Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN AMPLIFICADOR DE ALTA GANANCIA EN LA BANDA DE 36 A 40 GHz EN TECNOLOGIA COPLANAR

TESIS MAESTRIA EN CIENCIAS

EDUARDO ALVAREZ GUZMAN

Ensenada, Baja Cfa., Mexico.

Julio de 1999.

TESIS DEFENDIDA POR

Eduardo Alvarez Guzmán

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Alexei Venguer Petrovich

Director del Comité

Dr. José Luis Médina Monroy

Miembro del Comité

Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

Miembro del Comité

Gómez Valdés Dr. Jose Miembro del Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

Jefe del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones

đ

Dr. Federico Graef Ziehl

Director de Estudios de Posgrado

16 de julio de 1999

Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



División de Física Aplicada

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones

Diseño y construcción de un amplificador de alta ganancia en la banda de 36 a 40 GHz en tecnología coplanar

Tesis

Que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta: Eduardo Alvarez Guzmán

Ensenada, Baja California, México. Julio 1999

RESUMEN de la Tesis de Eduardo Alvarez Guzmán, presentada como requisito parcial, para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Julio 1999.

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE ALTA GANANCIA EN LA BANDA DE 36 A 40 GHZ, EN TECNOLOGÍA COPLANAR

Resumen aprobado por:

Dr. Alexei Venger Petrovich Director de Tésis

Los sistemas de comunicaciones inalámbricos modernos requieren emplear frecuencias cada vez más altas debido a la saturación del espectro en frecuencias menores.

Actualmente se utiliza el espectro de la banda Ka para comunicaciones satelitales y punto a punto. El presente trabajo trata del diseño y construcción de un amplificador de alta ganancia con posibles aplicaciones en comunicaciones punto a punto en la banda de 36 a 40 GHz (banda Ka), de tipo híbrido utilizando tecnología de guía de onda coplanar.

El transistor utilizado es de alta movilidad electrónica en material de arseniuro de galio (GaAs) y fué diseñado con terminales de guía de onda coplanar.

Dado que el circuito cuenta con dos etapas, se desarrollan redes de polarización en guía de onda coplanar, realizando su diseño mediante el estudio de bloqueadores de DC y RF e integrándolos en una sola estructura para la red de polarización. Las redes de acoplamiento en guía de onda coplanar se desarrollan manteniendo constante la separación entre planos de tierra y variando el ancho del conductor central.

Para el análisis y la síntesis de guías de onda coplanar se utilizan programas desarrollados en Matlab utilizando las expresiones correspondientes a cada variante.

Se determinó que el área de fotografiado para la obtención de la mascarilla del circuito es un círculo de radio de 30 cm, fuera del cual se obtienen errores mayores a 2 μ m.

Las guías de onda coplanar con conductores centrales delgados cuentan con un error de construcción mayor y deben ser evitados en la medida de lo posible.

Palabras clave: Amplificador híbrido en cascada, Banda Ka, Bloqueadores RF, Bloqueadores DC, Redes de polarización en guía de onda coplanar, Guía de onda coplanar. ABSTRACT of the Thesis of Eduardo Alvarez Guzmán presented as partial requirement to obtain the Master in Sciences degree in *ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS*. Ensenada, Baja California, México. July 1999.

DESIGN AND CONSTRUCTION OF A HIGH-GAIN COPLANAR WAVEGUIDE TECHNOLOGY AMPLIFIER IN THE 36 – 40 GHZ BAND

ABSTRACT

Communication wireless systems require of higher frequencies as the lower part or the spectrum saturates.

At present Ka band is used in satellite and point-to-point communications links applications. This work is related with the design and fabrication process of a highgain amplifier in hybrid coplanar wave guide with applications in point-to-point links for the 36 to 40 GHz band (Ka band). The active device is a high electron mobility gallium arsenide (GaAs) coplanar transistor. Since the amplifier has two stages bias networks in coplanar wave guide technology were designed. This design was developed with the study of DC and RF filters integrated in the bias networks. The coplanar wave guide matching networks were made mantaining a ground-to-ground separation constant and variable central conductor width.

The analysis and synthesis process of coplanar waveguides, was performed with programs in Matlab created for this work.

In the mask generation process it was determined that the useful photographing area was a circle of 11.811 in. Out of this circle errors higher than 0.078 mil are produced. Coplanar waveguides with thin central conductors have a higher construction error and therefore must be avoided.

Keywords: Hybrid Cascade Amplifier, Ka Band, RF Filter Circuits, DC Filter circuits, Coplanar Wave Guide Bias Networks, Coplanar Wave Guide.

Es mi tributo al Minotauro — se tocó una sien —. Todos tenemos uno en el laberinto... Nuestra razón lo crea, y él impone su propio horror.

A. Pérez-Reverte

— Siéntense. Vamos, será mejor que se pongan cómodos. El juego ha terminado, y me gustaría contarles una historia. Es una debilidad mía: quiero que la gente comprenda.

Isaac Asimov

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por la beca-crédito que me brindó.

El futuro pertenece, en fin, a las sociedades que consideran las ideas innovadoras como delicadas, frágiles y preciosas vías hacia el futuro.

Carl Sagan

Al M en C Ricardo Chávez, por su inapreciable ayuda, guía, aporte de conocimientos y experiencia en el proceso de fabricación del amplificador.

Al Doctor Alexei Venger director de este trabajo. A los miembros del comité: Dr. José Luis Medina Monroy, Dr. Francisco Javier Mendieta Jimenez y Dr. José Gómez Valés.

A mis maestros Julio Cesar Oliva (Guitarrista) y Amanda O Gómez G (M. en C.), quienes tanto me han enseñado.

He tenido maestros eminentes. Me satisfacían mis progresos, mis triunfos. Cuando evoco lo sabio que yo era, lo comparo al agua que adopta la forma del vaso y al humo que el viento disipa.

Omar Khayyam

Al Dr. Sander Weinreb por facilitar los transistores KH1032.

Art is I; Science is We.

Claude Bernard

Mamá y Papá, me han dado más de lo que imaginan.

En los sueños comienzan las responsabilidades...

W. B. Yeats

Paco y Vero, porque los extrañé mucho.

Il faut voyager loin en aimant sa maison.

G. Apollinaire

Edith, porque no solo nacemos para la investigación. ;)

Toda mi vida te busqué en mis canciones; ellas me llevaron de puerta en puerta, y con ellas tenteé a mi alrededor, buscando, buscando mi mundo.

R. Tagore

Dr. Horacio Soto, le agradezco las observaciones que realizó respecto a la escritura de este trabajo.

El que sabe, sabe.

Anón. Mex.

Victor, Chary, Fernando, Gerardo, Carlos, Julie, Rita, Erik, Nachito, Demetrio, Luis, masianos al fin y al cabo.

Entre la falsa modestia y el auténtico orgullo, opto por lo segundo.

Héctor, Paty, Daniel, Mikey, Claudia, Horacio, Oscar, Alex, Alex, Luis, Javier, y Rosy: gracias por soportar mis estados de ánimo.

Pero hay los que luchan toda la vida: Esos son los imprescindibles.

Bertolt Brecht

Jesús, Enrique, Hugo, por cuanto hemos compartido y divergido.

Fluir y ser como el arroyo que murmura su melodía en la noche. J. G. Gibran

Índice General

Ι	Int	roducción	1
	I.1	Antecedentes	2
		I.1.1 Historia	2
	I.2	Objetivo	4
	I.3	Organización del trabajo	4
II	Bas	ses teóricas	5
	II.1	Diseño de un amplificador	5
	II.2	Parámetros de diseño de amplificadores	6
		II.2.1 Expresiones de diseño	7
	II.3	La guía de onda coplanar	11
		II.3.1 Expresiones de análisis	13
	II.4	Transistores de GaAs	16
		II.4.1 Modelo del FET	16
		II.4.2 Modelo de Pospieszalski	17
II	[Dis	eño del amplificador	21
II	[Dis III.1	eño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores	21 21
II	Dis III.1 III.2	eño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores	21 21 22
II	[Dis III.1 III.2	eño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores	21 21 22 22
II	I Dis III.1 III.2	eño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores III.2.1 Parámetros estáticos III.2.2 Parámetros de dispersión	21 21 22 22 23
II	I Dis III.1 III.2 III.3	meño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores III.2.1 MII.2.1 Parámetros estáticos III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.2 Modelado de transistores III.2.1 Nodelado de transistores III.2.2	21 22 22 22 23 26
11	Dis III.1 III.2 III.3 III.4	meño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores III.2.1 Parámetros estáticos III.2.2 Parámetros de dispersión III.2	21 22 22 23 26 29
II	[Dis III.1 III.2 III.3 III.4 III.5	meño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores III.2.1 Parámetros estáticos III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.1 Parámetros de dispersión III.2	21 22 22 23 26 29 32
II	[Dis III.1 III.2 III.3 III.4 III.5 III.6	meño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores Medición de transistores III.2.1 Parámetros estáticos III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión Modelado de transistores III.2.1 Parámetros de dispersión III.2.2 Parámetros de dispersión Modelado de transistores III.2.1 Parámetros III.2.2 Parámetros de dispersión Modelado de transistores III.2.1 Parámetros III.2.2 Parámetros de dispersión Modelado de transistores III.2.1 Parámetros III.2.2 Parámetros de dispersión Modelado de transistores III.2.1 Parámetros III.2.2 Parámetros de dispersión Modelado de transistores III.2.1 Parámetros III.2.2 Parámetros Modelado de transistores III.2.1 Parámetros III.2.2 Parámetros Modelado de transistores III.2.1 Parámetros III.2.2 Parámetros Modelado de transistores III.2.1 Parámetros III.2.1 Parámetros Justica III.2.1 Parámetros III.2.1 Parámetros Justica III.2.1 Parámetros III.2.1 Parámetros Justica III.2.1 Parámetros III.2.1 Parámetros	21 22 22 23 26 29 32 33
II	[Dis III.1 III.2 III.3 III.4 III.5 III.6	meño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores	21 22 22 23 26 29 32 33 34
II	[Dis III.1 III.2 III.3 III.4 III.5 III.6	méno del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores	21 22 22 23 26 29 32 33 34 36
II	[Dis III.1 III.2 III.3 III.4 III.5 III.6 III.7	meño del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores	21 22 22 23 26 29 32 33 34 36 38
II	[Dis III.1 III.2 III.3 III.4 III.5 III.6 III.7	méno del amplificador Método de diseño y construcción de amplificadores Medición de transistores Medición de transistores Medición de transistores Medición de transistores III.2.1 Parámetros estáticos Medición de transistores Medición de transistores III.2.2 Parámetros de dispersión Medición de transistores Medición de transistores Modelado de transistores Medición de transistores Medición de transistores Análisis de datos Medición de transistor al sustrato Medición de transistores Influencia de conexiones del transistor al sustrato Medición de transistores Medición de transistores Diseño de redes de polarización Medición de transistores Medición de transistores Medición de transistores III.6.1 Redes bloqueadoras de RF Medición de transistores Medición de transistores Medición de transistores III.6.2 Redes bloqueadoras de DC Medición de transistores Medición de transistores Medición de transistores III.6.1 Redes de acoplamiento Medición de transistores Medición de transistores Medición de transistores III.7.1 Posibles variantes de estructuras para redes de guía de onda coplanar Medición de transistores Medición de transistores	21 22 22 23 26 29 32 33 34 36 38 39
II	[Dis III.1 III.2 III.3 III.4 III.5 III.6 III.7	méno del amplificador fétodo de diseño y construcción de amplificadores fill Método de transistores fill fill III.2.1 Parámetros estáticos fill fill III.2.2 Parámetros de dispersión fill fill Modelado de transistores fill fill Modelado de transistores fill fill Análisis de datos fill fill Influencia de conexiones del transistor al sustrato fill Diseño de redes de polarización fill III.6.1 Redes bloqueadoras de RF fill Diseño de redes de acoplamiento fill Diseño de redes de acoplamiento fill Mil.7.1 Posibles variantes de estructuras para redes de guía de onda coplanar III.7.2 Redes de acoplamiento fill	21 22 22 23 26 29 32 33 34 36 38 39 41

ÍNDICE GENERAL (Continuación)

IV Ar	nálisis del amplificador	45			
V Co	V Construcción y caracterización del amplificador				
V.1	1 Construcción	49			
	V.1.1 Generación del circuito	51			
	V.1.2 Obtención de la mascarilla	51			
	V.1.3 Grabado del circuito				
	V.1.4 Decapado del circuito	53			
	V.1.5 Montaje de transistores	61			
	V.1.6 Conexión de redes y transistores	61			
	V.1.7 Integración del amplificador	63			
V.2	2 Caracterización	65			
	V.2.1 Caracterización de bloqueadores de RF	65			
	V.2.2 Caracterización de bloqueadores de DC	67			
	V.2.3 Caracterización de redes de polarización	69			
	V.2.4 Caracterización de las redes de acoplamiento	72			
	V.2.5 Caracterización del amplificador	75			
VI An	nálisis de resultados	77			
VI 1	1 Comportamiento de las redes	77			
, 1, 1	VI 1 1 Bloqueadores de DC	77			
	VI.1.2 Bloqueadores de RF	79			
	VI.1.3 Red de polarización	79			
	VI.1.4 Redes de acoplamiento	80			
VI.2	2 Comportamiento del amplificador	87			
VIICo	onclusiones y recomendaciones	92			
VII	[1Conclusiones	92			
, 11.	VII 1 1 Logros	92			
	VII 1.2 Limitaciones	93			
VII.	[.2 Recomendaciones	93			
Biblio	ografía	95			
	~ <u>~</u>				
A Pro	rogramas de cálculo para la Guía de Onda Coplanar	101			
A.1	Contenido	102			
	A.1.1 Para la impedancia	103			
	A.1.2 Longitud	107			
A.2	Programa de Sintesis y Anàlisis de Guias de Onda Coplanar	· · · · · · · · · · · ·			
	A.2.1 El programa cpw.m	111			
B Mo	odelo de Sander Weinreb	122			

ÍNDICE GENERAL (Continuación)

\mathbf{C}	Fab	pricación del circuito impreso	124
-	C.1	Dibujo	124
	C.2	Obtención de la mascarilla	125
		C.2.1 Fotografiado del circuito	125
		C.2.2 Proceso de revelado	127
	C.3	El material Fotoresist	128
		C.3.1 Depósito de material Fotoresist	128
	C.4	Fotolitograbado	129
	C.5	Decapado	130
			100
\mathbf{D}	Mo	ntaje del transistor	132

Índice de Figuras

Figu	Ira	Página
1	Diagrama a bloques del amplificador en 2 etapas.	. 5
2	Diagrama a bloques del diseño y construcción de un amplificador.	. 6
3	Diagrama a bloques de un amplificador.	. 7
4	Guía de onda coplanar (GOC).	. 12
5	Modelo de un FET	. 17
6	Modelo de ruido de Pospieszalski para un transistor	. 18
7	Modelo de ruido.	. 19
8	Transistor KH1032.	. 23
9	Ajuste de modelos de ruido a los parametros de dispersión del dispositivo	28
10	KH1032	. 20 28
10	Simulación de coencientes de renexión optimos de infinitio rudo. \ldots	. 20
11	Circulos de estabilidad (-), ganancia (+) y coencientes de renexión conju-	31
19	Efecto de cables de conexión para el transistor $KH1032$ con 1 y 2 cables	01
14	(C1 v C2) respecto al transistor solo (SC) .	33
13	Circuito equivalente concentrado del bloqueador de RF.	34
14	Diseño de bloqueador de RF.	36
15	Circuito equivalente concentrado del bloqueador de DC	37
16	Diseño de bloqueador de RF.	37
17^{-0}	Primera variante.	39
18	Segunda variante.	40
19	Tercera variante.	41
20	Cuarta variante.	41
21	Redes propuestas para las diferentes etapas.	43
22	Comportamiento en ganancia del amplificador de alta ganancia en la banda	
	de 35 a 41 GHz	46
23	Comportamiento en reflexión del amplificador de alta ganancia en la banda	
	de 35 a 41 GHz	47
24	Comportamiento esperado en la figura de ruido del amplificador de alta	10
	ganancia en la banda de 35 a 41 GHz	48

-

Figu	ra	Página
25 15u	Diagrama a bloques del proceso de construcción.	50
26	Circuitos bloqueadores de RF fabricados.	53
20	Circuitos bloqueadores de DC fabricados.	54
28	Bedes construídas.	54
20	Detalles de soldadura en circuito fabricado.	62
30	Montaje de integración del circuito fabricado.	64
31	Acercamiento del amplificador ensamblado.	65
32	Comportamiento de la atenuación de la red bloqueadora de RF en en ancho	
04	de banda de 35 a 41 GHz.	66
33	Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red bloqueadora de	
00	RF en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	67
34	Comportamiento de la atenuación de la red bloqueadora de DC en el ancho	
01	de banda de 35 a 41 GHz.	68
35	Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red bloqueadora de	
30	DC en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	68
36	Comportamiento de la atenuación de la red de polarización sencilla en el	
	ancho de banda de 35 a 41 GHz	69
37	Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de polarización	
	sencilla en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	. 70
38	Comportamiento de la atenuación de la red de polarización doble en el	
	ancho de banda de 35 a 41 GHz	. 71
39	Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de polarización	
	doble en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	. 71
40	Comportamiento de la atenuación de la red de acoplamiento de entrada en	
	el ancho de banda de 35 a 41 GHz	. 72
41	Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de acoplamiento	-
	de entrada en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	. 72
42	Comportamiento de la atenuación de la red de acoplamiento intermedia en	70
	el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	. 73
43	Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de acoplamiento	20
	intermedia en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	. (3
44	Comportamiento de la atenuación de la red de acoplamiento de salida en	17 A
	el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	. (4 -
45	Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de acoplamiento	74
	de salida en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.	. (4
46	Comportamiento de la ganancia del amplificador en el ancho de banda de	75
	35 a 41 GHz.	. 79
47	Comportamiento de los parámetros de reflexión del amplificador en el ancho	75
	de banda de 35 a 41 GHz	. 10

•	
•	37
- 1	х.

Figu	ra	Página
48	Comportamiento de la ganancia del amplificador en el ancho de banda de 1 a 50 GHz.	76
49	Comportamiento de los parámetros de reflexión del amplificador en el ancho de banda de 1 a 50 GHz	76
50	Comparación de la atenuación del bloqueador de DC en el ancho de banda de 1 a 50 GHz.	78
51	Comparación del parámetro de reflexión S_{11} del bloqueador de DC en el ancho de banda de 1 a 50 GHz.	78
52	Comparación del comportamiento de la atenuación de la red de entrada en la banda de 35 a 41 GHz.	81
53	Comparación del comportamiento de los coeficientes de reflexión de la red de entrada en la banda de 35 a 41 GHz.	82
54	Comparación del comportamiento de la atenuación de la red intermedia en la banda de 35 a 41 GHz.	83
55	Comparación del comportamiento de los coeficientes de reflexión de la red intermedia en la banda de 35 a 41 GHz.	84
56	Comparación del comportamiento de la atenuación de la red de salida en la banda de 35 a 41 GHz	85
57	Comparación del comportamiento de los coeficientes de reflexión de la red de salida en la banda de 35 a 41 GHz	86
58	Comportamiento de la ganancia del amplificador construido y optimizado	87
59	comportamiento de los coeficientes de reflexión del amplificador construido	88
60	y optimizado en la banda de l a 50 GHz contra simulado e ideal Comportamiento de la ganancia del amplificador construido y optimizado	00
61	en la banda de 35 a 41 GHz contra simulado e ideal	09
62	y optimizado en la banda de 35 a 41 GHz contra simulado e ideal Comparación del amplificador construido en la banda de 35 a 41 GHz contra	90
	simulado, ideal y cables.	91

Índice de Tablas

Ι	Parámetros estáticos de los transistores KH1032	24
ΠÌ	Parámetros S del transistor KH1032a	25
III	Parámetros S del transistor KH1032b	25
IV	Parámetros S del transistor KH1032c	25
V	Parámetros ajustados del modelo de ruido de Pospieszalski	27
VI	Parámetros de estabilidad del transistor KH1032.	29
VII	Círculos de estabilidad del transistor KH1032.	30
VIII	Máxima ganancia estable del transistor KH1032	30
IX	Círculos de ganancia constante de 10 dB para el transistor KH1032	31
Х	Dimensiones de los elementos del bloqueador de RF final.	35
XI	Dimensiones de los bloqueadores de DC probados	38
XII	Dimensiones de los elementos de las redes de acoplamiento del amplificador	
	con separación entre planos de tierra de 250 μ m	44
XIII	Dimensiones de los bloqueadores de DC.	54
XIV	Dimensiones de los bloqueadores de RF.	55
XV	Dimensiones de los stubs radiales	55
XVI	Dimensiones de las líneas coplanares.	56
XVI	IDistancia entre las redes y los puntos de conexión de transistores.	57
XVI	IDimensiones totales del amplificador.	57
XIX	Comparación de las dimensiones de stubs radiales	58
XX	Comparación de las dimensiones de los circuitos interdigitados.	59
XXI	Comparación de las dimensiones de líneas del circuito.	60

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE ALTA GANANCIA EN LA BANDA DE 36 A 40 GHz EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE ONDA COPLANAR

Capítulo I

Introducción

En el campo de las comunicaciones, la administración del espectro se ha convertido en un punto de particular interés debido a la saturación de las frecuencias empleadas para enlaces de telecomunicaciones.

