of -20.62 dB and -20.98 dB, were obtained at 2.5 GHz, respectively and for port 5 (S_{51}) the values of -42.89 dB and -43.99 dB were obtained at 2.5 GHz, respectively.

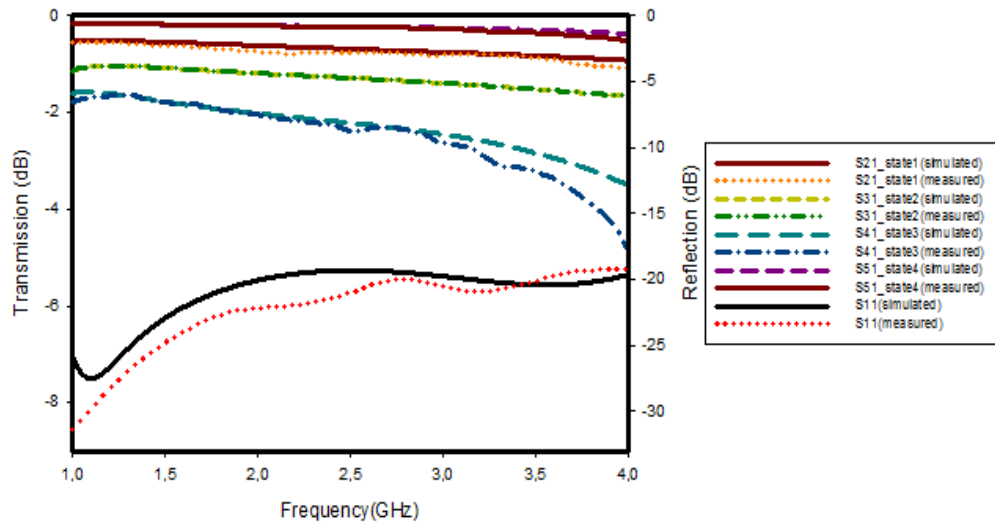


Fig. 8 Reflection and Transmission for each state of the SPQT switch, considering an input signal at port 1.

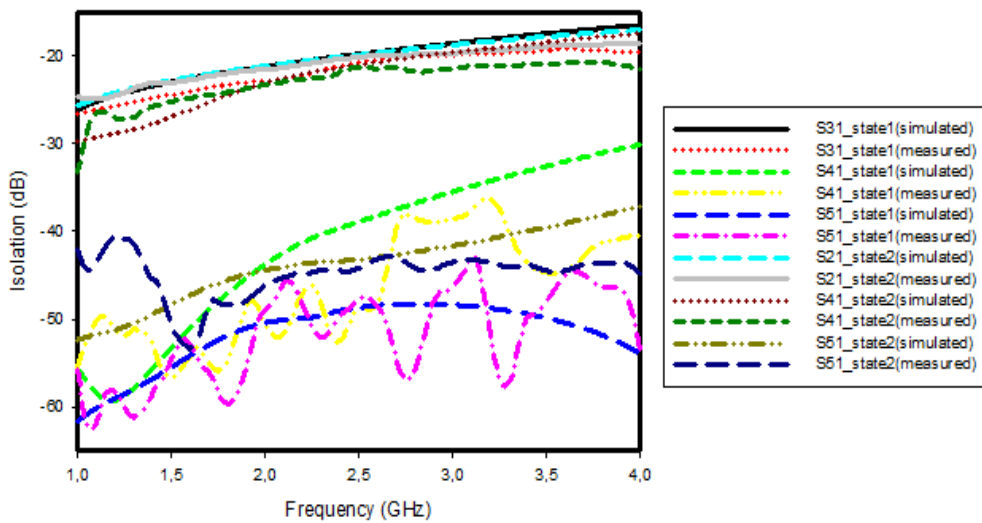


Fig. 9 Isolation of the unused ports for states 1 and 2 of the SPQT switch, considering an input signal at port 1.