Conforme se han saturado las frecuencias del espectro, se han buscado medios para aprovechar frecuencias cada vez más altas, por lo cual se requiere el desarrollo de técnicas que permitan explotar estas frecuencias que se encuentran libres. Con el fin de conseguir mayores anchos de banda, se han realizado actividades para el aprovechamiento de la banda Ka (en el ancho de banda de los 27 a los 40 GHz). Esta banda, por las condiciones de propagación del ambiente, permite realizar enlaces de alta velocidad en distancias cortas. Es posible considerar su aplicación en sistemas de comunicaciones punto a punto de banda ancha, que permiten el reuso de frecuencias, siendo posible la reutilización de frecuencias, v por consiguiente un aprovechamiento más racional del espectro electromagnético.

Para conseguir esta migración a frecuencias más altas, se requiere desarrollar sistemas de comunicaciones y por lo tanto contar con componentes tales como amplificadores de microondas que funcionen en dichas frecuencias.

El presente trabajo trata sobre el diseño y construcción de un prototipo de amplificador

de alta ganancia con aplicación en enlaces terrestres punto a punto, para su operación en la banda Ka (particularmente en el ancho de banda de 36 a 40 GHz). Este circuito se destina para amplificar de señales débiles en los receptores para comunicación.

Para ello se consideran dispositivos de estado sólido con alta movilidad electrónica (HEMT's) y se utiliza la tecnología de guía de onda coplanar; la cual por sus características, permite un mejor desempeño de los circuitos y facilidad de construcción.

I.1 Antecedentes

El diseño de amplificadores de microondas se ha convertido en un punto importante para el aprovechamiento del espectro radioeléctrico.

Actualmente la COFETEL (Comisión Federal de Telecomunicaciones) regula y licita el uso del espectro electromagnético asignado a México. Entre las licitaciones se encuentran los servicios asignados a las frecuencias en la banda Ka (26.5 a 40 GHz). Parte del espectro de la banda Ka se encuentra atribuido a servicio fijo por satélites no geoestacionarios (SFS no-OSG) por parte de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT).

I.1.1 Historia

La historia referente a la evolución en el desarrollo de amplificadores híbridos de estado sólido fué ampliamente cubierta por Martínez Madrid (1996) mediante un amplificador desarrollado en la banda de 12 a 18 GHz con tecnología coplanar. A continuación sólamente se mencionan los momentos claves en ésta evolución.

El empleo de la tecnología de estado sólido en el desarrollo de amplificadores de microondas, mediante la tecnología de microcinta se inicia en la década de los 70's, con diseños de amplificadores híbridos en las bandas L y Ku (Ulrich, 1978).

La utilización de la tecnología de onda coplanar comienza a extenderse recientemente, teniendo como ejemplo los trabajos desarrollados para redes inalámbricas (Maruhashi

 $\mathbf{2}$

et al., 1995).

En México y particularmente en el CICESE se han llevado a cabo diversos desarrollos de amplificadores entre los que se encuentran: (1) con tecnología híbrida de microcintas (dos etapas), el desarrollado por Betancourt López (1996), (2) con tecnología monolítica de microcinta, el desarrollado por Luna Vásquez (1996) en la banda Ku (11.7 a 12.2 GHz) y (3) con tecnología híbrida (una sola etapa) y empleando guías de onda coplanar a la frecuencia de 18 GHz, el desarrollado por Martínez Madrid (1996). Éste último trabajo es de particular interés en el desarrollo del presente trabajo, ya que las experiencias adquiridas durante su desarrollo se consideran como precursoras para el desarrollo de éste y futuros trabajos de amplificadores de tecnología híbrida con tecnología de guía de onda coplanar.

Cabe hacer notar que el hecho de que el antecedente más cercano de desarrollo de amplificadores utilizando la tecnología de guía de onda coplanar en el CICESE se encuentra a la mitad de la frecuencia propuesta (36 GHz vs 18 GHz) y que hasta este momento sólo se había incursionado en el diseño en una sola etapa. Esto ha llevado a experimentar dificultades no contempladas aún en los antecedentes, de manera que se ha buscado superar estas dificultades en la medida que el tiempo para el desarrollo de este trabajo de tesis lo ha permitido.

Para este trabajo, adicionalmente, al requerir más de una etapa de amplificación, se hace énfasis que la generación por vez primera de las redes de polarización para guías de onda coplanar conocidos como elementos bloqueadores de RF y DC, con antecedentes basados en tecnología de microcinta y sin experiencias previas en cuanto al comportamiento de estos dispositivos en guía de onda coplanar.

I.2 Objetivo

Bajo el marco anterior resulta patente la necesidad de generar tecnología para la utilización del espectro radioeléctrico en las frecuencias entre 36 y 40 GHz. El objetivo que se persigue en el presente trabajo es el diseño y construcción de un amplificador de ganancia en 2 etapas, utilizando tecnología de guía de onda coplanar, para su operación en el intervalo de 36 a 40 GHz.

I.3 Organización del trabajo

El presente trabajo se encuentra organizado de la siguiente manera:

En el Capítulo II se presentan las bases teóricas involucradas en el proceso de desarrollo del amplificador y se mencionan las ecuaciones y modelos empleados así como el método aplicado para el desarrollo del amplificador.

En el Capítulo III se describe el proceso de diseño teórico del amplificador, se presentan los resultados del análisis aplicado a los componentes, se mencionan los factores considerados para la elección de los componentes que conforman el amplificador asi como las redes para el amplificador propuesto.

En el Capítulo IV se presentan los resultados de las simulaciones del amplificador propuesto.

El Capítulo V incluye lo referente al proceso de fabricación, integración y análisis de las redes y componentes construídos para el desarrollo del amplificador.

En el Capítulo VI se realiza el análisis y la comparación de los resultados obtenídos.

En el Capítulo VII se presentan las conclusiones y sugerencias generadas por el trabajo desarrollado.

Capítulo II

Bases teóricas

II.1 Diseño de un amplificador

Para desarrollar el amplificador de alta ganancia es necesario conocer los modelos que describan tanto a dispositivos activos como pasivos, así como la teoría necesaria para el diseño por medio de estos modelos, ecuaciones y expresiones. En el presente capítulo se revisan los conceptos básicos requeridos para entender el proceso del diseño del amplificador.

Para diseñar el amplificador se utilizan componentes pasivos como las redes de polarización, las redes de acoplamiento, y componentes activos (los transistores), en donde el comportamiento de los últimos y las redes es fundamental para obtener un buen comportamiento del amplificador. En el diagrama a bloques de la figura 1 se pueden apreciar los elementos que forman parte del amplificador en dos etapas.



Figura 1: Diagrama a bloques del amplificador en 2 etapas.

En la figura 2 se puede apreciar un diagrama del proceso de diseño y construcción de

un amplificador.



Figura 2: Diagrama a bloques del diseño y construcción de un amplificador.

Se puede observar que se debe conocer el comportamiento del dispositivo para diseñar las redes de acoplamiento que sean capaces de lograr el comportamiento deseado del amplificador. La inclusión de modelos para prever el comportamiento de ruido es opcional. Este punto se tratará con mayor profundidad en la sección III.1.

II.2 Parámetros de diseño de amplificadores

En el presente trabajo se emplean dispositivos de movilidad electrónica elevada fabricados en arseniuro de galio (GaAs) como elemento activo, y redes de polarización y de acoplamiento en tecnología de guía de onda coplanar fabricados sobre substratos de alúmina con el fin de obtener un circuito compacto.

Un amplificador en su forma más simple se muestra en la figura 3, consiste de una red de acoplamiento de entrada, un dispositivo activo y una red de acoplamiento de salida.



Figura 3: Diagrama a bloques de un amplificador.

De acuerdo al comportamiento de los dispositivos activos y a las condiciones de ganancia específica dentro del ancho de banda de interés, será necesario contar con una o varias etapas de amplificación.

Con el fin de determinar el número de etapas necesarias en el diseño del amplificador, primero se deben medir y caracterizar los dispositivos semiconductores.

II.2.1 Expresiones de diseño

Básicamente las expresiones utilizadas para diseñar un amplificador se fundamenta en los criterios de estabilidad y ganancia los cuales deben indicar la tendencia del transistor a oscilar ante algunos coeficientes de reflexión de entrada y salida, la ganancia máxima que es posible obtener de este elemento activo y la ganancia que se alcanza al proponer los coeficientes de reflexión de entrada y salida.

Los cálculos utilizan los parámetros S, donde S_{11} y S_{22} son los coeficientes de reflexión de entrada y salida del dispositivo, S_{21} es el parámetro de transmisión en inversa. El símbolo * indica el valor complejo conjugado.

Las expresiones de diseño se pueden consultar en diversos documentos (ver Gonzalez, 1997).

7

Estabilidad

De acuerdo al análisis de estabilidad de transistores la tendencia a la oscilación que presenta este dispositivo, puede determinarse a partir de los parámetros de dispersión, las redes de acoplamiento y las terminaciones (Gonzalez, 1997, p. 217).

La tendencia a oscilar del transistor ocurre cuando los coeficientes de reflexión de entrada (Γ_{in}) o los coeficientes de reflexión de salida (Γ_{out}) presenten condiciones de resistencia negativa ($|\Gamma_{in}| > 1$ ó $|\Gamma_{out}| > 1$).

Las condiciones de estabilidad incondicional a una frecuencia dada, expresadas en términos de los coeficientes de reflexión son:

$$|\Gamma_{in}| = |S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}|\Gamma_l}| < 1, |\Gamma_{out}| = |S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}| < 1,$$

$$(1)$$

para todos los coeficientes de reflexión de carga y fuente tales que $|\Gamma_s| < 1$ y $|\Gamma_l| < 1$, donde $|\Gamma_s|$ el coeficiente correspondiente a un elemento fuente, y $|\Gamma_l|$ el coeficiente correspondiente a una carga.

A partir de las expresiones en (1) se pueden desarrollar y obtener las ecuaciones que se utilizan para determinar la estabilidad de un transistor dadas por:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|},$$
(2)

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}, \tag{3}$$

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|}.$$
(4)

Las expresiones correspondientes a $|\Delta|$ y K deben emplearse simultáneamente para determinar la estabilidad de un transistor, y las condiciones que se deben cumplir como necesarias y suficientes para asegurar que el transistor se comporta con una estabilidad incondicional son K > 1 y $|\Delta| < 1$ (Gonzalez, 1997, p. 227), mientras que la expresión correspondiente a μ proporciona las condiciones de estabilidad del transistor en un sólo parámetro, cuya condición necesaria y suficiente para asegurar la estabilidad incondicional del componente activo es $\mu > 1$ (Edwards y Sinsky, 1992).

Círculos de estabilidad

Una vez definidos los criterios de estabilidad del transistor se pueden evaluar los círculos de estabilidad para la entrada y la salida del elemento activo. Este cálculo se realiza con la finalidad de determinar las zonas de la carta Smith para las cuales los coeficientes de reflexión evitan que el transistor entre en oscilación.

Las expresiones correspondientes a estos círculos de estabilidad según Gonzalez (1997, p. 218) tanto para la entrada como para la salida son para el plano de carga:

$$r_l = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|, \tag{5}$$

$$C_{l} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^{*})^{*}}{|S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2}}.$$
(6)

Mientras que para la fuente las expresiones resultan ser:

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|,\tag{7}$$

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}.$$
(8)

Al determinar estos círculos, es posible asegurar que el amplificador se puede comportar de manera estable para los coeficientes de reflexión de entrada y salida propuestos para satisfacer las especificaciones.

Ganancia

Existen diversas expresiones que permiten calcular la ganancia de un amplificador a diseñar. La ganancia de transductor (G_T) , la ganancia disponible (G_A) y la ganancia de potencia de operación ó ganancia de potencia (G_P) .

La ganancia de transductor en función de los parámetros de dispersión y coeficientes de reflexión de entrada y salida se encuentra expresada en su forma más general de la siguiente manera (Gonzalez, 1997, p. 213):

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_l|^2)}{|(1 - S_{11}.\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_l) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_l|^2}.$$
(9)

Las ganancias de operación y disponible quedan expresadas de la siguiente manera:

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_l|^2)}{\left(1 - \left|\frac{S_{11} - \Delta \Gamma_l}{1 - S_{22} \Gamma_l}\right|^2\right) |1 - S_{22} \Gamma_l|^2},$$
(10)

$$G_{A} = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{|S_{21}|^{2}(1 - |\Gamma_{s}|^{2})}{\left(1 - \left|\frac{S_{22} - \Delta\Gamma_{s}}{1 - S_{11}\Gamma_{s}}\right|^{2}\right)|1 - S_{11}\Gamma_{s}|^{2}},$$
(11)

donde P_L es la potencia entregada a la carga, P_{IN} es la potencia entregada por la red de entrada, P_{AVS} es la potencia disponible de la fuente y P_{AVN} es la potencia entregada a la red de salida.

En el momento de determinar los coeficientes de reflexión de las redes correspondientes a la entrada y a la salida del amplificador por diseñar, debe realizarse un acoplamiento adecuado, de manera que se consiga obtener la máxima transferencia de energía posible. Esto se consigue proponiendo coeficientes de reflexión de entrada y salida tales que:

$$\left. \begin{array}{l} \Gamma_{s} = \Gamma_{in}^{*}, \\ \Gamma_{l} = \Gamma_{out}^{*}. \end{array} \right\}$$

$$(12)$$

A estas condiciones se les denomina acoplamiento conjugado simultáneo. Cuando se aplican estas condiciones, se supone que el bipuerto es incondicionalmente estable¹.

A partir de las expresiones de ganancia de operación y de ganancia deponible es factible generar círculos de coeficientes de reflexión de entrada o salida para los cuales puede obtenerse una ganancia en particular.

Los círculos de ganancia constante, correspondientes al diseño por ganancia de operación, lo cual implica un acoplamiento por fuente, se determinan mediante la expresión G_{C_s} que indica el centro del círculo de ganancia constante y la expresión G_{R_s} , por la cual se calcula el radio del círculo de ganancia constante:

¹Cuando el transistor cuente con grandes zonas potencialmente inestables de la carta de Smith, es mejor realizar el procedimiento de diseño en términos de G_P o G_A . Canónicamente se utiliza G_P para diseño de redes de salida y G_A para diseño de redes de entrada.

$$G_{C_s} = \left[\frac{G_1}{1+D_1G_1}\right]C_1^*.$$
 (13)

$$G_{R_s} = \frac{(1 - 2K|S_{12}S_{21}G_1 + |S_{12}S_{21}|^2G_1^2)^{\frac{1}{2}}}{|1 - G_1(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|}.$$
 (14)

donde: $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}, G_1 = \frac{10^{\left(\frac{P}{10}\right)}}{|S_{21}^2|}, C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*, y D_1 = |S_{11}|^2 - |\Delta|^2.$

Los círculos de ganancia constante, correspondientes a la carga, se determinan mediante la expresión G_{C_l} que indica el centro del círculo de ganancia constante y la expresión G_{R_l} , por la cual se calcula el radio del círculo de ganancia constante:

$$G_{C_l} = \left[\frac{G_2}{1 + D_2 G_2}\right] C_2^*.$$
(15)

$$G_{R_l} = \frac{(1 - 2K|S_{12}S_{21}G_2 + |S_{12}S_{21}|^2G_2^2)^{\frac{1}{2}}}{|1 - G_2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|}.$$
 (16)

donde $\Delta = -S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}$, $G_2 = \frac{10^{\binom{P}{10}}}{|S_{21}^2|}$, $C_1 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$ y $D_1 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$. P es la ganancia deseada expresada en dB.

A partir del coeficiente de reflexión elegido para la ganancia deseada, se puede determinar el par (Γ_s, Γ_l) que permita calcular la ganancia de transductor específica, de acuerdo a la expresión (9).

Dado que en el análisis desarrollado se encontró que el transistor no era absolutamente estable, para el presente trabajo se utilizarán las expresiones de ganancia de operación para el diseño del amplificador, de acuerdo a los criterios propuestos por Gonzalez (1997, p. 247).

II.3 La guía de onda coplanar

La guía de onda coplanar es un tipo especial de línea de transmisión que propone que los materiales conductores se encuentren (como su nombre lo indica) en un mismo plano, como se puede apreciar en la figura 4. La guía de onda coplanar puede utilizarse en diferentes

11

configuraciones, ya sea con plano de tierra adicional, sin plano de tierra adicional o con planos de tierra asimétricos.



Figura 4: Guía de onda coplanar (GOC).

La guía de onda coplanar surge básicamente para su aplicación directa en sistemas giromagnéticos no recíprocos (Wen, 1969), es decir, en aplicaciones de circuladores y aisladores, dado que la presencia del conductor central y los planos de tierra coplanares permiten un mejor diseño de estos dispositivos.

Conforme se ha migrado a aplicaciones de frecuencias cada vez más altas, se llega a la conclusión que es útil aplicar estos medios de transmisión en el diseño de componentes de microondas, puesto que la dispersión que sufren las señales en altas frecuencias es mucho menor que la de otros medios de transmisión (como microcintas) utilizados en circuitos integrados e impresos (Knorr y Kuchler, 1975). Así pues se ha decidido para el desarrollo de este trabajo utilizar los circuitos de guía de onda coplanar con base en su mejor desempeño respecto a la microcinta para las frecuencias de interés.

II.3.1 Expresiones de análisis

El trabajo en guía de onda coplanar lo inicia Wen (1969) mediante un análisis cuasi-estático, basado en el método de mapeo conformal, aplicándolo a una estructura con sustrato de espesor infinito y planos de tierra infinitos. Wen (1969) obtiene una expresión para calcular la impedancia de una guía de onda coplanar con un espesor de sustrato infinito, y planos de tierra infinitos con separación constante, determinada por:

$$Z_{0_{cpw}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}$$
(17)

donde: $k_1 = \frac{a}{b} = \frac{S}{S+2W}$, $K'(k_n) = K(k'_n)$, $k'_n = \sqrt{1-k_n^2}$, $K(k_n)$ es la integral elíptica completa de primer orden con módulo k_n , S es la separación entre el conductor y los planos de tierra, y W es el ancho del conductor.

La expresión (17) proporciona una buena aproximación, sin embargo, resulta necesaria una expresión que considere los efectos de un espesor del dieléctrico finito, plano de tierra finito, así como realizar consideraciones en caso de la existencia de un plano de tierra adicional y una cubierta.

En el primer caso Ghione y Naldi (1984) obtuvieron mediante mapeo conforme las expresiones para calcular la impedancia y la constante dieléctrica efectiva, tomando en cuenta el espesor del sustrato se dan por:

$$Z_{0_{cpw}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}$$
(18)

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}$$
(19)

donde la nueva variable k_2 es: $k_2 = \frac{\sinh(\frac{\pi a}{2h})}{\sinh(\frac{\pi b}{2h})}$

En el segundo caso Ghione y Naldi (1987) proponen expresiones que consideran un plano de tierra finito dadas como sigue:

$$Z_{0_{cpw}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K'(k_3)}{K(k_3)}$$
(20)

$$\epsilon_{re} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} \frac{K'(k_3)}{K(k_3)}$$
(21)

donde: $k_3 = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{1-\frac{b^2}{c^2}}{1-\frac{a^2}{c^2}}}, \ k_4 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b-2h)} \sqrt{\frac{1-\sinh^2(\pi b/2h)/\sinh^2(\pi c/2h)}{1-\sinh^2(\pi a/2h)/\sinh^2(\pi c/2h)}}, \ a$ es el valor de la mitad del ancho del conductor, b es el valor de la separación entre conductor y plano de tierra más el valor de la mitad del ancho del conductor; y c es el valor de la ancho del plano de tierra, más la separación del conductor-plano de tierra más el valor de la mitad del ancho del conductor.

En el caso de la existencia de un plano de tierra adicional y una cubierta, Ghione y Naldi (1987) obtienen las expresiones siguientes:

$$Z_{0_{cpw}} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K(k_2)} + \frac{K(k_5)}{K(k_2)}}$$
(22)

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \tag{23}$$

$$q = \frac{K(k_5)/K'(k_5)}{K(k_1)/K'(k_1) + K(k_5)/K'(k_5)}$$
(24)

donde: $k_5 = \frac{\tanh(\pi a/2h)}{\tanh(\pi b/2h)}$

Para considerar los efectos del espesor del metal conductor y del plano de tierra, se han obtenido resultados de análisis llevados a cabo por Kitazawa *et al.* (1976); Kitazawa y Hayashi (1986); Ke y Chen (1976) entre otros, y los resultados a los que llegan son:

$$Z_{0_{cpw}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}^t}} \frac{K'(k_e)}{K(k_e)}$$
(25)

$$\epsilon_{re}^{t} = \epsilon_{re} - \frac{0.7(\epsilon_{re} - 1)t/W}{[K(k)/K'(k)] + 0.7t/W]}$$
(26)

donde: $k_e = S_e/(S_e + 2W_e) \cong k + (1 - k^2)\Delta/2w$, $S_e = S + \Delta$, $W_e = W - \Delta$, $\Delta = (1.25t/\pi)[1 + \ln(4\pi S/t)]$, y ϵ_{re} se obtiene de las expressiones (19), (21) o (23).

Así pues, mediante estas expresiones se pueden implementar algoritmos que permitan el cálculo de las guías de onda coplanar en sus diferentes casos. Durante el desarrollo de este trabajo de tesis se generó un código para obtener estos cálculos aprovechando las potencialidades del programa de cálculo Matlab (apéndice A). Resulta factible utilizar en lugar de la integral elíptica completa, la aproximación determinada por Hilberg (1969) dada por:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln[2(1+\sqrt{k'})/(1-\sqrt{k'})]} & \text{para } k > 0.7071\\ \frac{\ln[2(1+\sqrt{k})/(1-\sqrt{k})]}{\pi} & \text{para } k \le 0.7071 \end{cases}$$
(27)

Una revisión más extensa de las diferentes expresiones para obtener las impedancias de la guía de onda coplanar se encuentra en (Gupta *et al.*, 1991).

Las expresiones anteriores son válidas para el análisis a bajas frecuencias, donde se considera un modo de propagación TEM. Para analizar el comportamiento dependiente de la frecuencia, se debe de realizar un análisis electromagnético de la estructura. Existen diferentes métodos analíticos y numéricos para efectuar un análisis electromagnético riguroso (Gupta *et al.*, 1991; Wang, 1991; Itoh, 1989; Sorrentino, 1989).

El método de momentos es un método numérico para análisis electromagnético, este método requiere un simulador capaz de determinar inductancias propias, inductancias mutuas y capacitancias entre todas las partes de una estructura determinada. A partir de la estructura se genera una rejilla de celdas (triangulares o rectangulares). Posteriormente se calcula una matriz de elementos que representa la interacción entre las celdas. Cada elemento de la matriz es una impedancia que se calcula numéricamente por el simulador con base en la información del substrato utilizado y las dimensiones de la estructura. El programa introduce una excitación a la estructura y realiza el cálculo de los parámetros de dispersión.

En el programa *Momentum* desarrollado por la compañía Hewlett Packard (Anón., 1984) se pueden analizar las estructuras coplanares, basándose en el análisis de las ranuras, generando una malla para las estructuras geométricas proporcionadas y resolviendo el comportamiento de las corrientes magnéticas dentro de las ranuras.

La descripción de pasos para obtener los parámetros S en una estructura por medio del método de momentos puede consultarse en los documentos de Pérez Hernández (1998) y Santiago de la Cruz (1998).

El procedimiento de simulación en el programa HP MDS con su módulo de Momentos se puede consultar en los manuales correspondientes (Anón., 1984).

II.4 Transistores de GaAs

El descubrimiento de materiales semiconductores ha sido uno de los acontecimientos que han marcado el desarrollo de la electrónica. El transistor bipolar de unión y el de efecto de campo (en todas sus variantes) son dispositivos que permiten obtener mediante diversas técnicas circuitos cada vez más pequeños y eficientes.

En el área de las microondas el principal dispositivo utilizado en la actualidad es el HEMT (transistor de alta movilidad electrónica), y en particular se utilizan materiales semiconductores como el Fosfuro de Indio o el Arseniuro de Galio. Es por esta razón que resulta tan importante conocer el modelado de estos componentes, con el fin de evaluar su desempeño y poder predecir su comportamiento para aplicaciones específicas.

II.4.1 Modelo del FET

El modelo del transistor de efecto de campo (FET) se basa en el comportamiento del material semiconductor ante los diferentes sustratos de materiales P y N, y las interacciones que se presentan entre ellos. Los primeros modelos se basaron en el comportamiento físico del material semiconductor (Pucel *et al.*, 1974; Statz *et al.*, 1974), sin embargo en estos modelos se requiere conocer la estructura interna del dispositivo, lo cual no siempre es posible, de ahí surge la necesidad de surgerir diferentes modelos en circuito eléctrico para el transistor FET, basados en mediciones en DC y RF.

En su modo más simple, el modelo de un FET, mostrado en la figura 5 está formado por elementos resistivos, capacitivos y fuentes de corriente dependientes. La aproximación de los valores de los elementos del modelo tanto de pequeña señal como de gran señal, depende de los modelos a utilizar como son los de Materka y Kacprzak (1985), Curtice y Ettenberg (1985)(para dispositivos no lineales), Hughes (1992) y el de Pospieszalski (1989) para dispositivos que operan en la región lineal. Es a partir de esta estructura que se pueden aplicar diferentes métodos para determinar los valores de los elementos del modelo mediante una aproximación con los datos reales del comportamiento del transistor.



Figura 5: Modelo de un FET.

II.4.2 Modelo de Pospieszalski

Se propone efectuar el análisis del transistor mediante el modelo de Pospieszalski (1989), dado que es de interés conocer el comportamiento del elemento activo y predecir el comportamiento de ruido del amplificador.

El modelo propuesto por Pospieszalski (1989) ilustrado por la figura 6, considera dos elementos resistivos que contribuyen directamente al ruido en el transistor: la resistencia de compuerta-fuente y la admitancia de drenaje-fuente. Este modelo propuesto ha mostrado ya una validez adecuada para diversos dispositivos.



Figura 6: Modelo de ruido de Pospieszalski para un transistor.

En este modelo se pueden ajustar los valores de resistencias y capacitancias de manera que su comportamiento se aproxime al del transistor original de acuerdo a los criterios correspondientes de análisis del circuito eléctrico (Reynoso Hernández *et al.*, 1996; Reynoso Hernández y Rangel Patiño, 1996). Por regla general el ajuste se realiza tomando como base los parámetros de dispersión del transistor.

El modelo de ruido de Pospieszalski para un transistor se aprecia en la figura 7.

La determinación de la temperatura de ruido mínima se obtiene mediante la expresión:

$$T_{min} = 2\frac{f}{f_t}\sqrt{r_e T_g g_{ds} T_d}$$
⁽²⁸⁾

donde: f_t es la frecuencia de corte intrínseca, g_{ds} es la conductancia drenaje-fuente, $r_e = r_s + r_g + r_{gs}$, r_{gs} es la resistencia de compuerta intrínseca, T_g es la temperatura de ruido equivalente de compuerta y T_d es la temperatura de ruido equivalente de drenaje.

El parámetro con el cual se debe tener mayor cuidado es con el de la temperatura de drenaje, que influye directamente sobre el comportamiento de ruido del transistor. Se ha observado que la influencia de la temperatura de resistencia compuerta-fuente del

18

$$\bar{e}_{gs}^{2} = 4K T_{g} r_{gs} \Delta f$$



modelo no influye de manera decisiva (Gasquet *et al.*, 1995), y una buena aproximación se encuentra al considerar a la temperatura igual a la del ambiente. La temperatura de salida (drenaje) puede obtenerse mediante ajuste siempre y cuando se cuente con valores de ruido con los cuales se pueda aproximar el modelo, en caso contrario una aproximación útil para el ajuste del modelo es la propuesta por Gasquet *et al.* (1995) que permite calcular una temperatura aproximada para T_d y T_g , en la forma:

$$T_g = \frac{C_{gs}^2}{\left(C_{gs} + C_{gd}\right)^2} T_0 \tag{29}$$

$$T_d \approx \left(1 + \frac{g_m}{g_{ds}}\right) T_0 \tag{30}$$

A partir de una comunicación oral se utilizó el modelo propouesto por Weinreb (1997). Este modelo difiere en que simplifica el circuito al considerar con efecto térmico únicamente a la resistencia de drenaje. Esto implica la ventaja de depender exclusivamente de una sola temperatura.

Para determinar los elementos del modelo del transistor utilizado, se realizaron mediciones en DC para obtener los valores de transconductancia, ganancia, y
resistencias mediante el banco de medición automatizado del laboratorio de GaAs de altas frecuencias (Reynoso Hernández *et al.*, 1993), y dado el trabajo requerido para el modelado se desarrolló un modelo con el fin de contar con una idea aproximada del comportamiento de ruido del transistor (Alvarez Guzmán *et al.*, 1998b).

Capítulo III

Diseño del amplificador

En este capítulo se presenta el método seguido en la construcción del amplificador, los resultados obtenidos del análisis del transistor utilizado, las consideraciones seguidas para el diseño de la red de polarización y para el diseño de las redes de acoplamiento.

III.1 Método de diseño y construcción de amplificadores

El método a seguir en el diseño y construcción del presente amplificador es similar al propuesto por Martínez Madrid (1996). En la figura 2 se mostró un diagrama a bloques del proceso de diseño y construcción. El proceso consiste en definir el objetivo del amplificador y las características deseadas, a continuación se eligen los componentes a utilizar en el diseño y se caracterizan, se analizan y en caso necesario se modelan los componentes. Se procede al diseño de las redes de polarización, su construcción y caracterización. En seguida se diseñan, construyen y caracterizan las redes de acoplamiento, se integra el amplificador y se caracteriza.

Durante el proceso de diseño los puntos que mayor interés presentan son las consideraciones de fabricación física de los circuitos y los modelos de ruido de transistor necesarios para construir el amplificador.

Así pues, una vez definido el objetivo del amplificador (sección I.2), se procede al

análisis de los transistores con los cuales se cuenta, se caracterizan, se analizan, y se calculan los coeficientes de reflexión óptimos para la aplicación que se desea generar. Se proponen y diseñan redes de acoplamiento de entrada y salida para las etapas del amplificador. En seguida se procede a calcular y construir los circuitos de las redes de acoplamiento de entrada y salida y se caracterizan las redes para determinar que cumplan con las especificaciones deseadas. Una vez cumplidas las condiciones, se realiza la integración del amplificador y la caracterización final del dispositivo híbrido integrado.

III.2 Medición de transistores

Los transistores empleados corresponden al KH1032 de la fábrica Kukje. El KH1032 es un transistor de Arseniuro de Galio pseudomórfico de alta movilidad electrónica diseñado para trabajar desde la banda X hasta la banda Ku para aplicaciones de amplificadores y osciladores. Cuenta con una figura de ruido típica de 0.5 dB a 12 GHz, con una ganancia asociada típica de 12.2 dB a 12 GHz. La compuerta mide 150 μ m y su ancho es de 0.2 μ m. Los transistores no se encuentran encapsulados y están diseñados para utilizarse directamente con tecnología de guía de onda coplanar. Las dimensiones de los transistores son de aproximadamente 440 × 225 μ m. Los transistores se probaron con un voltaje drenaje-fuente de 2 V, una corriente de denador-fuente de 15 mA. Se puede apreciar su forma en la figura 8.

III.2.1 Parámetros estáticos

La determinación de los elementos intrínsecos del transistor se realizó mediante el banco automatizado de pruebas de medición de parámetros estáticos del laboratorio de Arseniuro de Galio (Reynoso Hernández *et al.*, 1993). El trabajo se realizó con los programas y metodologías de extracción de parámetros de Reynoso Hernández *et al.* (1996); Reynoso Hernández y Rangel Patiño (1996); Reynoso Hernández *et al.* (1997) y Rangel Patiño

22



Figura 8: Transistor KH1032.

(1994) y empleando los métodos propuestos por Fukui (1979). Los resultados de la caracterización estática para diferentes dispositivos KH1032 pueden apreciarse en la tablaI. En el caso de los primeros transistores no fué posible determinar algunos parámetros estáticos.

III.2.2 Parámetros de dispersión

La medición de los parámetros de dispersión (o parámetros S) de los transistores se realiza directamente mediante la estación de pruebas analítica SUMMIT 9000 y el analizador de redes vectorial HP8510 en el intervalo de frecuencias de 1 a 50 GHz.

Se utilizó una técnica de calibración de tipo *Line-Reflect-Match* (LRM) (Josef Eul y Schiek, 1991) utilizando un sustrato de estándares de impedancia (LRM ISS) de la compañía *Cascade Microtech*.

Los datos se obtienen directamente del analizador de redes en formato *CITIFILE*, y se utilizan programas realizados en Matlab para la conversión a formato *TOUCHSTONE* o para el análisis directo en los programas desarrollados en Matlab para tal efecto.

Los resultados de las mediciones para el intervalo de frecuencia de interés (36 a 40 GHz) se pueden observar en las tablas II, III y IV.

Se puede apreciar en las tablas II, III y IV que a la mayor frecuencia de cuenta con

	Idss (mA)	33.400	33.400	33.400
	$R_d (\Omega)$	pu	pu	3.627
H1032.	R_{s} (Ω)	pu	pu	2.480
sistores K	$R_g \ (\Omega)$	pu	pu	1.350
<u>e los transi</u>	g_{ds} (mS)	6.826	7.999	3.389
s estáticos	$g_m \ (\mathrm{mS})$	78.420	81.130	75.200
arámetro	V_{ds} (V)	200	2	2
Tabla I: Pa	$I_{ds} \ (\mathrm{mA})$	15.000	14.900	15.800
	V_{gs} (V)	-0.150	-0.150	-0.150
	Transistor	KH1032a	KH1032b	KH1032c

nd – no disponible.

24

.

Frec	$ S_{11} $	$\angle S_{11}$	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$	$ S_{12} $	$\angle S_{12}$	$ S_{22} $	$\angle S_{22}$
36	0.6902	-162.9839	1.7080	57.5617	0.1382	-1.9642	0.3209	-130.9096
37	0.6904	-164.5006	1.6637	55.8583	0.1367	-1.1739	0.3264	-131.0955
38	0.6917	-164.9593	1.6011	55.0953	0.1360	-0.5880	0.3236	-132.1241
39	0.7000	-166.0042	1.6037	53.0668	0.1359	-0.9582	0.3169	-133.9393
40	0.6928	-167.9944	1.5591	51.2852	0.1349	-0.0293	0.3169	-137.5271

.

Tabla II: Parámetros S del transistor KH1032a.

Tabla III: Parámetros S del transistor KH1032b.

Frec	$ S_{11} $	$\angle S_{11}$	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$	$ S_{12} $	$\angle S_{12}$	$ S_{22} $	$\angle S_{22}$
36	0.6810	-167.6059	1.7559	54.0812	0.1418	-1.9474	0.3219	-136.2994
37	0.6816	-170.0792	1.7150	52.0173	0.1412	-3.0272	0.3230	-137.9900
38	0.6861	-171.2174	1.6460	50.7659	0.1394	-3.9432	0.3220	-140.2863
39	0.6950	-172.2704	1.6389	48.7757	0.1384	-4.3030	0.3218	-142.2682
40	0.6874	-173.4730	1.5915	47.2784	0.1376	-4.5193	0.3245	-144.0260

Tabla IV: Parámetros S del transistor KH1032c.

Frec	$ S_{11} $	$\angle S_{11}$	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$	$ S_{12} $	$\angle S_{12}$	$ S_{22} $	$\angle S_{22}$
36	0.6899	-167.5844	1.7238	52.5883	0.1412	-3.3443	0.3186	-138.5716
37	0.6907	-170.2942	1.6854	50.3414	0.1410	-4.7838	0.3178	-140.6847
38	0.6968	-171.4812	1.6158	49.0008	0.1401	-5.5031	0.3191	-143.4078
39	0.7055	-172.4188	1.6056	47.0563	0.1390	-5.7232	0.3213	-145.1902
40	0.6964	-173.2546	1.5596	45.6104	0.1379	-6.1046	0.3244	-145.9854

una variación máxima de 0.009 en magnitud, y de 5.478 grados en fase para el coeficiente de reflexión de entrada, mientras que en el coeficiente de reflexión de salida la variación en magnitud máxima es de .0076, mientras que la de la fase es de 8.458 grados.

III.3 Modelado de transistores

Se generaron 2 modelos de transistores (Alvarez Guzmán *et al.*, 1998b), donde uno de ellos corresponde al ajuste matemático de todos los elementos del transistor y el otro corresponde al ajuste basandose en los parámetros estáticos medidos de los transistores (sección III.2.1). A partir de las mediciones se procede a la generación de modelos *ad hoc* para las condiciones de polarización del transistor, utilizando el modelo propuesto por Pospieszalski (1989) y una variante del modelo de Pospieszalski generada por Weinreb (1997) (apéndice B). Se determinó el comportamiento general de los transistores promediando las mediciones realizadas y se produjeron modelos (tanto del de Pospieszalski como el de Weinreb) generales para el transistor KH1032 por medio de optimización.

Mediante el programa MMICAD se realizó el proceso de optimización y ajuste de parámetros desconocidos del modelo de Pospieszalski (sección II.4.2) con lo cual se obtuvo una primera aproximación del comportamiento de ruido del transistor. Es importante mencionar que se puede predecir con mejor precisión el comportamiento de ruido del transistor cuando se cuenta con un ajuste adecuado de los parámetros de temperatura de los elementos resistivos, lo que implica la medición de parámetros de ruido en la zona de frecuencia de interés.

Los resultados del modelado se encuentran en la tabla V.

Se presentan gráficas de los parámetros de dispersión de los modelos comparados con los parámetros originales obtenidos de la medición en las figuras 9(a) y g(b). En la figura 10 se puede observar la predicción que hace el modelo en cuanto a los coeficientes de

Transistor	C/Val.medidos	Ajuste mat.
Parámetro	KH1032c	KH1032
GM	75.2	79.7864
RDS	295.07	190.825
RG	1.3528	0.09848
RS	2.4884	0.78474
RD	3.6272	3.72603
RGS	0.6000	2.23564
CGS	0.1622	0.13338
CDS	0.0442	0.04702
CGD	0.0328	0.03333
TAU	0.4573	1.0003
LG	0.0439	0.05259
LS	0.0135	0.00902
LD	0.0853	0.03190

Tabla V: Parámetros ajustados del modelo de ruido de Pospieszalski.

reflexión de mínimo ruido. Se puede apreciar que los modelos obtenidos por optimización solamente (Mat), coinciden con los valores medidos (Med), mientras que los que se basan en mediciones de DC (Dat) difieren a frecuencias bajas. El modelo con valores medidos difiere de los parámetros S debido a que es dificil medir resistencias RS y RG tan pequeñas.



Figura 9: Ajuste de modelos de ruido a los parámetros de dispersión del dispositivo KH1032. + Mat -Dat



Figura 10: Simulación de coeficientes de reflexión óptimos de mínimo ruido.

III.4 Análisis de datos

A continuación se procedió a realizar los cálculos correspondientes para obtener los parámetros de estabilidad mediante las expresiones en (2, 3, 4) del transistor a la frecuencia de interés, los círculos de estabilidad de entrada (8) y salida (6), y los círculos de ganancia constante (14)(16), con el fin de determinar los coeficientes de reflexión a elegir para el diseño de las redes de acoplamiento.

En primer lugar se calculan los parámetros de estabilidad del transistor de acuerdo a las expresiones (2 3, 4).

El análisis del transistor KH1032 arroja el comportamiento en estabilidad mostrado en la tabla VI.

Frecuencia	μ	K	$ \Delta $
36	0.7936	0.7182	0.0598
38	0.8388	0.7539	0.0476
40	0.8531	0.7891	0.0391

Tabla VI: Parámetros de estabilidad del transistor KH1032.

Con base en los criterios para tener condición de estabilidad incondicional ($\mu > 1$ ó $K > 1, |\Delta| < 1$) resulta claro que el transistor es condicionalmente estable en el rango de interés.

Para poder determinar los coeficientes de reflexión donde el transistor se encuentra en estado estable o inestable, se deben generar los círculos de estabilidad, los cuales se obtienen mediante las expresiones (6) y (8).