Fig. 10 shows the simulated and measured isolation for states 3 and 4. For state 3, the simulated and measured isolation of port 2 (S_{21}) is -21.18 dB and -20.23 dB at 2.5 GHz, respectively, for port 3 (S_{31}) the values of -21.07 dB and -21.85 dB were obtained at 2.5 GHz, respectively and for port 5 (S_{51}) the values of -21.22 dB and -22.74 dB were obtained at 2.5 GHz, respectively.

For state 4, the simulated and measured isolation of port 2 (S_{21}) is -21.22 dB and -20.3 dB at 2.5 GHz, respectively, for port 3 (S_{31}), the value of -19.68 dB was obtained at 2.5 GHz in both cases, and for port 4 (S_{41}) the values of -21.83 dB and 20.6 dB were obtained at 2.5 GHz, respectively.

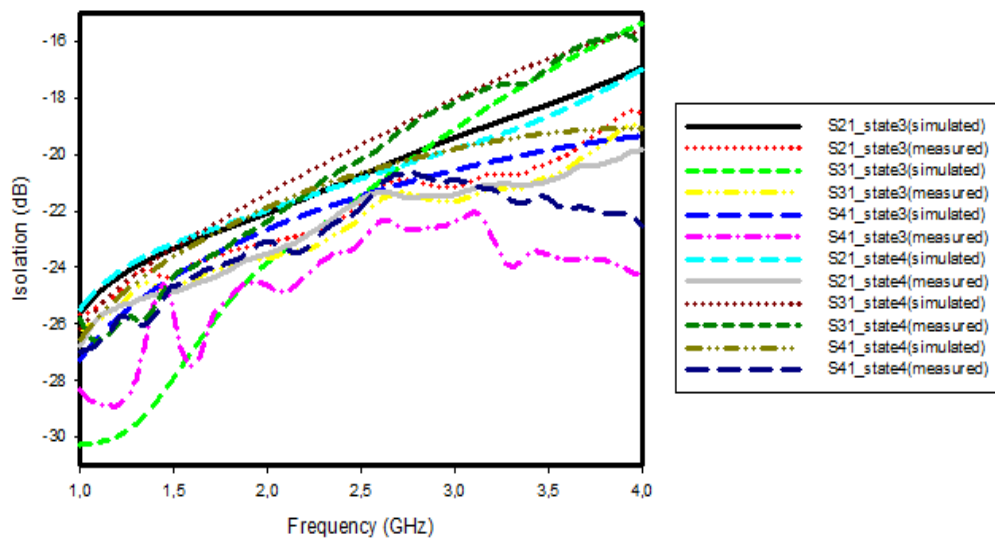


Fig. 10 Isolation of the unused ports for states 3 and 4 of the SPQT switch, considering an input signal at port 1.

III. Reconfigurable Frequency Measurement Subsystem

In this section, the description of a frequency discriminator of 2 and 4 bits are provided. These discriminators provide bits for frequency identification. Sections IIIA and B show the construction of a two and a four bit RD, using the building blocks described in section II, connected to delay lines.

A. 2-bit Reconfigurable Discriminator

The 2-bit RD is achieved by using the power divider/combiner described in section IIA at the input and output of the circuit. Two SPDT switches identical to the ones described in section IIB are used to select two different delay lines, resulting in two bits for frequency identification. The circuit has a reference line $l_{\theta R}$, a delay line $l_{\theta 1}$ that includes a decoupling resonator and a delay line $l_{\theta 2}$ as described in [3], and illustrated in fig. 11.

The two SPDT switches select line $l_{\theta 1}$ at time t_0 , (called state 1) and line $l_{\theta 2}$, at time t_1 , (called the state 2). Each of these lines is then combined with the reference line $l_{\theta R}$ to produce a bit for frequency identification. To produce bit 1, a resonator is coupled to $l_{\theta 1}$ [2] which yields a transmission zero at 3.8 GHz. Bit 2 is obtained when delay line $l_{\theta 2}$ is selected. The reference line $l_{\theta R}$ has an electric length of 180° and lines $l_{\theta 1}$ and $l_{\theta 2}$ have electric lengths of 30° and 360° , respectively, for a center frequency of 2.5 GHz. The DR has an average resolution of 750MHz.