Los círculos de estabilidad del transistor KH1032 mostrados en la tabla VII tienen un comportamiento que permite elegir con facilidad un coeficiente de reflexión, lo cual facilitará el diseño de las redes de acoplamiento del transistor.

KH1032	Est. Fuente		Est. Carga		
Frecuencia	Radio	Centro	Radio	Centro	
36	0.5500	1.4466 ∠ 169.27	2.4550	3.2486 ∠ 133.56	
38	0.5205	1.4338 ∠ 172.60	2.2831	3.1073 ∠ 135.66	
40	0.4929	1.4216 ∠ 175.78	2.1275	2.9806 ∠ 137.71	

Tabla VII: Círculos de estabilidad del transistor KH1032.

Las ganancias máximas estables que se pueden esperar del transistor KH1032 de acuerdo a las mediciones realizadas resultan ser las mostradas en la tabla VIII.

Frecuencia	Máxima ganancia estable [dB]			
36	10.327			
38	10.133			
40	9.995			

Tabla VIII: Máxima ganancia estable del transistor KH1032.

Los resultados obtenidos por los programas MMICAD, y MDS fueron similares. Esto puede apreciar en la figura 11, donde se muestran de los círculos de estabilidad y ganancia.

Se puede apreciar en la figura 11 que el transistor es inestable, porque el comportamiento de los círculos de estabilidad y los coeficientes de reflexión conjugados de entrada se encuentran cercanos a los círculos de ganancia constante de 10 dB.

A partir de esta información disponible se propone que las redes de acoplamiento del amplificador se diseñe con respecto a una ganancia plana de 10 dB por etapa al emplear los transistores KH1032.

A continuación se calcularon los círculos de ganancia estable obtenidos mediante las



Figura 11: Círculos de estabilidad (-), ganancia (+) y coeficientes de reflexión conjugados asociados para el transistor KH1032.

expresiones (14) (16). En la tabla IX se aprecian los valores para definir los círculos de ganancia constante de 10 dB.

Tabla IX:	Círculos de	ganancia	constante	de	10 dF	3 para	el	transistor	KH1032.
-----------	-------------	----------	-----------	----	-------	--------	----	------------	---------

KH1032	Carga			
Frecuencia	Radio	Centro		
36	0.546	0.942 ∠ 129.27		
38	0.505	0.976 ∠ 131.44		
40	0.464	1.007 ∠ 133.56		

Mediante los valores de estos círculos es posible determinar los valores de los coeficientes de reflexión de entrada y salida para obtener la máxima ganancia posible. Dadas las condiciones del amplificador conviene realizar los cálculos de la red de acoplamiento para una frecuencia de 40 GHz.

Al realizar simulaciones correspondientes a los parámetros de los transistores considerando los cables de conexión de oro en compuerta, fuente y carga se presentan modificaciones en los parámetros S, de manera que el transistor pueda llegar a estabilizarse si se elige la longitud adecuada del cable de oro en las conexiones de fuente. Esto representa un problema debido a que se requiere un control preciso de las longitudes de los cables de conexión para las terminales de drenaje, compuerta y fuente. La variación de la longitud de los cables de oro puede afectar de manera importante el comportamiento angular de los coeficientes de reflexión.

III.5 Influencia de conexiones del transistor al sustrato

Dada la frecuencia de trabajo, se supone que se cuenta con una importante influencia debida a las conexiones de la compuerta, drenaje y fuente del transistor con el circuito. Es por ello que para determinar las posibles influencias debidas a los cables de conexión, se modeló el comportamiento del transistor incluyendo los cables empleados para su conexión.

Las dimensiones del transistor y del cable de oro hacen difícil incluir más de un cable de oro para la conexión en las terminales de compuerta y drenaje del transistor con el circuito diseñado. Las terminales de fuente dadas sus dimensiones pueden permitir conectar hasta 4 cables de oro en sus terminales, suponiendo que se cuente con suficiente experiencia y pericia en el manejo de la microsoldadora, que las terminaciones se encuentren libres de contaminantes y el cable de oro se encuentre en condiciones adecuadas.

A partir de las simulaciones se espera un defasamiento de al menos 60 grados en los parámetros de reflexión del transistor, de manera que se generan archivos correspondientes a las condiciones esperadas para el circuito y se analizan las condiciones que imponen estas modificaciones de los parámetros de dispersión del transistor para generar las redes de acoplamiento para el amplificador.

Se pueden apreciar los defasamientos de los coeficientes de reflexión y la modificación de la ganancia (S_{21}) provocados por los cables en la figura 12.



Figura 12: Efecto de cables de conexión para el transistor KH1032 con 1 y 2 cables (C1 y C2) respecto al transistor solo (SC).

III.6 Diseño de redes de polarización

Las redes de polarización y acoplamiento se realizaron con tecnología coplanar sobre un substrato de alúmina (AL₂O₃) con los siguientes parámetros: $\epsilon = 9.9$, h = 0.635 mm, t = 0.004 mm, y tan $\delta = 0.002$.

Para determinar las redes de acoplamiento necesarias para obtener los coeficientes de reflexión propuestos, es importante conocer la influencia que pueden ejercer los elementos requeridos para el circuito del amplificador, pero que no necesariamente forman parte de las redes de acoplamiento, como es el circuito de polarización.

Dado que es la primera vez que se realiza el diseño y construcción de redes de

polarización en tecnología de Guía de Onda Coplanar en el CICESE, en el presente caso se enfoca el estudio hacia las redes bloqueadoras de RF y los capacitores interdigitados que proporcionan un aislamiento en DC. Este trabajo se reportó en el XIII congreso de instrumentación de la SOMI¹ (Alvarez Guzmán *et al.*, 1998a).

III.6.1 Redes bloqueadoras de RF

Las redes bloqueadoras de RF normalmente se diseñan de manera que tengan el comportamiento de un circuito paso-bajas típico. En este trabajo se utiliza la configuración T con dos elementos inductivos en serie, y un elemento capacitivo en derivación a tierra, cuyo circuito equivalente se puede apreciar en la figura 13. Los



Figura 13: Circuito equivalente concentrado del bloqueador de RF.

elementos inductivos son líneas de transmisión de alta impedancia, rectangulares y con longitudes de $\lambda/4$.

El elemento capacitivo estara formado por un stub radial y se propone por analogía de diseño con el utilizado en los stubs radiales de microcinta (Syrett, 1980). Para ello se utiliza un stub con ángulo de 90° y un radio de $\lambda/4$.

Actualmente las estructuras más pequeñas que se pueden diseñar y construir, manteniendo un control aceptable de las variaciones durante el proceso de fabricación, son líneas de guía de onda coplanar con un ancho y separación de aproximadamente 20

¹Sociedad Mexicana de Instrumentación

 μ m. Estas líneas para la condición de separación entre planos de tierra que se emplea, proporciona una impedancia aproximada de 95 Ω .

Los stubs radiales cuentan con un radio de longitud $\lambda/4$ y forman un ángulo de 90°. Dado que no existen expresiones que permitan determinar el valor de la impedancia debida a esta estructura se supone como una aproximación válida a un stub de guía de onda coplanar rectangular de área equivalente.

Así pues basándose en estas consideraciones iniciales se diseñaron algunas redes bloqueadoras de RF para una frecuencia de corte en 34 GHz. Estas estructuras se optimizaron hasta la obtención de resultados satisfactorios. Se pueden apreciar imágenes del diseño final en la figura 14.

Las dimensiones correspondientes a los componentes de la red final de bloqueo de RF se aprecian en la tabla X. La posición de inicio de la línea de alta impedancia se consideró

Elemento	G1 (μ m)	W (μ m)	$L(\mu m)$
Lineas 50 Ω	250	120.11	788.9
Lineas alta Z	250	20	890.15
Parche de conexión	250	205	205

Tabla X: Dimensiones de los elementos del bloqueador de RF final.

G1 – Separación entre planos de tierra. W – Ancho del conductor central. L – Longitud de la línea.

Sector Radial: radio=450 μ m, ángulo=90°

a 125 μ m del plano de tierra de la línea de 50 Ω . La posición del sector radial fué entonces a 1015.15 μ m del plano de tierra de referencia, localizado en el extremo de la línea de alta impedancia y al centro del conductor de esta línea.



Figura 14: Diseño de bloqueador de RF.

III.6.2 Redes bloqueadoras de DC

La separación de la señal de radiofrecuencia y la polarización se pretende realizar mediante un capacitor interdigitado. Es por tanto conveniente realizar un análisis referente_a su comportamiento para determinar su influencia dadas las condiciones de fabricación de las que se dispone.

El circuito equivalente correspondiente a este tipo de circuitos se puede apreciar en la figura 15.

Se puede encontrar bibliografía referente a discontinuidades por separación en



Figura 15: Circuito equivalente concentrado del bloqueador de DC.

microcinta en Simons y Ponchak (1988), Dib *et al.* (1991), Huynen (1998), Özmehmet (1987) y Williams y Schwartz (1983) en general para sustratos de Arseniuro de Galio.

Así pues, el análisis del capacitor interdigitado se realiza para diferentes configuraciones, las cuales se pueden apreciar en la figura 16.



Figura 16: Diseño de bloqueador de RF.

En la figura 16 podemos apreciar las estructuras regulares de los circuitos bloqueadores de DC propuestos para los cuatro casos considerados. Las dimensiones de los circuitos bloqueadores se muestran en la tabla XI. La separación simple se propuso de 20 μ m, y se consideraron 2 líneas separadas de 50 Ω con longitudes de 384.45 μ m cada una.

Con base en los resultados se juzgó conveniente el empleo de capacitores interdigitados de 4 elementos (figura 16(d)), con el fin de aprovechar el acoplamiento y menores pérdidas para el ancho de banda de interés.

Interdigitado	${ m G1}(\mu{ m m})$	S1 (μ m)	A1 (μm)	L (μm)
2 elementos	250	20	50.05	768.9
3 elementos	250	20	26.70	768.9
4 elementos	250	20	20	800.53

Tabla XI: Dimensiones de los bloqueadores de DC probados.

G1 – Separación entre planos de tierra. S1 – Separación entre elementos. A1 – Ancho de elemento. L – Longitud del elemento.

Dadas las dimensiones con que se trabaja no es posible interconectar los elementos del circuito interdigitado, debido a las dimensiones del cable de oro para microsoldado (18 μ m de grosor) y los dígitos (20 μ m de grosor), los elementos interdigitados provocan comportamientos resonantes que requieren un estudio más profundo para poder generar el circuito eléctrico equivalente para esta estructura.

III.7 Diseño de redes de acoplamiento

Una vez determinados los coeficientes de reflexión de entrada y salida se procede a diseñar las redes de acoplamiento de impedancias para la fuente y carga, mediante el uso de los distintos arreglos que nos permite la tecnología de guía de onda coplanar. Para el diseño de las redes se toma en cuenta la matriz resultante de las redes de polarización, que incluyen a los bloqueadores de RF y DC.

Los coeficientes de reflexión propuestos se eligieron en función de la ganancia especificada para los transistores.

Las estructuras geométricas de los circuitos son de tipo rectangular, dado que resulta menos complejo predecir su comportamiento, debido a la regularidad de la estructura.

Así pues se realizaron acoplamientos para los coeficientes propuestos suponiendo redes

con 2, 3 y 4 segmentos de guía de onda coplanar. Es conveniente mencionar que la guía de onda coplanar permite variar longitudes, separaciones entre planos de tierra y ancho del conductor central, para obtener una impedancia determinada.

III.7.1 Posibles variantes de estructuras para redes de guía de onda coplanar

Para determinar la estructura más adecuada para el diseño de los amplificadores se generaron redes de acoplamiento de diferentes tipos, se construyeron y se evaluó si el comportamiento simulado resulta semejante al real.

Redes con stubs y elementos de longitud variable y separación entre planos de tierra y ancho de conductor fijos

Ésta estructura se puede apreciar en la figura 17, la cual permite asegurar una impedancia constante a lo largo de la línea de transmisión. Los cambios de coeficientes de reflexión se consiguen mediante elementos en paralelo denominados *stubs*. La estructura es atractiva por su facilidad de construcción.

Figura 17: Primera variante.

Redes con stubs y elementos de longitud variable, ancho de conductor central variable y separación de planos de tierra constantes

Éstas estructuras permiten un mayor grado de libertad para alcanzar impedancias altas o bajas en los circuitos, y al mantener los planos de tierra constantes se puede asegurar un modo de propagación dominante. Puede observarse su estructura en la figura 18.



Figura 18: Segunda variante.

Redes de longitud y separación de planos de tierra variables, con ancho de conductor central fijo

Se puede apreciar una ilustración de éstas estructuras en la figura 19. Las estructuras que se pueden obtener con ésta variante son fáciles de fabricar y controlar, el hecho de contar con el ancho de conductor central fijo es una ventaja dado que es menos sensible a errores de fabricación. Al realizar pruebas de fabricación se presentó el problema de que el decapado era incompleto, con lo que quedaban rastros de oro en las separaciones grandes o no se conseguía decapar totalmente el oro en las separaciones cercanas a 20 μ m.

Redes de longitud y ancho de conductor central variable, con separación entre planos de tierra fijos

Ésta variante, mostrada en la figura 20, es la que mejores condiciones presenta para la fabricación y diseño de las redes de acoplamiento del amplificador. Dado que se puede



Figura 19: Tercera variante.

asegurar un mejor desempeño en el modo de propagación dominante mediante el empleo de puentes de aire que no requieren un control preciso y las variaciones de impedancias son lo suficientemente grandes (de 20 a 120 Ω) para obtener un comportamiento adecuado para el acoplamiento de impedancias. Además los modelos de computadora con los que se cuentan en MMICAD (Anón., 1996) emulan con menor error el comportamiento esperado en alta frecuencia. Las facilidades de fabricación son mayores dado que los errores posibles en la separación de los planos de tierra se mantienen constantes.



Figura 20: Cuarta variante.

III.7.2 Redes de acoplamiento

Se propone entonces para las redes de acoplamiento, utilizar elementos de guía de onda coplanar con cambios de impedancia determinados por el ancho del conductor central y separación entre planos de tierra fijos mostrados en la figura 20. Se propone emplear redes de 2, 3 y 4 segmentos de guía de onda coplanar con diferentes longitudes. Para su generación se ajustaron matemáticamente los elementos de guía de onda coplanar, contando con los coeficientes de salida de la red de polarización como coeficientes de entrada a la red, y los coeficientes de reflexión del transistor propuestos como coeficientes de salida.

El proceso se llevó a cabo para las redes de 2, 3 y 4 segmentos. El proceso mostró que se requieren combinaciones de segmentos de diferente impedancia, dado que en algunos casos la coincidencias en las dimensiones de segmentos contiguos permitían la sustitución de varios segmentos por un solo segmento con las mismas características, y de longitud equivalente a los segmentos sustituidos.

III.8 Circuito propuesto

El circuito propuesto finalmente utiliza una separación constante entre planos de tierra de 250 μ m, y se muestra en la figura 21, el cual está formado por una línea de entrada de 50 Ω conectada a través de un capacitor interdigitado de 4 elementos, de longitud $\lambda/4$, un circuito bloqueador de RF que emplea un stub radial de 90° y elementos de alta impedancia de longitud $\lambda/4$, segmentos de guía de onda coplanar de separación de planos de tierra constante y conductor central y longitudes variables. Seguirá el transistor correspondiente a la primera etapa. A continuación, aprovechando el comportamiento del circuito de polarización y del capacitor interdigitado, el acoplamiento entre etapas se realiza con 2 circuitos de polarización, un capacitor interdigitado y segmentos de guía de onda coplanar a la entrada y a la salida del circuito de polarización doble que desempeñan la función de acoplar las impedancias. Posteriormente continúa el transistor correspondiente a la segunda etapa y finalmente se tiene la red de salida, formada por segmentos de guía de onda coplanar, el circuito de polarización, un capacitor interdigitado y una línea de 50 Ω .

En la tabla XII se presentan las dimensiones de cada uno de los componentes de las redes de acoplamiento del circuito. Se consideran redes de acoplamiento a las líneas previas o posteriores a redes de polarización. La red de polarización incluye líneas de 50 Ω y circuitos interdigitados.



Figura 21: Redes propuestas para las diferentes etapas.

43

Elemento (μ m)	W (μm)	S (µm)	$L(\mu m)$
Red de entrada			
3	25	112.5	799.55
4	205	22.5	452.35
Red intermedia			
Previo a red			
de polarización.			
5	205	22.5	550.62
Posterior a red			
de polarización.			
10	25	112.5	677.475
11	205	22.5	460.675
Red de salida			
12	133.8	58.1	25
13	112.875	68.5	92.8
14	123.45	63.27	581.05
15	169.475	40.26	25.025

Tabla XII: Dimensiones de los elementos de las redes de acoplamiento del amplificador con separación entre planos de tierra de 250 μ m.

W – Ancho del conductor.

 ${\rm S}$ – Separación conductor-planos de tierra.

L – Longitud de la línea.

Capítulo IV

Análisis del amplificador

En este capítulo se presentan los resultados de análisis del amplificador propuesto. Se requiere este análisis para poder predecir el comportamiento que el amplificador completo tendrá una vez que se construya y ensamble.

Se llevó a cabo el análisis del amplificador en el ancho de banda, para tres resultados independientes, que incluyen las redes de polarización medidas: La primera respuesta se obtiene utilizando los modelos disponibles en el programa mmicad (-ideal), la segunda, considerando el análisis de las redes por el método de los momentos (-mom). El comportamiento mostrado por las simulaciones mostraron la viabilidad del diseño propuesto, razón por la cual se decidió construir las redes propuestas para verificar si físicamente el comportamiento es similar a los resultados del análisis. Así que una vez obtenidas las redes físicas se procedió a medirlas con el analizador de redes y a simular el comportamiento de las redes medidas con el transistor y los efectos de los cables de oro para verificar su funcionamiento. La simulación correspondiente (-redes) se incluye con las otras dos mencionadas previamente.

Los resultados de las simulaciones se pueden apreciar en las figuras 22 y 23. Se puede apreciar en la figura 22 un comportamiento no lineal en la ganancia del amplificador en todas las redes, ésta respuesta se debe al efecto de los coeficientes de reflexión entregados por las redes de polarización. Dado que las dimensiones de éstas estructuras eran demasia-



Figura 22: Comportamiento en ganancia del amplificador de alta ganancia en la banda de 35 a 41 GHz.

do grandes para las capacidades de memoria de la máquina con el programa Momentum, y que en el programa MMICAD no se contaban con todos los elementos necesarios en guía de onda coplanar, se procedió a construir, medir y utilizar los resultados de las redes de polarización construidas como matrices de parámetros S para optimizar y generar las redes para observar el efecto de las variaciones. También es apreciable un defasamiento en el comportamiento de la ganancia utilizando las redes construidas. Esto se debe a las dimensiones finales de los bloqueadores de DC.

De la misma manera en la figura 23 se puede apreciar el comportamiento de magnitud y fase de los coeficientes de reflexión, donde se puede apreciar el defasamiento de los coeficientes.

46





(a) Magnitud de coeficientes de reflexión de

(b) Fase de coeficientes de reflexión de entra-



(c) Magnitud de coeficientes de reflexión de salida



Figura 23: Comportamiento en reflexión del amplificador de alta ganancia en la banda de 35 a 41 GHz.

Utilizando el modelo del transistor, es posible prever que el comportamiento de ruido se debe aproximar al mostrado en la figura 24.

En ella se puede apreciar una figura de ruido menor a 5 dB en el ancho de banda de



Figura 24: Comportamiento esperado en la figura de ruido del amplificador de alta ganancia en la banda de 35 a 41 GHz.

diseño (36 a 40 GHz). De manera que ésta etapa del amplificador, el cual se conectará a una etapa de bajo ruido a la entrada proporcionará en conjunto un buen desempeño de ruido en el ancho de banda de 36 a 40 GHz.

Capítulo V

Construcción y caracterización del amplificador

En este capítulo se presenta el proceso de construcción y caracterización. En el primer punto se revisa el método utilizado para generar los circuitos, se presentan los circuitos generados y las dimensiones de los circuitos finales. En el segundo punto se muestran los resultados parciales de los elementos construidos y los resultados finales de las redes y el amplificador caracterizado.

V.1 Construcción

Una vez realizado el análisis necesario para determinar las influencias que tendrán los elementos al integrarlos al circuito híbrido, se procede a la construcción del circuito. A continuación se hace una mención somera del procedimiento de construcción. Para mayor información o precisiones con respecto al proceso de construcción, se sugiere que se consulte el apéndice C.

En la figura 25 se muestra un diagrama a bloques del proceso de fabricación. En primer lugar se realiza el dibujo a escala del circuito. A continuación se realiza el fotografiado del circuito hasta obtener resultados satisfactorios. En seguida se procede al depósito de fotoresina sobre el sustrato. La capa de fotoresina debe quedar uniforme y libre de polvo o burbujas. Se graba y revela el circuito, este paso se repite hasta obtener resultados satisfactorios. Finalmente se decapa el circuito y se verifica si se cumple con las especificaciones. En caso afirmativo se procede al ensamble del circuito, en caso negativo se procederá a rehacer el proceso. A continuación se describen los pasos más relevantes del proceso de construcción del circuito.



Figura 25: Diagrama a bloques del proceso de construcción.

50

V.1.1 Generación del circuito

Se genera el dibujo de la geometría del circuito propuesto utilizando el programa VISIO, a una escala de 40 veces el tamaño del diseño original.

En el empleo del programa VISIO es importante que las geometrías diseñadas se generen sin bordes, ya que la impresión de estos bordes provoca una variación en las dimensiones de los circuitos. La configuración adecuada para este caso es utilizar objetos con un relleno blanco, sin línea exterior y texto en color blanco. Para compensar el problema de que el programa VISIO muestra las páginas en blanco, se agrega un rectángulo con relleno negro, de dimensiones iguales al área de impresión de la página.

El resultado es que se obtendrá directamente el circuito deseado en negativo, con lo cual se disminuye el número de pasos necesarios para obtener la mascarilla de fotograbado del circuito.

La impresión es un punto de particular interés, dado que una impresión en un equipo con baja resolución provoca un mayor error porcentual de variación en las dimensiones del circuito. Empleando una impresora tipo láser con una resolución de 600 puntos por pulgada el error en se incurre en el dibujo para el rango de amplificación propuesto (de 40 veces), es de aproximadamente 0.14 μ m. Esto permite manejar con mayor libertad los errores provocados por el proceso de impresión sobre la superficie plástica del acetato y la construcción del circuito.

V.1.2 Obtención de la mascarilla

Para obtener la mascarilla se utiliza una cámara de estudio fotográfico marca GraphView, con una lente Carl Zeiss de 50mm 1:2.8*f*. En cuanto a su utilización se puede encontrar información respecto a su funcionamiento en el documento de Anón. (1979). Mediante las información contenida en este documento (Anón., 1979) se ha determinado que para las condiciones particulares del laboratorio (distancia y ángulo de apertura de la lente), la lente funciona como un "gran angular". Mediante experimentación se determinó que el error en las esquinas alejadas de la pantalla, para un enfoque que proporcione una reducción de 40 veces, es de 8 μ m para diferentes aberturas de diafragma (en el rango de 2.8 hasta 22). En virtud de estas condiciones no es posible utilizar toda la pantalla e incluso zonas cercanas al centro de la pantalla cuentan con un error de deformación. El área elegida para el trabajo permite asegurar un error aproximado de 1 a 2 μ m, que se considera aceptable para generar fotografías de los circuitos básicos del amplificador. El área de trabajo corresponde a un círculo de 30 cm de radio con respecto al centro, lo cual proporciona suficiente superficie para incluir hasta 9 circuitos de longitud máxima aproximada de 2000 μ m.

V.1.3 Grabado del circuito

El grabado del circuito se realiza mediante un proceso fotográfico, mediante el empleo de fotoresina (fotoresist). El negativo obtenido en la etapa anterior sirve de mascarilla para el circuito que se desea construir. Dentro de esta etapa es conveniente contar con una fotoresina reciente, ya que conforme el producto envejece las capas de fotoresina resultan menos uniformes y homogéneas, lo cual provoca un revelado deficiente y los circuitos no podrán fabricarse con la precisión adecuada. La fotoresina que mejor se ha comportado ha sido la Shipley 1400-31, cubriendo la superficie del sustrato mediante una máquina centrífuga. Con un tiempo de exposición de aproximadamente 55 segundos a 4000 rpm, un tiempo de secado al horno con temperatura de 100 °C de 10 minutos y un tiempo de revelado aproximado de 20 segundos. Estas condiciones permiten obtener una capa delgada y uniforme fácil de revelar y decapar.

V.1.4 Decapado del circuito

El decapado del circuito se realiza mediante ácidos adecuados a cada una de las capas depositadas sobre el sustrato. En el caso del circuito de interés se cuenta un sustrato de alúmina, con una capa de titanio-tungsteno, y una capa de oro depositada sobre el titanio-tungsteno por *sputtering*. La capa de oro se elimina del sustrato por acción de una mezcla 1:3 de ácido nítrico y ácido clorhídrico (agua regia), mientras la capa de titanio-tungsteno se elimina mediante una mezcla de ácido fluorhídrico y ácido nítrico en concentraciones de 1:1.

Los resultados obtenidos para los circuitos bloqueadores de RF, DC, las redes de acoplamiento y el amplificador completo pueden apreciarse en las figuras 26, 27 y 28.



(a) Bloqueador RF sencillo.

(b) Bloqueador RF 2 secciones.

Figura 26: Circuitos bloqueadores de RF fabricados.

Las dimensiones de los elementos de las redes finales se listan el las tablas XIII, XIV, XV, XVI, XVII, XVIII, XVIII.



Figura 27: Circuitos bloqueadores de DC fabricados.



(a) Red de entrada.

(b) Red intermedia.

(c) Red de salida.

Figura 28: Redes construídas.

Red	L1	L2	W	D	S	G1
Entrada	830	800	129	21	[`] 14	245
Intermedia	829	807	129	20	19	250
Salida	825	805	122	14	23	255

Tabla XIII: Dimensiones de los bloqueadores de DC.

L1 – Longitud total (μ m). L2 – Longitud de elementos (μ m). W – Ancho total de la estructura (μ m). D – Ancho de elementos (μ m). S – Separación entre elementos (μ m). G1 – Separación entre planos de tierra (μ m).

200101-1-1			*		
Red	L1	L2	W	G1	G2
Entrada (1)	3650	882	25-30	244-250	246
Intermedia 1 (7)	3572	872	23-24	250-254	251
Intermedia 2 (8)	3632	872	22-25	249-250	254
Salida (17)	3555	875	20	249-250	247

Tabla XIV: Dimensiones de los bloqueadores de RF.

L1 – Longitud total (μ m). L2 – Longitud hasta stub radial (μ m). W – Ancho de la línea (μ m). G1 – Separación entre planos de tierra (μ m). G2 – Separación entre planos en stub radial (μ m).

Red	L1	G1	A1
Entrada	460	35	89
Intermedia 1	454	40	91
Intermedia 2	453	41	92
Salida	457	43	95

Tabla XV: Dimensiones de los stubs radiales.

_

L1 – Longitud del stub (μ m). G1 – Separación entre stub y tierra (μ m). A1 – Ángulo del stub (°).
Red	L1	W	G1
Entrada			
2	800	124	247
3	809	28	244
4	459	203	248
Intermedia			
5	544	200	248
6	795	123	250
9	791	120	250
10	685	21	250
11	461	200	250
Salida			
12	25	129.	249
13	92	107	249
14	586	116	249
15	19	162	249
16	795	122	255

Tabla XVI: Dimensiones de las líneas coplanares.

L1 – Longitud del stub (μ m). W – Ancho de la línea (μ m). G1 – Separación entre stub y tierra (μ m).

Primer transistor	-			
Distancia entre red de entrada y compuerta				
Distancia drenaje y red intermedia				
Segundo transistor				
Distancia entre red intermedia y compuerta	291			
Distancia drenaje y red de salida	200			

Tabla XVII: Distancia entre las redes y los puntos de conexión de transistores.

Unidades en μ m.

Tabla XVIII: Dimensiones totales del amplificador.

Longitud total del amplificador		
Ancho total del amplificador	9	

Unidades en mm.

Al comparar los resultados finales con los datos de diseño se encontraron variaciones. Estas se atribuyen al proceso de decapado y al efecto de "gran angular" de la lente de la cámara. En las tablas XIX, XX y XXI se incluyen las dimensiones de los elementos de diseño, las dimensiones finales y el porcentaje de error relativo (error).

La tabla XIX permite observar que las variaciones en los elementos en el centro cuentan con un error pequeño en las dimensiones de los stubs radiales, se puede apreciar un error mayor conforme se aleja del centro del circuito. Esto se debe al efecto de gran angular de la lente del equipo fotográfico.

La tabla XX nos permite apreciar las variaciones que se tienen en los capacitores interdigitados. Es posible apreciar la aberración de la lente en el comportamiento de las dimensiones de los elementos.

Stub	Diseñado $\mu \mathrm{m}$	Construido μ m	error %
R.A.E.	450	460	2.22
R.A.I. 1	450	454	0.88
R.A.I. 2	450	453	0.66
R.A.S	450	457	1.55

Tabla XIX: Comparación de las dimensiones de stubs radiales.

R.A.E. – Stub en el bloqueador de RF de la red de acoplamiento de entrada.

R.A.I. 1 – Stub en el primer bloqueador de RF de la red de acoplamiento intermedia.

R.A.I. 2 – Stub en el segundo bloqueador de RF de la red de acoplamiento intermedia.

R.A.S. – Stub en el bloqueador de RF de la red de acoplamiento de salida.

En la tabla XXI se aprecia el error en las líneas de guía de onda coplanar construidas desde el inicio de la red (1) hasta el fin (17). Es evidente que los errores más grandes se presentan en las líneas más angostas y que se encuentran más alejadas del centro del circuito. La máxima variación en anchos de conductor fué de 5 μ m, en longitudes la variación máxima fué de 12 μ m, y la máxima variación entre separación de planos de tierra fué de 6 μ m.

Elemento	Diseñado $\mu {\rm m}$	Construido μ m	error %	
Red de entrada				
Ancho del elemento	20	21	2.22	
Longitud del elemento	800.53	791	1.19	
Sep. entre elementos	20	14	0.88	
Sep. entre planos de tierra	250	245	0.66	
Red intermedia				
Ancho del elemento	20	20	0	
Longitud del elemento	800.53	800	0.06	
Separación entre elementos	20	19	5.00	
Sep. entre planos de tierra	250 250		0	
Red de salida				
Ancho del elemento	20	14	30.00	
Longitud del elemento	800.53	825	0.03	
Sep. entre elementos	20	22	10.00	
Sep. entre planos de tierra	250	254	1.60	

ie.

Tabla XX: Comparación de las dimensiones de los circuitos interdigitados.

Línea	A.D.	A.C.	error	S.T.D.	S.T.C.	error	L.L.D.	L.L.C.	error
	$\mu { m m}$	$\mu { m m}$	%	$\mu { m m}$	$\mu { m m}$	%	$\mu { m m}$	$\mu { m m}$	%
1	20	28	40	250	247	1.2	3560.63	3650	2.51
2	120.11	124	3.22	250	247	1.20	788.9	800	1.41
3	25	28	12.00	250	244	2.4	799.5	809	1.19
4	205	203	0.97	250	248	0.8	425.35	459	7.91
5	205	200	2.44	250	248	0.8	499.97	510	2.01
6	120.11	123	2.41	250	250	0.0	788.9	795	0.77
7	20	22.33	11.66	250	251	0.66	3560.63	3572	0.32
8	20	24	20	250	249	0.40	3560.63	3632	2.01
9	120.11	120	0.0	250	250	0.0	788.9	791	0.26
10	25	21	16	250	250	0.0	677.47	685	1.11
11	205	200	2.43	250	250	0.0	460.67	461	0.07
12	133.8	129	3.58	250	249	0.4	25	25	0.0
13	112.87	107	5.2	250	249	0.4	92.8	92	0.86
14	123.45	116	8.26	250	249	0.4	581.05	586	0.85
15	169.47	162	4.41	250	249	0.4	25.025	21	16.08
16	120.11	122	1.57	250	249	0.4	788.9	795	0.77
17	20	20	0.0	250	248	0.80	3560.63	3555	0.15

Tabla XXI: Comparación de las dimensiones de líneas del circuito.

A.D. - Ancho Diseñado. A.C. - ancho construído. S.T.D. - Separación entre tierras diseñada. S.T.C. - Separación entre tierras construída. L.L.D. - Longitud de líneas diseñada. L.L.C. - Longitud de líneas construída.

V.1.5 Montaje de transistores

El montaje de los transistores se realiza utilizando un material epóxico conductor Epotek H20E, que consta de dos partes: resina endurecedora y resina epóxica. Estas resinas se mezclan por partes iguales. Durante el procedimiento se debe poner especial atención a las dimensiones de las gotas de material epóxico para evitar que se provoquen cortocircuitos con material epóxico excesivo. Una vez colocado el epóxico con el transistor se introduce al horno por un periodo de 30 minutos a una temperatura de 100 °C. Para más detalle se sugiere consultar el apéndice D.

V.1.6 Conexión de redes y transistores

Algunos elementos necesarios para mejorar el comportamiento de las redes en guía de onda coplanar son los puentes de aire, con el fin de establecer un plano de tierra uniforme. Estos puentes de aire conectados entre las tierras de las redes se soldan mediante una microsoldadora con cable de oro de 18 μ m de diámetro. Para conectar al transistor con las redes de acoplamiento y la generación de los puentes de aire necesarios para las redes, se utilizó una microsoldadora HYBOND modelo 572. El manejo y los cuidados necesarios para realizar el microsoldado se pueden consultar en los manuales de operación de la microsoldadora HYBOND (Anón., 1989). Se pueden apreciar ejemplos del proceso de soldado en la figura 29, donde se muestran los puentes de aire, la conexión de capacitores y las conexiones sobre un transistor KH1032 utilizado.



(a) Soldado entre conexión y capacitor.



(b) Soldadura entre stub radial y capacitor.

(c) Conexiones en transistor KH1032.

Figura 29: Detalles de soldadura en circuito fabricado.

V.1.7 Integración del amplificador

La integración del amplificador se realizó mediante los puntos mencionados anteriormente. Una vez que se cuenta con las redes de polarización y acoplamiento construidas, se fija el transistor mediante un material epóxico, en seguida se soldan los puentes de aire a distancias menores o equivalentes al menos a $\lambda/4$ la longitud de onda de interés (d <800 μ m). Las terminales del transistor se soldaron de la siguiente manera: 4 cables de tierra a fuente y un cable para las redes de acoplamiento con la compuerta y drenaje respectivamente.

El circuito se montó en una placa de aluminio con un espesor de 3/8 de pulgada, se agregaron 4 capacitores externos de 1 μ F con el fin de reducir ruido proveniente de las fuentes de polarización y ruido externo debido a señales transmitidas y generadas por otros equipos, 2 resistencias de 50 Ω entre las terminales de las compuertas de los transistores y tierra para mejorar el comportamiento de acoplamiento a baja frecuencia y evitar oscilaciones. Finalmente se agregaron capacitores en chip de montaje superficial para mejorar el comportamiento de los componentes bloqueadores de RF de las redes de polarización.

Son de especial atención los pasos correspondientes a la conexión entre las redes de polarización y los elementos de conexión de DC, y determinar las distancias adecuadas para que los equipos de caracterización puedan accesar libremente a los puertos.

El circuito final del amplificador ensamblado puede apreciarse en las figuras 30 y 31.



(a) Amplificador montado.



(b) Detalle del amplificador.

Figura 30: Montaje de integración del circuito fabricado.



Figura 31: Acercamiento del amplificador ensamblado.

V.2 Caracterización

La caracterización de los diferentes componentes del circuito de micoondas es una parte importante para confirmar que el diseño conduzca a un dispositivo utilizable. Esta permite verificar las teorías, detectar problemas, teorizar respecto a comportamientos inesperados y proponer soluciones a los problemas de fabricación que se presentan. A continuación se muestran los resultados obtenidos después de haber efectuado el proceso de diseño y construcción de las redes. El equipo de medición utilizado es el analizador de redes vectorial HP8510C (Anón., 1991), la estación de pruebas analítica SUMMIT 9000 (Anón., 1992). Este equipo fue calibrado basándose en el método de LRM (Josef Eul y Schiek, 1991).

V.2.1 Caracterización de bloqueadores de RF

Las redes bloqueadoras de RF se diseñaron siguiendo la estructura utilizada típicamente en sistemas de microcintas. Se propone el uso de estructuras de longitud $\lambda/4$ en las líneas

de alta impedancia, con conexión en T para la zona del bloqueador de RF y la línea de alimentación al dispositivo activo (transistor). La impedancia utilizada se aproxima a los 95 Ω debido a las restricciones de construcción del circuito. Se observa que la posición del stub radial es crítica para obtener un mejor acoplamiento de impedancia hacia 50 Ω . La longitud del stub radial requiere de un análisis más profundo, sin embargo en este trabajo la longitud del stub radial utilizado se aproxima a las 450 μ m. Esta se obtiene mediante un proceso de redimensionamiento gradual para sintonizar el bloqueador, empleando el método de momentos (Anón., 1984).

Los resultados del circuito bloqueador de RF construido se pueden apreciar en las figuras 32 y 33 para el ancho de banda de interés.



Figura 32: Comportamiento de la atenuación de la red bloqueadora de RF en en ancho de banda de 35 a 41 GHz.



Figura 33: Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red bloqueadora de RF en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.

V.2.2 Caracterización de bloqueadores de DC

Los bloqueadores de DC se diseñaron originalmente con capacitores interdigitados. La mejor respuesta se obtuvo utilizando capacitores interdigitados de 4 elementos. Una vez determinada la configuración adecuada mediante el análisis del simulador se procede a la construcción de las redes para confirmar lo observado en el proceso de análisis. La experiencia demostró correcta la elección del capacitor interdigitado de 4 elementos, sin embargo fué necesario un proceso de optimización, utilizando el método de los momentos (Anón., 1984) para lograr que el ancho de banda de 9 GHz del bloqueador se encontrara centrado en la banda de diseño. De manera que se realizó un proceso de redimension-amiento longitudinal de los elementos del circuito para su sintonización. Los resultados del circuito sintonizado se pueden apreciar en las figuras 34 y 35. En el ancho de banda de interés se pueden asegurar pérdidas menores a 0.8 dB en transmisión y coeficientes de reflexión mayores a 30 dB. De esta manera tanto el acoplamiento como las pérdidas mínimas para el elemento de bloqueo de DC está asegurado.



Figura 34: Comportamiento de la atenuación de la red bloqueadora de DC en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.



Figura 35: Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red bloqueadora de DC en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.

68

V.2.3 Caracterización de redes de polarización.

Para determinar el comportamiento del circuito de polarización y para conocer los coeficientes de acoplamiento de entrada y salida, deben integrarse los bloqueadores de DC y de RF en una sóla estructura.

Al integrarlos en las redes de polarización correspondientes a entrada y a salida del amplificador se genera lo que se denominó como red de polarización sencilla. En el proceso de caracterización se obtienen los resultados mostrados en las figuras 36 y 37, donde es posible apreciar el comportamiento de la red. Se puede observar que el comportamiento de reflexión proporciona coeficientes alejados de impedancias de 50 Ω , pero con el valor suficiente para aceptar utilizarla en el diseño del amplificador.



Figura 36: Comportamiento de la atenuación de la red de polarización sencilla en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.



Figura 37: Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de polarización sencilla en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.

Para la etapa intermedia del amplificador se utilizaron dos redes bloqueadoras de RF y una de DC integrándolas en lo que se denominó como red de polarización doble. Su comportamiento se puede apreciar en las figuras 38 y 39. Se puede apreciar que el desempeño de las redes de polarización en cuanto a coeficientes de reflexión se refiere, mejora respecto a la anterior, sin embargo la atenuación por pérdidas resulta equivalente.



Figura 38: Comportamiento de la atenuación de la red de polarización doble en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.



Figura 39: Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de polarización doble en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.

71

V.2.4 Caracterización de las redes de acoplamiento

Los resultados medidos para las redes de acoplamiento construidas, incluyendo las redes de polarización se pueden observar en las figuras 40 y 41 para la red de entrada (R A E).



Figura 40: Comportamiento de la atenuación de la red de acoplamiento de entrada en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.



Figura 41: Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de acoplamiento de entrada en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.

Se aprecian atenuaciones de aproximadamente 3 dB y coeficientes de reflexión altos, adecuados para el acoplamiento con el amplificador.

Para la red de acoplamiento intermedia se obtuvieron los resultados mostrados en las figuras 42 y 43, donde puede apreciarse una fuerte atenuación (aproximadamente 5 dB) y coeficientes de reflexión elevados, adecuados para el acoplamiento con el transistor.



Figura 42: Comportamiento de la atenuación de la red de acoplamiento intermedia en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.