B. 4-bit Reconfigurable Discriminator

The 4-bit RD is based in the same design concept of the 2 bit RD, but the 4-bit RD includes two SPQT switches identical to the ones shown in section IIC to select four lines with different delay [4].

The device has a reference line ($l_{\theta R}$) and 4 delay lines ($l_{\theta 1}$, $l_{\theta 2}$, $l_{\theta 3}$ and $l_{\theta 4}$). The 4-bit RD has four states of operation, selected by two SPQT switches: State 1 corresponds to line $l_{\theta 1}$ at time t_0 . State 2 is selected when line $l_{\theta 2}$ is switched ON at time t_2 . State 3 corresponds to the selection of line $l_{\theta 3}$ at time t_3 and finally when line $l_{\theta 4}$ is selected at time t_4 , state 4 can be obtained. These delay lines are combined one by one with the reference line to produce the four bits used for frequency identification. The reference line $l_{\theta R}$ has an electric length of 180° and the four delay lines have electric lengths of 360° , 540° , 720° and 900° respectively, for a center frequency of 2.5GHz. The 4-bits RD has an average resolution of 187.5 MHz.

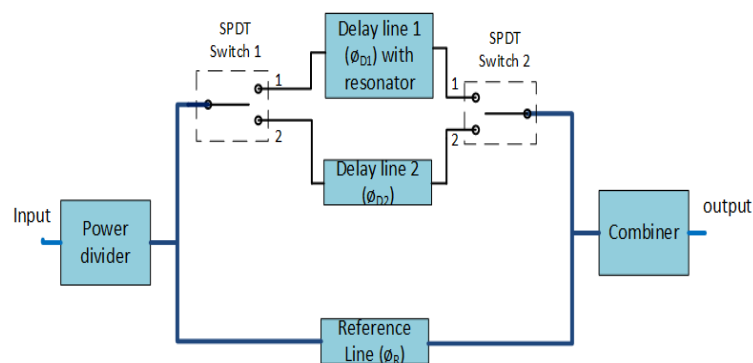


Fig. 11 Block diagram of a 2-bit reconfigurable discriminator .

IV. Conclusion

This paper describes basic building blocks that allow the creation of RFM circuits. The identification of unknown signals is done by switching between delay lines which are combined with a reference line to produce bits for frequency identification; this type of circuit uses serial processing of data. The RFM devices described in this paper result in low power consumption and smaller size, compared with conventional IFM due to circuit reconfiguration.

Acknowledgements

This work was supported by the North Atlantic Treaty Organization (NATO/OTAN), project SfP 984809. Part of this work has been supported by the Generalitat de Catalunya under grant 2014 SGR 1551, Spanish Ministry of Economy and Competitiveness projects PIB2010BZ-00585, TEC2012-39143 and a scholarship from CONACyT, Mexico, ref. 215485.

REFERENCES

- [1] East P. W.; "Fifty years of instantaneous frequency measurement," IET Radar, Sonar, and Navigation, Vol. 6, No. 2, pp. 112-122, 2012.
- [2] De Souza M. F. A.; Silva F. R. L.; de Melo, M. T.; and Novo L. R. G. S. L.; "Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,

Vol. 57, No. 9, September 2009, pp. 2224-2231.

- [3] Espinosa-Espinosa M.; De Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I. and de Melo M. T.; “2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device”. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 24, No. 8, Aug. 2014, pp. 569-571.
- [4] Espinosa-Espinosa M.; Llamas-Garro I.; De Oliveira B. G. M.; de Melo M. T. and Kim Jung-Mu; “4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency Measurement.” European Microwave Conference (EuMC), Roma, Italy, 5-10 Oct., 2014.