Figura 43: Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de acoplamiento intermedia en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.

Para la red de acoplamiento de salida los resultados se muestran en las figuras 44 y 45. Es posible apreciar una atenuación cercana a 1 dB, y que la ventana de ancho de banda se encuentra corrida en frecuencia, mientras que los coeficientes de reflexión son cercanos a 50 Ω .



^{35.0} GHz freq 41.0 GHz Figura 44: Comportamiento de la atenuación de la red de acoplamiento de salida en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.



Figura 45: Comportamiento de los parámetros de reflexión de la red de acoplamiento de salida en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.

V.2.5 Caracterización del amplificador

En cuanto al comportamiento total del amplificador se puede observar el comportamiento sin incluir los capacitores y resistores en las figuras 46 y 47.



Figura 46: Comportamiento de la ganancia del amplificador en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.



Figura 47: Comportamiento de los parámetros de reflexión del amplificador en el ancho de banda de 35 a 41 GHz.

Se observa que aproximadamente a los 38 GHz el circuito deja de amplificar, la amplificación es menor a 5 dB y no se cuenta con un coeficiente de reflexión de entrada y

salida cercanos a 50 $\Omega.$

Se puede apreciar el comportamiento del amplificador completo en un ancho de banda de 1 a 50 GHz en las figuras 48 y 49. En ellas se puede apreciar una oscilación presente a una frecuencia de 12 GHz, también es apreciable una banda de amplificación entre los 20 y 30 GHz.



Figura 48: Comportamiento de la ganancia del amplificador en el ancho de banda de 1 a 50 GHz.



Figura 49: Comportamiento de los parámetros de reflexión del amplificador en el ancho de banda de 1 a 50 GHz.

Capítulo VI

Análisis de resultados

En el presente capítulo se revisa y analiza el comportamiento final obtenido en los circuitos, redes y en el amplificador global.

VI.1 Comportamiento de las redes

VI.1.1 Bloqueadores de DC

Se ha observado que cuando los elementos interdigitados disminuyen de dimensiones respecto a un ancho de conductor central fijo, se presentan corrimientos en la ventana de frecuencias para las cuales se tienen pérdidas bajas. Debido a las limitaciones en memoria de la estación de trabajo no fue posible realizar un análisis más profundo que incluya el análisis de onda completa y el análisis de los fenómenos de radiación que se suponen asociados a la estructura.

En las figuras 50 y 51 se puede apreciar la concordancia entre las redes simuladas por el método de momentos y las redes medidas. Se aprecia que se cuenta con poca atenuación y un buen acoplamiento de entrada y salida en el ancho de banda de interés.



Figura 50: Comparación de la atenuación del bloqueador de DC en el ancho de banda de 1 a 50 GHz.



Figura 51: Comparación del parámetro de reflexión S_{11} del bloqueador de DC en el ancho de banda de 1 a 50 GHz.

Los resultados con los elementos interdigitados han permitido mantener un ancho de banda adecuado para las frecuencias de trabajo.

Las variaciones en el ancho y separación de los elementos requiere un estudio mayor para determinar el porcentaje de error que provoca en el circuito.

VI.1.2 Bloqueadores de RF

El comportamiento del bloqueador de RF ha sido determinante para el resultado final en la estructura de las redes propuestas. Dadas las dimensiones del circuito no es posible simular por medio del método de momentos la estructura debido a los recursos limitados de memoria en la estación de trabajo. El diseño y la optimización de estos elementos se realizó por vía experimental. Dado que no se dispone en el laboratorio de algún equipo que permita obtener la lectura de más de 2 puertos simultáneamente no se cuenta con la información del comportamiento de la red bloqueadora de RF en el extremo donde se desea bloquear la señal.

Se piensa que la proximidad de los bloqueadores de RF con los circuitos bloqueadores de DC provocan que se degrade el comportamiento del circuito. Durante todo el proceso de experimentación de los circuitos se utilizaron puentes de aire entre planos de tierra a una distancia aproximada de $\lambda/4$; se supone que al aumentar el número de puentes de aire puede mejorar la respuesta del circuito.

VI.1.3 Red de polarización

La red de polarización integrada muestra una muy fuerte influencia debida al filtro bloqueador de RF. El efecto final son coeficientes de reflexión cercanos al perímetro de la carta de Smith. Dado que este comportamiento se encuentra presente en todas las redes (de entrada, intermedia y de salida) se sabe por medio del análisis de los círculos de estabilidad a frecuencias cercanas a 12 GHz que el comportamiento de los coeficientes de reflexión de salida de la red de entrada provocan la oscilación de la primera etapa de amplificación.

Para obtener mejores resultados es necesario construir nuevamente las redes bloqueadoras de RF con la configuración antes mencionada (resistor y capacitor concentrados, en derivación a tierra). El efecto final de esta configuración se debe analizar minuciosamente para recalcular las redes de acoplamiento para el amplificador deseado.

VI.1.4 Redes de acoplamiento

Las redes de acoplamiento se han comportado tal como se esperaba en el ancho de banda de interés. Los errores inherentes al proceso de fabricación no afectaron de manera importante los coeficientes de reflexión debidos a los límites impuestos para la construcción, en los cuales se consideró como límite superior de ancho de conductor central igual a 205 μ m y al límite inferior de ancho de conductor central igual a 20 μ m. Esto permite determinar que redes que se construyan utilizando como límites estos valores, para una separación entre planos de tierra de 250 μ m, tendrán buena concordancia entre resultados teóricos y experimentales.

Las dimensiones de las redes de acoplamiento forzaron a que en el proceso de obtención de la mascarilla el área abarcada por los circuitos se encontrara fuera del círculo de enfoque de la cámara, el cual proporciona un error menor a 2 μ m. El resultado ha sido la variación en las dimensiones de los elementos de los capacitores interdigitados de entrada y salida. Esta variación provoca un cambio en el comportamiento del capacitor interdigitado y desplaza el comportamiento en frecuencia de los circuitos.

En primer lugar se muestran las figuras 52 y 53, donde se comparan las redes diseñadas contra las medidas.



Figura 52: Comparación del comportamiento de la atenuación de la red de entrada en la banda de 35 a 41 GHz.

Se puede observar estas figuras (52 y 53) una buena concordancia de los parámetros de reflexión entre las redes simuladas por mmicad (ideal) y las redes construidas (redes). Las diferencias en las redes generadas por el método de momentos (mom) se atribuyen a las dimensiones reducidas de las redes utilizadas por restricciones de memoria de cómputo en el simulador Momentum de MDS.



Figura 53: Comparación del comportamiento de los coeficientes de reflexión de la red de entrada en la banda de 35 a 41 GHz.

En las figuras 54 y 55 se aprecia el comportamiento de la red intermedia construída (redes), la red diseñada con los modelos del simulador mmicad (ideal) y la red obtenida por medio del método de momentos en el simulador Momentum (mom).



Figura 54: Comparación del comportamiento de la atenuación de la red intermedia en la banda de 35 a 41 GHz.

Se puede observar un comportamiento de atenuación diferente con el método de momentos.

Esto se debe al uso de redes pequeñas que permitan realizar la simulación con los recursos de memoria disponibles en la estación de trabajo. Además puede apreciarse el efecto que tienen los coeficientes de reflexión en la atenuación del dispositivo, recorriendo la ventana de frecuencia útil. Dado que las redes se simularon sin contar con el efecto real de la red de polarización doble se presentan estas discrepancias.



Figura 55: Comparación del comportamiento de los coeficientes de reflexión de la red intermedia en la banda de 35 a 41 GHz.

En las figuras 56 y 57 se aprecia el comportamiento de las redes de salida simuladas con MMICAD (ideal), con el método de momentos (mom) y las redes construídas (redes).



Figura 56: Comparación del comportamiento de la atenuación de la red de salida en la banda de 35 a 41 GHz.

Se aprecia un corrimiento en la ventana de frecuencia proporcionada por el capacitor interdigitado. Las variaciones en los coeficientes de reflexión son importantes y se atribuyen al comportamiento de la red de polarización.

Puede apreciarse un corrimiento de fase y diferentes coeficientes de reflexión a los esperados. Esta variación se atribuye a las modificaciones en el capacitor interdigitado y las dimensiones de las redes.



Figura 57: Comparación del comportamiento de los coeficientes de reflexión de la red de salida en la banda de 35 a 41 GHz.

VI.2 Comportamiento del amplificador

En los resultados mostrados para todo el ancho de banda (figuras 48 y 49) puede observarse la concordancia con la teoría en cuanto a las resonancias presentes en el amplificador diseñado. La diferencia de la frecuencia en la que se presenta se atribuye a variaciones en las dimensiones entre los circuitos propuestos y los circuitos obtenidos y al efecto de las longitudes de los cables de conexión entre redes y transistores.

Efectuando un proceso de sintonización de la red de polarización de las redes construidas, agregando elementos capacitivos para mejorar la respuesta de los circuitos, se consiguió disminuir el efecto de la red de polarización sobre el resto de la red de acoplamiento.

El resultado final se puede apreciar en las siguientes figuras para un ancho de banda completo (figuras 59 y 58) así como para el ancho de banda de 35 a 41 GHz. (figuras 61 y 60).



Figura 58: Comportamiento de la ganancia del amplificador construido y optimizado en la banda de 1 a 50 GHz contra simulado e ideal.

donde se aprecia el amplificador simulado con elementos del programa MMICAD (Ideal), el comportamiento de las redes medidas, simulando su conexión con el transistor (Simul) y la respuesta medida del amplificador construido (Medido).



Figura 59: Comportamiento de los coeficientes de reflexión del amplificador construido y optimizado en la banda de 1 a 50 GHz contra simulado e ideal.



Figura 60: Comportamiento de la ganancia del amplificador construido y optimizado en la banda de 35 a 41 GHz contra simulado e ideal.

El problema del corrimiento de la frecuencia de amplificación se puede corregir al controlar la longitud de los cables que conectan el transistor a las redes de acoplamiento. Se observó que las variaciones de la longitud del cable de compuerta tienen mayor influencia en el comportamiento del amplificador. Las estructuras construidas se pueden aproximar más al comportamiento diseñado si las longitudes de los cables son para la compuerta del primer transistor de 280 μ m, para el drenaje del primer transistor de 229 μ m; para la compuerta del segundo transistor 253 μ my para el drenaje del segundo transistor de 150 μ m.

La atenuación presente en la simulación se debe a las dimensiones del capacitor interdigitado. Dado que variaciones en los dígitos son importantes el comportamiento final deteriora el funcionamiento del amplificador.

Una posible solución es utilizar capacitores interdigitados de dos elementos, los cuales proporcionan una ventana de frecuencia mayor, sin embargo la separación entre estos elementos debe ser menor y no es controlable con los medios con los que se cuenta en el

89



Figura 61: Comportamiento de los coeficientes de reflexión del amplificador construido y optimizado en la banda de 35 a 41 GHz contra simulado e ideal.

CICESE actualmente.

En la figura 62 se muestran los resultados de las redes generadas con el simulador MMICAD (Ideal), los parámetros medidos de las redes construídas simulando su conexión al transistor (Simul), el desempeño final del amplificador (Medido) y la simulación del efecto de modificar la longitud de los cables (Cables) de compuerta y drenaje en las dos etapas, con los parámetros de las redes medidas.



Figura 62: Comparación del amplificador construido en la banda de 35 a 41 GHz contra simulado, ideal y cables.
Capítulo VII

Conclusiones y recomendaciones

VII.1 Conclusiones

El desarrollo de la tesis ha dado frutos en cuanto experiencia y dejado puertas abiertas para trabajos futuros.

VII.1.1 Logros

Se ha diseñado, construido y caracterizado el primer amplificador de alta ganancia de tipo híbrido realizado en dos etapas y con tecnología coplanar para la banda de 36 a 40 GHz en el CICESE.

Se incursionó en el desarrollo de las primeras redes de polarización con tecnología de guía de onda coplanar para frecuencias con longitud de onda milimétrica en el CICESE.

Se han observado fenómenos interesantes en los elementos bloqueadores de RF y de DC dignos de un estudio a profundidad.

Se ha iniciado la generación de una biblioteca de programas en Matlab para el análisis de la guía de onda coplanar.

VII.1.2 Limitaciones

Uno de los puntos más importantes que se han observado es que se ha llegado al límite de capacidad de construcción actual del laboratorio de construcción de circuitos de alta frecuencia del CICESE, dado que los errores producidos por la cámara fotográfica, y el proceso de decapado ($\pm 5 \mu$ m en promedio) han impedido proponer estructuras más finas para contar con una gama más amplia de coeficientes de reflexión. El error relativo en los elementos es de suma importancia, ya que el resultado numérico de la integral elíptica muestra que en condiciones extremas (separaciones angostas o conductores delgados) la impedancia varía de manera importante.

El error obtenido en las dimensiones de los circuitos se logró mediante la experiencia, con un tiempo invertido de 6 meses de trabajo en el manejo de la cámara fotográfica.

VII.2 Recomendaciones

El presente trabajo es el primero en el CICESE realizado para un amplificador en dos etapas en el rango de los 36 a los 40 GHz con tecnología de onda coplanar, y es el primero que ha requerido revisar los conceptos de redes de polarización (redes bloqueadoras de RF y DC) en tecnología de guía de onda coplanar. De esta manera el autor no confía en no haber cometido errores que se puedan enmendar en trabajos futuros para obtener resultados óptimos. Así pues en este capítulo final se trataran de aclarar algunos de los problemas que ocurrieron y se proporcionan sugerencias para superarlos.

Se sugiere investigar diferentes esquemas para polarización que permitan alimentar varias etapas de circuitos desde las puntas de la estación de pruebas analítica SUMMIT 9000.

Se recomienda realizar un análisis en todo el ancho de banda de los amplificadores que se diseñen (0.020 MHz a 50 GHz), así como contar con recursos de cómputo mayores en la estación de trabajo para poder hacer el análisis electromagnético de la estructura completa de las redes.

Dado que los errores se atribuyen a los procesos de fabricación y ensamble se sugiere investigar sobre métodos que faciliten la soldadura de los cables de alimentación y además realizar un análisis del efecto de la rugosidad del material de trabajo elegido.

Se recomienda contar con materiales nuevos para el proceso de obtención de mascarillas y consultar con un experto en fotografía que recomiende la lente y la cámara adecuadas para este trabajo; o bien utilizar un equipo generador de mascarillas (fotograficador láser).

Se sugiere la instalación de rieles que permitan asegurar una perpendicularidad precisa al plano donde se realiza el fotografiado.

Se recomienda buscar otras técnicas para enfocar la cámara y automatizar el proceso de fotografiado.

Se sugiere el uso de fotoresinas con menores grados de viscosidad.

Se recomienda contar con un sistema de vacío para el proceso de fotograbado, y automatizar el proceso de iluminación de las placas.

Se sugiere automatizar el proceso de decapado, y el empleo de equipo de seguridad contra vapores tóxicos y cancerígenos.

Se sugiere llevar cursos especializados proporcionados por las compañías fabricantes de los programas empleados para la optimización asistida por computadora.

Se recomienda la generación de manuales internos para la utilización de los programas de optimización asistida por computadora.

Bibliografía

- Alvarez Guzmán, Eduardo, Medina Monroy, José Luis, Hernández Balbuena, Daniel, Alexei, Venger Petrovich, y Pérez Chávez, Ricardo. Análisis y caracterización de circuitos bloqueadores de DC y RF en guía de onda coplanar para la banda de 36 a 40 GHz. In SOMI XIII congreso de istrumentación, 1998a.
- Alvarez Guzmán, Eduardo, Medina Monroy, José Luis, Hernández Balbuena, Daniel,
 Venger Petrovich, Alexei, y Pérez Chávez, Ricardo. Modelado de ruido de transistores
 P-HEMTs en el intervalo de frecuencia de 1 a 50 GHz. In *Conferencia de Ingeniería Eléctrica CIE98*, 1998b.
- Anón. Photography with Large-format cameras. Eastman Kodak Company, Rochester. NY 14650, 1979.
- Anón. HP Momentum User's Guide. Hewlett Packard, 1984.
- Anón. Hybond wire bonder operator course. Hybond Incorporated, Escondido, CA, 1989.
- Anón. HP 8510C Network Analyzer Operating an programming manual. Hewlett Packard, 1991.
- Anón. SUMMIT 9000 static probe analyzer user's guide manual. Cascade Microtech, Beaverton, OR, 1992.
- Anón. MMICAD for windows reference manual. Optotek Ltd., N.Y, 1996.

- Betancourt López, René. Desarrollo de un amplificador de bajo ruido para la banda de frecuencias de 8 - 18 GHz. Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 1996.
- Chávez Pérez, Ricardo A. Proceso de fabricación de circuitos de microondas en substratos de alúmina (Al₂O₃). In V Simposio de Instrumentación, Memorias, 1988.
- Curtice, Walter R y Ettenberg, M. A nonlinear GaAs FET model for use in the design of outup circuits for power amplifiers. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, MTT-33(12): 1383-1394, 1985.
- Dib, Nihad I., Kathei, Linda P. B., Ponchak, George E, y Simons, Rainee N. Theoretical and experimental characterization of coplanar waveguide discontinuities for filter applications. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, MTT-39(5):873-882, 1991.
- Edwards, M. L. y Sinsky, J. H. A new criterion for linear 2-port stability using single geometrically derived parameter. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, MTT-40:2303-2311, 1992.
- Fukui, H. Determination of the basic device parameters of GaAs MESFET. Bell Syst. Tech. J., páginas 771-797, 1979.
- Gasquet, D, Barberousse, M, de Murcia, W de Raedt, y Claeys, C. Determination of PHEMT's microwave noise parameters only by means of the small-signal equivalent circuit and experimental comparisons. *Journal of Phys.*, III:495–507, 1995.
- Ghione, G y Naldi, C U. Analitical formulas for coplanar lines in hybrid and monolithic MIC's. *Electronic Letters*, 20(4):179–181, 1984.
- Ghione, G y Naldi, C U. Coplanar waveguides for MMIC applications: effect of upper shielding, conductor backing, finite extent ground planes and line-to-line coupling. *IEEE Transactions*, MTT-25:260-267, 1987.

- Gonzalez, Guillermo. Microwave transistor amplifiers: analysis and design. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1997.
- Gupta, K C, Ramesh, Garg, y Bahl, I J. Microstrip lines and slotlines second ed. ARTECH House, Deadham Mass, 1991.

Hakwen, W R. Conoce tu cámara reflex. Daimon, Barcelona-30 España, 1979.

- Hilberg, W. From approximations to exact relations for characteristic impedances. *IEEE Transactions*, MTT-17:259-265, 1969.
- Hughes, Brian. A temperature noise model for extrinsic FETs. IEEE Trans. Mic. Theor. Tech., 40(9):1821–1832, 1992.
- Huynen, I. A novel CPW DC-blocking topology with improved matching at W-band. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 8(4):149–151, 1998.
- Itoh, Tatsuo. Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures. Wiley Interscience Press, N.Y., 1989.
- Josef Eul, Hermann y Schiek, Burkhard. A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, 39(4): 724–731, 1991.
- Ke, J Y y Chen, C H. The coplanar waveguide with finite metal thickness and conductivity. *IEEE MTT-Digest*, páginas 421–430, 1976.
- Kitazawa, T et al. A coplanar waveguide with thick metal-coating. IEEE Trans. Mic. Theor. Tech., MTT-24:604-608, 1976.
- Kitazawa, T y Hayashi, Y. Quasistatic characteristics of a coplanar waveguide with thick metal coating. *Proc IEEE*, 133:18–20, 1986.

- Knorr, J B y Kuchler, K D. Analisis of coupled slots and coplanar strip on dielectric substrate. IEEE Trans. Mic. Theor. Tech., MTT-23:541-548, 1975.
- Laverghetta, Thomas S. Microwave Materials and Fabrication Techniques, volume 1. Artech House, Dedham MA, 1984.
- Luna Vásquez, María de la Paz. Diseño de un amplificador de bajo ruido en tecnología de circuitos integrados monolíticos en banda Ku (11.7-12.2 GHz). Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 1996.
- Martínez Madrid, Edgar Lisandro. Desarrollo de un amplificador de microondas en tecnología coplanar a la frecuencia e 18 GHz. Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 1996.
- Maruhashi, K, Madihan, L, Desclos, K Onda, y Kuzuhara, M. A K-band monolitic CPW oscilator co-integrated with a buffer amplifier. *IEEE MTT-S Digest*, páginas 1321–1324, 1995.
- Materka, Andrzej y Kacprzak, Tomasz. Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, MTT-33(2):129-135, 1985.
- Pospieszalski, Marian W. Modeling of noise parameters of MESFET's and their frequency and temperature dependence. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, MTT-37(9):1340-1350, 1989.
- Press, William H. Numerical recipes : the art of scientific computing. Cambridge University Press, N.Y., 1986.
- Pérez Hernández. Leobardo. Análisis y caracterización del efecto de dispersión en guía de onda coplanar a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 1998.

- Pucel, R A, HAUS, Hermann A, y Statz, Hermann. Signal and noise properties of gallium arsenide microwave field-effect transistors. Advances in electronic Physics, 38:195-265, 1974.
- Rangel Patiño, Francisco Elías. Modelado de transistores TEC GaAs no encapsulados por medio de un circuito el ´ectrico equivalente. Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 1994.
- Reynoso Hernández, J. Apolinar, en C. Benjamín H. RamírezDurán, M, y en C. Ricardo Chávez Pérez, M. Modelado de dispositivos y circuitos con aplicación en el desarrollo de componentes de alta frecuencia: La caracterización estática. Comunicaciones Académicas del CICESE, CTETT9301, 1993.
- Reynoso Hernández, J. Apolinar, Ramirez Durán, Benjamin, Ibarra Villaseñor, Jesús, y Perdomo, Julio. Reliable rf techniques for extracting parasitic elements in microwave FET's. International IEEE Workshop on Experimentally Based FET Device Modelling & Related Nonlinear Circuit Design, páginas 1–8, 1997.
- Reynoso Hernández, J. Apolinar y Rangel Patiño, Francisco E. Dc and rf techniques for computing access resistances in microwave FET's. *IEEE MTT-S Digest*, TH3F-28: 1711-1714, 1996.
- Reynoso Hernández, J. Apolinar, Rangel Patiño, Francisco E., y Perdomo, Julio. Full rf characterization for extracting the small-signal equivalent circuit in microwave FET's. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, MTT-44:2625-2633, 1996.
- Santiago de la Cruz, Juan Pablo. Análisis y caracterización de algunas discontinuidades en guía de onda coplanar a frecuencias de microondas. Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 1998.
- Simons, Rainee N. y Ponchak, Georege E. Modeling of some coplanar waveguide discontinuities. IEEE Trans. Mic. Theor. Tech., MTT-36(12):1796-1803, 1988.

- Sorrentino, I. Roberto. Numerial methods for passive microwave and millimeter wave structures. IEEE, N.Y., 1989.
- Statz, Hermann A, Haus, Hermann A, y Pucel, Robert A. Noise characteristics of gallium arsenide field-effect transistors. *IEEE Trans. Elect. Dev.*, páginas 549–562, 1974.
- Syrett, B. A. A broad-band element for microstrip bias or tuning. IEEE Trans. Mic. Theor. Tech., MTT-28(8):925-927, 1980.
- Ulrich, E. Use of negative feedback to slash wideband SWR. *Microwaves*, páginas 66–70, 1978.
- Wang, Johnson J. H. Generalized Moment Methods in electromagnetics. John Wiley & sons, N.Y., 1991.
- Weinreb, Sander, 1997. Comunicación personal.
- Wen, P. Cheng. Coplanar waveguide: A surface transmission line suitable for transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, MTT-17(12):1087-1090, 1969.
- Williams, Dylan F y Schwartz, S E. Design and performance of coplanar waveguide bandpass filters. *IEEE Trans. Mic. Theor. Tech.*, MTT-31(7):558-565, 1983.
- Özmehmet, K. New frequency dependent equivalent circuit for gap discuntinuities of microstrip lines. *IEE Proceedings*, 134(3):333–335, 1987.

Apéndice A

Programas de cálculo para la Guía de Onda Coplanar

El proceso para la síntesis y el análisis de la guía de onda coplanar es relevante cuando se desea trabajar con esta tecnología. Uno de los problemas que se tienen al utilizar los programas comerciales para este fín, es que en general no otorgan la libertad para controlar el comportamiento de todas las variables involucradas de acuerdo a las condiciones de construcción con las que se enfrenta el diseñador de circuitos. Por esta razón resulta conveniente generar códigos que permitan obtener los datos deseados de acuerdo a las condiciones de construcción y parámetros controlados.

A continuación se incluye el código de las rutinas generadas para cálculo de las guías de onda coplanar. Faltan incluir expresiones para el cálculo de guías de onda coplanar con plano de tierra adicional no aterrizado, expresiones para el cálculo de longitudes de alguna otras configuraciones de Guía de Onda Coplanar y tal vez generar un programa de control óptimo que permita sintetizar y analizar a las guías de onda coplanar.

El desarrollo de un programa para el análisis y la síntesis de la guía de onda coplanar se sugiere que se lleve a cabo en lenguaje C bajo código de standard ANSI, de manera que se pueda asegurar su portabilidad a diversos sistemas operativos. El autor de este documento sugiere también que el desarrollo de los programas de síntesis se realizen bajo la licencia GPL¹ de la sociedad del software libre (Free Software Foundation).

A.1 Contenido

Biblioteca de cálculo de CPW.

La biblioteca contiene las siguientes funciones:

Para la impedancia:

- zacpw Impedancia de CPW de separación asimétrica, plano infinito
- zacpwh Impedancia de CPW de separación asimétrica, plano infinito, sustrato de espesor finito.
- zcpw Impedancia de CPW sustrato de espesor infinito
- zcpwh Impedancia de CPW sustrato de espesor finito
- zcpwhc Impedancia de CPW sustrato de espesor finito en una caja
- zcpwhf Impedancia de CPW sustrato de espesor finito, planos de tierra finitos
- zgcpw Impedancia de CPW sustrato de espesor finito, plano de tierra adicional
- zgcpwc Impedancia de CPW sustrato de espesor finito, plano de tierra adicional y en una caja

Para la longitud:

- lcpw Longitud de cpw de espesor infinito
- lcpwh Longitud de cpw de espesor finito

¹General Public License

- lcpwhf Longitud de cpw de espesor finito, planos de tierra finitos
- lgcpw Longitud de cpw de espesor finito, plano de tierra adicional
- lgcpwc Longitud de cpw de espesor finito, plano de tierra adicional, en una caja

A.1.1 Para la impedancia

Los programas se desarrollaron aprovechando las funciones para el cálculo de la integral elíptica incluidos en el programa Matlab. Para su implementación en lenguaje C es conveniente referirse a las recetas numéricas correspondientes a integrales elípticas (Press, 1986).

zacpw

```
% función que calcula la impedancia de una guía de onda
% coplanar asimétrica con sustrato de espesor infinito
% er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante)
% s es el ancho del conductor
% w1 es la separación entre conductor y plano de tierra1
% w2 es la separación entre conductor y plano de tierra2
%
% Los datos se proporcionan como se muestra:
% zacpw(er,s,w1,w2)
%
function [z0]=zacpw(er,s,w1,w2)
a=s./2; b1=s./2 + w1; b2= s./2 + w2;
k7=(sqrt((2*.a.*(b1+b2))./((a+b1).*(a+b2)))).^2;
k7p=(sqrt((b1-a).*(b2-a)./((b1+a).*(b2+a)))).^2;
```

zacpwh

% función que calcula la impedancia de una guía de onda % coplanar asimetrica con sustrato de espesor finito

```
% er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante)
% s es el ancho del conductor
% w1 es la separación entre conductor y plano de tierral
% w2 es la separación entre conductor y plano de tierra2
% h es el espesor del sustrato (constante)
%
% Los datos se proporcionan como se muestra:
% zacpwh(er,s,w1,w2,h)
%
function [z0]=zacpw(er,s,w1,w2,h)
a=s./2; b1=s./2 + w1; b2= s./2 + w2;
k7=(sqrt((2*a.*(b1+b2))./((a+b1).*(a+b2)))).^2;
k7p=(sqrt((b1-a).*(b2-a)./((b1+a).*(b2+a)))).^2;
kie=sinh(pi*a./(2*h))./sinh(pi*b1./(2*h));
k2e=sinh(pi*a./(2*h))./sinh(pi*b2./(2*h));
k8=(2*(k1e+k2e)./((1+k1e).*(1+k2e))).^2;
q=(ellipke(k8)./ellipke(1-k8)).*(ellipke(k7p)./ellipke(k7));
eeff=1+q.*((er-1)/2);
z0=((30*pi)./sqrt(eeff)).*(ellipke(k7p)./ellipke(k7));
```

zcpw

% función que calcula la impedancia de una guía de onda % coplanar con sustrato de espesor infinito % er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante) % s es el ancho del conductor % w es la separación entre conductor y planos de tierra % % Los datos se proporcionan como se muestra: % zcpw(er,s,w) % function [z0]=zcpw(er,s,w) a=s./2; b=s./2 +w;

```
k1=(a./b).^2;
eeff=(er+1)/2;
z0=((30*pi)./sqrt(eeff)).*(ellipke(1-k1)./ellipke(k1));
```

zcpwh

```
% función que calcula la impedancia de una guía de onda
% coplanar con sustrato de espesor infinito
% er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante)
% s es el ancho del conductor
% w es la separación entre conductor y planos de tierra
% h es el espesor del sustrato (constante)
%
% Los datos se proporcionan como se muestra:
% zcpwh(er,s,w,h)
%
function [z0]=zcpwh(er,s,w,h)
a=s/2; b=s/2 + w;
k1=(a./b).^{2};
k2=(sinh(pi*a/(2*h))./sinh(pi*b/(2*h))).^2;
q=(1/2)*(ellipke(k2)./ellipke(1-k2)).*(ellipke(k1)./ellipke(1-k1));
eeff=1+q*(er-1);
z0=((30*pi)./sqrt(eeff)).*(ellipke(1-k1)./ellipke(k1));
```

zcpwhc

% función que calcula la impedancia de una guía de onda % coplanar con sustrato de espesor finito en una caja % er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante) % s es el ancho del conductor % w es la separación entre conductor y planos de tierra % h es el espesor del sustrato (constante) % h1 es la altura de la cubierta (constante) %

```
% Los datos se proporcionan como se muestra:
% zcpwhc(er,s,w,h,h1)
%
function [z0]=zcpwhc(er,s,w,h,h1)
a=s/2; b= s/2 + w;
k1=(a./b).^2;
k2=(sinh(pi*a/(2*h))./sinh(pi*b/(2*h))).^2;
k5=(tanh(pi*a/(2*h1))./tanh(pi*b/(2*h1))).^2;
q=(ellipke(k2)./ellipke(1-k2))./((ellipke(k1)./ellipke(1-k1))
+(ellipke(k5)./ellipke(1-k5)));
eeff=1+q*(er-1);
z0=((60*pi)./sqrt(eeff))./((ellipke(k1)./ellipke(1-k1))
+(ellipke(k5)./ellipke(1-k5)));
```

zgcpw

```
% función que calcula la impedancia de una guía de onda
% coplanar con sustrato de espesor finito y plano de tierra adicional
% er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante)
% s es el ancho del conductor
% w es la separación entre conductor y planos de tierra
% h es el espesor del sustrato (constante)
%
% Los datos se proporcionan como se muestra:
% zgcpw(er,s,w,h)
%
function [z0]=zgcpw(er,s,w,h)
a=s/2; b=s/2+w;
k1=(a./b).^{2};
k6=(tanh((pi*a)/(2*h))./tanh((pi*b)/(2*h))).^2;
q=(ellipke(k6)./ellipke(1-k6))./((ellipke(k1)./ellipke(1-k1))
+(ellipke(k6)./ellipke(1-k6)));
eeff=1+q*(er-1);
```

106

```
z0=((60*pi)./sqrt(eeff))./((ellipke(k1)./ellipke(1-k1))
+(ellipke(k6)./ellipke(1-k6)));
```

zgcpwc

```
% función que calcula la impedancia de una guía de onda
% coplanar con sustrato de espesor finito plano conductor inferior y
% encerrado en una caja.
% er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante)
% s es el ancho del conductor
% w es la separación entre conductor y planos de tierra
\% h es el espesor del sustrato hasta el plano de tierra adicional (constante)
% h1 es la altura de la caja (constante)
%
% Los datos se proporcionan como se muestra:
% zgcpwc(er,s,w,h,h1)
%
function [z0]=zgcpwc(er,s,w,h,h1)
a=s/2; b=s/2 + w;
k1=(a./b)).^2;
k2=(sinh(pi*a/(2*h))./sinh(pi*b/(2*h))).^2;
k5=(tanh(pi*a/(2*h1))./tanh(pi*b/(2*h1))).^2;
k6=(tanh(pi*a/(2*h))./tanh(pi*b/(2*h))).^2;
q=(ellipke(k6)./ellipke(1-k6))./((ellipke(k5)./ellipke(1-k5))
+(ellipke(k6)./ellipke(1-k6)));
eeff=1+q*(er-1);
z0=((60*pi)./sqrt(eeff))./((ellipke(k5)./ellipke(1-k5))
+(ellipke(k6)./ellipke(1-k6)));
```

A.1.2 Longitud

El código correspondiente se basa en las funciónes de cálculo de integral elíptica del Matlab.

107

lcpw

% función que calcula la longitud de una guía de onda % coplanar con sustrato de espesor infinito % er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante) % s es el ancho del conductor % w es la separación entre conductor y planos de tierra % f es la frecuencia de diseno expresada en Ghz. % % Los datos se proporcionan como se muestra: % lcpw(er,s,w,f) % function [10]=lcpw(er,s,w,f) a=s./2; b=s./2 +w; l=29979245800/(f*10^9); k1=(a./b).^2; eeff=(er+1)/2;

l0=l/sqrt(eeff);

lcpwh

% función que calcula la longitud de una guía de onda % coplanar con sustrato de espesor finito % er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante) % s es el ancho del conductor % w es la separación entre conductor y planos de tierra % h es el espesor del sustrato (constante) % f es la frecuencia de dise~no expresada en GHz % % Los datos se proporcionan como se muestra: % lcpwh(er,s,w,h,f) % function [10]=lcpwh(er,s,w,h,f) a=s./2 ; b=s./2 + w; l= 299792458000/(f*10~9); k1=(a./b).^2;

```
k2=(sinh(pi*a/(2*h))./sinh(pi*b/(2*h))).^2;
q=(1/2)*(ellipke(k2)./ellipke(1-k2)).*(ellipke(k1)./ellipke(1-k1));
eeff=1+q*(er-1);
l0=l/sqrt(eeff);
```

lcpwhf

% función que calcula la longitud de una guía de onda % coplanar con sustrato de espesor finito y planos de tierra finitos % er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante) % s es el ancho del conductor % w es la separación entre conductor y los planos de tierra % h es el espesor del sustrato (constante) % lw es el ancho del plano de tierra (constante) % f es la frecuencia de dise~no expresada en GHz % % Los datos se proporcionan como se muestra: % lcpwhf(er,s,w,h,wl,f) % function [10]=lcpwhf(er,s,w,h,lw,f) a=s/2; b=s/2 +w; c=a+b+lw; 1= 299792458000/(f*10^9); k3= ((a./b).*sqrt((1-(b^2./c^2))./(1-(a^2./c^2)))).^2; k4= (sinh(pi*a/(2*h))./sinh(pi*b/(2*h)).*sqrt((1-(sinh(pi*b/(2*h)).^2./sinh(pi*c/(2*h)).^2))./(1

```
q=(1/2)*(ellipke(k4)./ellipke(1-k4)).*(ellipke(1-k3)./ellipke(k3));
eeff=1+q*(er-1);
10=1/sqrt(eeff);
```

lgcpw

% función que calcula la longitud de una guía de onda % coplanar con sustrato de espesor finito y plano de tierra adicional % er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante) % s es el ancho del conductor

```
% w es la separación entre conductor y planos de tierra
% h es el espesor del sustrato (constante)
% f es la frecuencia de dise~no
%
% Los datos se proporcionan como se muestra:
% lgcpw(er,s,w,h,f)
%
function [10]=lgcpw(er,s,w,h,f)
a=s/2; b= s/2 + w; l= 299792458000/(f*10~9);
k1=(a./b).~2;
k6=(tanh((pi*a)/(2*h))./tanh((pi*b)/(2*h))).~2;
q=(ellipke(k6)./ellipke(1-k6))./((ellipke(k1)./ellipke(1-k1))
+(ellipke(k6)./ellipke(1-k6)));
eeff=1+q*(er-1);
10=1/sqrt(eeff);
```

lgcpwc

% función que calcula la longitud de una guía de onda % coplanar con sustrato de espesor finito plano conductor inferior y % encerrado en una caja. % er es la permitividad eléctrica del sustrato (constante) % s es el ancho del conductor % w es la separación entre conductor y planos de tierra % h es el espesor del sustrato hasta el plano de tierra adicional (constante) % hi es la altura de la caja (constante) % f es la frecuencia en GHz % % Los datos se proporcionan como se muestra: % lgcpwc(er,s,w,h,h1,f) % function [10]=lgcpwc(er,s,w,h,h1,f) a=s/2; b= s/2 + w; 1= 299792458000/(f*10~9);

```
k1=(a./b)).^2;
k2=(sinh(pi*a/(2*h))./sinh(pi*b/(2*h))).^2;
k5=(tanh(pi*a/(2*h1))./tanh(pi*b/(2*h1))).^2;
k6=(tanh(pi*a/(2*h))./tanh(pi*b/(2*h))).^2;
q=(ellipke(k6)./ellipke(1-k6))./((ellipke(k5)./ellipke(1-k5))
+(ellipke(k6)./ellipke(1-k6)));
eeff=1+q*(er-1);
l0=1/sqrt(eeff);
```

A.2 Programa de Síntesis y Análisis de Guías de Onda Coplanar

A continuación se incluye el código correspondiente a un programa simple para síntesis y análisis de guía de onda coplanar desarrollado en Matlab y basado en las rutinas previas.

El programa requiere optimización y mejoras estéticas, pero puede servir de guía para el desarrollo de mejores herramientas en un futuro cercano.

El programa se divide en rutinas menores para un mejor manejo de las funciones.

A.2.1 El programa cpw.m

```
clc;
clear;
format long e;
disp('Programa para calcular guías de onda coplanar');
disp(' ');
disp('Este programa calcula impedancias de cpw dadas las dimensiones de');
disp('conductor y separación con planos de tierra, o las dimensiones de');
disp('conductor y separaciones de acuerdo a la impedancia deseada.');
res=si_no('¿Desea continuar (y/n)? ');
if upper(res)=='Y'
clc;
```

```
clear res;
```

```
clear res;
   disp('1.- Cálculo de impedancia');
   disp('2. - Cálculo de dimensiones de conductor y separaciónes');
   disp('3.- Cálculo de longitud de una cpw dado el ángulo');
   disp(' ');
   tmp='q';
   while tmp=='q';
      res=input(' ¿qué opción desea? ');
      if res==1
        tmp='p';
      end
      if res==2
        tmp='p';
      end
      if res==3
        tmp='p';
      end
   end
    if res==1
      cpw1;
   end
   if res==2
      cpw2;
   end
    if res==3
      longi;
  end
end
disp(' Gracias por consultar el programa');
cpw1
```

```
clc;
```

```
disp(' Elija el tipo de CPW a calcular.');
   disp(' ');
   disp('1.- cpw simple');
   disp('2.- cpw con sustrato finito');
   disp('3.- cpw con sustrato finito, en una caja');
   disp('4.- cpw con sustrato finito, en una caja y planos de tierra finitos');
   disp('5.- cpw con plano de tierra adicional');
   disp('6.- cpw con plano de tierra adicional, en una caja');
   disp('7.- cpw asimetrica');
   disp('8.- cpw asimetrica con sustrato finito');
tmp='q';
while tmp=='q'
res=input(' Tipo a calcular: ');
      %res=res(1,1);
         if res==1
        funcion='zcpw(er,s,w)';
        tmp='p';
         end
         if res==2
         funcion='zcpwh(er,s,w,h)';
        tmp='p';
         end
         if res==3
        funcion='zcpwhc(er,s,w,h,h1)';
         tmp='p';
         end
         if res==4
         funcion='zcpwhf(er,s,w,h,wl)';
         tmp='p';
         end
         if res==5
```

```
funcion='zgcpw(er,s,w,h)';
           tmp='p';
           end
           if res==6
           funcion='zgcpwc(er,s,w,h,h1)';
           tmp='p';
           end
           if res==7
           funcion='zacpw(er,s,w1,w2)';
           tmp='p';
           end
           if res==8
           funcion='zacpwh(er,s,w1,w2,h)';
           tmp='p';
           end
    end
    er=input('proporcione el valor de Er: ');
    if res <= 6
       w=input('proporcione la separacion entre conductor y plano de
tierra: ');
    end
    if res == 6
       w=input('proporcione el ancho del plano de tierra: ');
    end
     if (res<9) & (res>6)
       w1=input('proporcione la separacion entre el conductor y el
plano de tierra 1: ');
         w2=input('proporcione la separacion entre el conductor y el
plano de tierra 2: ');
     end
     if ((res<7) & (res>1)) | (res==8)
          h=input('proporcione el espesor del sustrato: ');
```

```
end
```

if (res==3)|(res==6)

h1=input('proporcione la altura de la caja: ');

end

```
salida=eval(funcion);
```

format short;

disp(' ');

disp(' El valor de impedancia de la cpw para los valores

suministrados es:');

disp(salida);

cpw2

```
clc;
  disp(' Elija el tipo de CPW a calcular.');
  disp('');
  disp(' 1.- cpw simple');
  disp(' 2.- cpw con sustrato finito');
  disp(' 3.- cpw con sustrato finito, en una caja');
  disp(' 4.- cpw con sustrato finito, en una caja y planos de
  tierra finitos');
  disp(' 5.- cpw con plano de tierra adicional');
  disp(' 6.- cpw con plano de tierra adicional, en una caja');
  tmp='q';
  while tmp=='q'
  res=input(' Tipo a calcular: ');
     res=res(1,1);
       if res==1; funcion='zcpw(er,s,w)';
                                           tmp='p'; end
       if res==2; funcion='zcpwh(er,s,w,h)';
                                                tmp='p'; end
       if res==3; funcion='zcpwhc(er,s,w,h,h1)';tmp='p'; end
       if res==4; funcion='zcpwhf(er,s,w,h,wl)';tmp='p'; end
                                                tmp='p'; end
        if res==5; funcion='zgcpw(er,s,w,h)';
        if res==6; funcion='zgcpwc(er,s,w,h,h1)';tmp='p'; end
```

115

```
end
```

```
h=0;h1=0;wl=0;
```

pitch=input('proporcione el pitch (mm): ');

TOL=input('proporcione la tolerancia deseada: ');

er=input('proporcione el valor de Er: ');

zdes=input('proporcione la impedancia deseada: ');

```
if ((res<7) & (res>1))
```

h=input('proporcione el espesor del sustrato: ');

end

```
if (res==3)|(res==6)
```

h1=input('proporcione la altura de la caja: ');

end

salida=calcw(pitch,TOL,er,zdes,h,h1,wl,funcion);

format short;

disp(' ');

disp(' Los valores de impedancia, separacion, conductor y pitch son:'); disp(salida);

calcw

%

% Función que minimiza por el método del número áureo % para obtener ancho de conductor, y separación para una % separación determinada. % % se llamará a la funcion como: % salida=calcw(pitch,TOL,er,zdes,h,h1,wl,funcion); % % con el resultado como [impedancia, separación, conductor, pitch] % function [salidas]=calcw(pitch,TOL,er,zdes,h,h1,wl,funcion); % aplicando el método del número áureo tau=(1/2)+sqrt(5/4);

%

```
si=0.000001;
ss=pitch-0.000001;
err=1;
funciona=strrep(funcion,',s',',sa');
funciona=strrep(funciona,',w',',wa');
funcionb=strrep(funcion,',s',',sb');
funcionb=strrep(funcionb,',w',',wb');
while err>TOL
sa=si+(ss-si)/tau^2;
wa=ese(pitch,sa);
sb=si+(ss-si)/tau;
wb=ese(pitch,sb);
fa=eval(funciona);
```

```
fb=eval(funcionb);
```

```
if fa>zdes
    sa=si+(ss-si)/tau<sup>2</sup>;
    si=sa;
    ssal=sa;
    err =abs(fa-zdes);
    else
       sb=si+(ss-si)/tau;
       ss=sb;
       ssal=sb;
       err =abs(fb-zdes);
       end
if err<=TOL
    s=ssal;
```

```
w=ese(pitch,ssal);
```

```
z=eval(funcion);
```

```
salidas=[z w s s+2*w];
```

```
break;
```

end

```
end % termina el ciclo de while
```

\mathbf{ese}

%
%
% Función que calcula el ancho del conductor a partir de un
% pitch determinado.
% Pitch en este caso se refiere a la separacion entre planos
% de tierra de la CPW
%
%
% S=ese(pitch,w)
%
function [s]=ese(pitch,w)

s=(pitch-w)/2;

longi

```
if res==1
      funcion='lcpw(er,s,w,f)';
      tmp='p';
      end
      if res==2
      funcion='lcpwh(er,s,w,h,f)';
      tmp='p';
      end
      if res==3
      funcion='lcpwhc(er,s,w,h,h1,f)';
      tmp='p';
      end
      if res==4
      funcion='lcpwhf(er,s,w,h,wl,f)';
      tmp='p';
      end
      if res==5
      funcion='lgcpw(er,s,w,h,f)';
      tmp='p';
      end
      if res==6
      funcion='lgcpwc(er,s,w,h,h1,f)';
      tmp='p';
      end
er=input('proporcione el valor de Er: ');
s=input('proporcione el ancho del conductor: ');
if res <= 6
     w=input('proporcione la separacion entre conductor y plano
```

de tierra: ');

end

end

if res == 6

```
w=input('proporcione el ancho del plano de tierra: ');
```

```
end
```

```
if ((res<7) & (res>1)) | (res==8)
```

h=input('proporcione el espesor del sustrato: ');

end

```
if (res==3)|(res==6)
```

h1=input('proporcione la altura de la caja: ');

 end

```
f=input('proporcione la frecuencia de diseño (GHz): ');
```

theta=input('proporcione el angulo eléctrico de interés: ');

salida=eval(funcion);

final=(theta/360)*salida;

format short;

```
disp(' ');
```

```
disp(' El valor de longitud de onda de la cpw: ');
```

disp(salida);

```
disp(' ');
```

disp(' El valor de longitud de onda de la cpw para los valores suministrados es:');

```
disp(final);
```

si_no

```
%
%
% función que realiza el ciclo en tanto no se contesta y o n
%
function[salida]=si_no(texto)
resp='q';
while upper(resp)~='Y'
    if upper(resp)=='N'; break; end
        resp=input(texto,'s');
    if resp==''; resp='a'; end
        resp=resp(1);
```

end

salida=resp;

- .

- .

- 121

- - .

Apéndice B

Modelo de Sander Weinreb

Para realizar el modelado del ruido del transistor se utilizaron los modelos de (Pospieszalski, 1989) y de Sander Weinreb (Weinreb, 1997). El primero se encuentra ya de manera natural en el simulador MMICAD (Anón., 1996); no así el modelo de Weinreb.

Para incluir el modelo de Weinreb es necesario generar un archivo de extensión .mdl, e incluirlo en los archivos de simulación como la llamada al modelo.

A continuación se incluye el código necesario para generar el archivo de modelo de Weinreb en las simulaciones de MMICAD.

CKT

MODVAR LG=1 CPG=1e9 RG=1 CGS=1e9 RI=1 CFO=1e9 CFI=1e9 & CDS=1e9 GM=1 RT=1 T=3000 RD=1 RS=1 LS=1 CPD=1e9 LD=1 & TAU=1 RA=1e9 RB=1e9 FA=1e6 AA=0

IND 1 2 L=LG CAP 2 0 C=CPG RES 2 3 R=RG CAP 3 4 C=CGS RES 4 5 R=RI CAP 3 7 C=CFI

VDCS 3 7 4 5 GM=GM TAU=TAU R1=RA R2=RB F=FA A=AA

REST 7 5 R=RT T=T

- CAP 7 5 C=CDS
- RES 5 6 R=RS
- IND 6 0 L=LS
- RES 7 8 R=RD
- CAP 2 8 C=CF0
- CAP 8 0 C=CPD

IND 8 9 L=LD

DEF2P 1 9 FETNW(LG CPG RG CGS RI CFO CFI&

CDS GM RT T RD RS LS CPD LD TAU RA RB FA AA)

Apéndice C

Fabricación del circuito impreso

La construcción de los circuitos impresos es un proceso importante en la construcción de dispositivos para aplicaciones en microondas. El CICESE cuenta actualmente con la capacidad para fabricar circuitos híbridos de microondas. Para la fabricación de los circuitos impresos en el laboratorio de microondas se emplea el siguiente procedimiento propuesto por Chávez Pérez (1988) de acuerdo a conceptos revisados por Laverghetta (1984).

C.1 Dibujo

Se generaron máscaras de los circuitos, en formato negativo, en una escala de 40:1. Para ello se utiliza el programa VISIO, dado que es el que permite tener mejor resolución y control de las dimensiones de los bloques dibujados para los circuitos de GOC^1 . El circuito se dibuja directamente en inverso, para obtener después el positivo en el proceso de fotografiado. Los bloques deben definirse sin bordes, con relleno sólido blanco y texto blanco. El programa VISIO no permite transferir a todos los elementos dentro del dibujo las mismas propiedades, por lo cual resulta de extrema importancia el confirmar cada vez que se realiza un diseño, que los bloques se están dibujando de acuer-

¹Guía de Onda Coplanar

do a las especificaciones mencionadas. Cuando no se cuida esta condición el resultado es deficiente y con errores difíciles de cuantificar. Algunos de los problemas que presenta el programa VISIO en el diseño de los circuitos de microondas es que no permite manejar los objetos colocados en ángulos diferentes a 0, 90, 180 o 270 con facilidad. Cuando se generan este tipo de geometrías resulta problemático el obtener alineaciones acordes a las necesidades planteadas por el circuito. El uso de las guías de alineación es básico para obtener diseños precisos y bien alineados. Una vez que se cuenta con el diseño del circuito en negativo, se procede a imprimirlo en acetato, con el fin de disminuir los errores en los que se incurren al usar otros métodos adicionales de reproducción. En este paso resulta de importancia el contar con una impresora que proporcione la mejor resolución posible (actualmente se cuenta en el CICESE con una impresora de 600 dpi). Esta impresora y el uso de acetatos permite obtener junto con la escala de 40:1 un error aproximado de 1 micra $(0.014 \% de \lambda)$. El error se debe a la expansión y contracción térmica que sufre el acetato durante el proceso de impresión.

Resulta importante aclarar que se ha observado que el programa Autocad permite un manejo más preciso de los dibujos a realizar, ya que permite un control excelente de las dimensiones, proporciones de los circuitos, y ademas deja absoluta libertad para generar geometrías complejas con total precisión, por lo cual resulta mucho mejor que el programa VISIO. Para el proceso de la generación de los circuitos en formato negativo en acetatos es necesario contar con una impresora laser de alta resolución que maneje el formato postscript.

C.2 Obtención de la mascarilla

C.2.1 Fotografiado del circuito

El laboratorio cuenta con una cámara fotográfica con lente de longitud focal de 80 mm y máxima razón de abertura de 1:2.8.

125

Esta lente funciona en éste tipo de cámara como un gran angular, muestra un círculo de confusión de aproximadamente 30 cm a la distancia del plano de hiperresolución, con lo cual se provoca una distorsión en el plano de enfoque para zonas fuera del círculo especificado; el resultado son distorsiones en los extremos de las líneas fotografiadas cuando se encuentran fuera del radio de 30 cm. Estos parámetros se calculan de acuerdo a las expresiones en Anón. (1979) y Hakwen (1979). A partir de estos parámetros se debería poder determinar el plano cercano, lejano y de hiperresolución de la cámara.

Como sugerencia para compenzar esta desventaja se tiene el realizar al menos 10 tomas fotográficas para determinar el mínimo error posible en las esquinas de un rectángulo de 3×3 m, alinear la cámara, reducir las vibraciones durante el proceso de fotografiado, elegir un porta negativos que muestre el menor error posible, y una vez en el proceso del fotografiado del circuito, realizar varias exposiciones hasta obtener la mejor de las exposiciones para utilizarla como original.

Para definir la apertura adecuada del obturador se debe utilizar un exposímetro, esto permite controlar la cantidad de luz que se recibe, de manera que se pueda obtener una fotografía sin distorsiones en el negativo. Dado que en este momento no se cuenta con el exposímetro, se procedió a realizar una sesión fotográfica en la cual se varió el obturador para los mismos tiempos en todo el rango permitido por la lente. El obturador elegido se encuentra cercano a los 11 f. Dada la falta de información respecto a la distancia hasta el plano de enfoque y la abertura de obturador adecuada, resulta altamente probable que el circuito resultante cuente con deformaciones en las regiones alejadas del centro de la lente de la cámara. La teoría adecuada referente a la abertura del obturador, círculo de confusión y plano de hiperresolución es elemental para conseguir mascarillas precisas en corto tiempo y se puede consultar en (Anón., 1979).

Una vez enfocada la cámara se procede a cargar el negativo de alto contraste que se utiliza. En nuestro este se trata de una película de alto contraste y grano fino Kodak kodalith # 1937507, tipo 3 de 8 \times 10 in.

126

El negativo se coloca en el porta-negativos de manera que la superficie opaca del negativo (zona donde se encuentra la gelatina fotosensible) se coloque hacia la lente, mientras la superficie brillante (película plástica que sirve de base para la gelatina) tiene contacto con el porta-negativo.

Se toma la fotografía y se revela el negativo.

C.2.2 Proceso de revelado

El tiempo de revelado varía de acuerdo a los materiales con los que se trabajan. El proceso de revelado requiere de una mezcla de líquidos de revelado A y B con agua destilada, líquido "parador" del proceso de revelado y por último el fijador.

El revelador se mezcla en las siguientes proporciones 0.6 partes de Agua destilada, 0.2 partes de revelador A y 0.2 partes de revelador B. Para el parador y el fijador se utilizan las proporciones que indica el fabricante. El parador se encuentra en composición líquida Kodak (KP 85034). El fijador se puede encontrar en dos presentaciones, el fijador en sal (Kodak 197 1746), y en dos líquidos A (KP 79392-A) y B (KP 77156-C). Las proporciones de mezcla se encuentran en los instructivos correspondientes a cada uno.

El negativo de la fotografía se coloca primero en la mezcla de revelador A y B, cuando se transparenta la película fotográfica se pasa al parador. Para evitar que se sobre revele el negativo, se deja el negativo en el parador durante aproximadamente 30 s y a continuación se pasa al fijador. El negativo permanece en el líquido fijador hasta que se elimina el color del negativo y quedan únicamente las figuras correspondientes a lo fotografiado en un color negro, mientras el negativo debe quedar transparente.

En general este proceso de revelado depende de las condiciones de tiempo de exposición y abertura del obturador.
C.3 El material Fotoresist

El material fotoresist es una resina sensible a la luz e impermeable a ácidos, la cual permite realizar el grabado fotográfico de los circuitos sobre el material de trabajo. El fotoresist se puede retirar mediante el uso de acetona, alcohol isopropílico o agua oxigenada

El proceso se debe realizar con la mejor ventilación posible y de ser posible extrayendo los vapores liberados por el fotoresist.

Para uso en el laboratorio procure seguir estas normas:

- 1. Utilice lentes de seguridad, guantes y mascarilla.
- 2. Mantenga el área de trabajo ventilada
- 3. Tenga a la mano acetona y alcohol isopropílico para limpiar todo una vez terminado el proceso de uso del fotoresist.

C.3.1 Depósito de material Fotoresist

Se prepara el sustrato de trabajo, se limpia, enjuagándolo con alcohol isopropílico desnaturalizado. A continuación se sumerge el sustrato en un recipiente con acetona y se le coloca en la máquina de ultrasonido durante una hora.

Se extrae el sustrato de la acetona, se seca con nitrógeno o en su defecto con aire a presión filtrado. El sustrato limpio y seco se introduce en un horno con temperatura a 140 °C durante 15 minutos.

Se coloca al sustrato en un sistema de depósito por rotación centrífuga, con velocidad alta, y se aplican a la capa superior del sustrato gotas de fotoresist positivo.

Es importante que antes de depositar sobre la muestra el fotoresist a utilizar se deje caer una gota de fotoresist dentro del receptáculo del sistema de depósito, con el fin de asegurar que el fotoresist depositado sobre el sustrato se encuentre libre de polvo u otras impurezas. En primer lugar se propone en uso de fotoresist Shipley 1400-31, con un centrifugado máximo de 4000 rpm durante 55 s.

Se sugiere el uso de fotoresist Shipley 1813, con un centrifugado máximo de 5000 rpm durante un lapso de 60 s.

El fotoresist Shipley 1400-27 no proporciona la resolución adecuada para el diseño de circuitos con resolución de 40 μ m.

El fotoresist Shipley 1350 no permite obtener resoluciones mejores a 30 micras.

Se procede con el secado de la capa de película fotosensible introduciendo el sustrato al horno, con una temperatura de 100°C durante un periodo de 15 minutos.

C.4 Fotolitograbado

En el fotograbado del patrón, se utiliza el negativo de las fotografías tomadas como máscara, y se expone el sustrato cubierto por la mascarilla a luz ultravioleta por un periodo de al menos 30 s.

Para la fase de revelado es importante que en cada circuito se utilice solución de revelado nueva.

Tambien resulta conveniente dejar una pequeña esquina del material sin fotoresist. Dado que en el revelado se pierde la capa de fotoresist, es posible guiarse por el color del oro en el momento de revelar el fotoresist.

El revelador que se debe utilizar para el fotoresist serie 1400 es el Shipley MF-319 en una proporción 1:1 con agua destilada.

El revelador a utilizar en el caso del fotoresist serie 1800 es el Shipley MF-321 en proporción 1:1 con agua destilada.

Se debe colocar el negativo sobre la placa de metal y encima de ellos una placa de vidrio. Esto tiene la finalidad de forzar a que el negativo tenga el mejor contacto posible con la superficie donde se encuentra el fotoresist, y con ello disminuir posibles errores debidos a aberración de la luz por el cambio de medios aire-vidrio-negativo. Es recomendable conseguir que el vidrio ejerza una presión uniforme sobre el negativo; para lo cual se utilizan pinzas de madera que comúnmente se utilizan para colgar ropa a secar o cualquier otra.

Dado que es necesaria una cantidad determinada luxes sobre el fotoresist, resulta necesario acercar la placa a fotograbar aproximadamente unos 20 cm de la fuente lumínica con la se que cuenta en el laboratorio.

C.5 Decapado

El decapado requiere de precauciones elementales de manejo de ácidos:

- Siempre incorpore el ácido de mayor Ph al de menor Ph (como el nítrico al clorhídrico).
- 2. Mantenga los recipientes con ácidos dentro de la campana de extracción todo el tiempo.
- 3. Si desea disminuir la concentración de un ácido diluyéndolo en agua siempre agrege el ácido al agua.
- 4. Utilice en todo momento guantes para manipular los recipientes.
- 5. Utilice batas de laboratorio adecuadas, lentes de protección y mascaras para evitar respirar gases.

El material utilizado en el presente trabajo es el siguiente:

1 pieza de Alúmina FMI Sputter/Batch

Ti W 300 Å

Au 112 $\mu"$

Al₃ O₃ 99.6 %

 $\epsilon_r = 9.9$

$h = 635 \ \mu \mathrm{m}$

 $t = 4 \ \mu m$

El decapado del material de oro (capa Au) se realiza mediante una mezcla de ácido clorhídirico y ácido nítrico.

El decapado del material de titanio-tuingsteno (capa Ti-W) se realiza mediante una mezcla de tres partes de ácido nítrico por una de ácido clorhídrico.

Es importante que se permitan reposar las mezclas durante un par de días para obtener mezclas homogéneas y que estas realicen un decapado gradual uniforme.

Cuando se emplea la mezcla inmediatamente después de preparada, el decapado se presenta predominante en diferentes secciones del material.

Decapado de material:

- Capa de Oro, mediante "Agua regia" Mezcla: (3:1) [HCl:HNO₃] velocidad: 1.5 seg/micra
- Capa de Titanio-Tungsteno: Mezcla: (1:1) [HF:HNO₃]

El decapado de oro por *agua regia* resulta lento, a veces resulta conveniente mantener el ácido a una temperatura mayor a la del ambiente. A temperatura ambiente una muestra de 1 in² tarda aproximadamente 15 minutos en decaparse. El tono de material decapado es grisáceo. A continuación se procede a lavar en agua destilada a la muestra de trabajo, y una vez libre del *agua regia* se procede a decapar el titanio-tungsteno con el baño de la mezcla de HF+HNO₃. El tiempo de decapado de este material en la muestra de trabajo resulta sumamente veloz, el sustrato queda libre de Titanio-Tungsteno en aproximadamente 5 s.

Apéndice D

Montaje del transistor

El montaje del dispositivo a soldar en el amplificador se realiza mediante el uso de material epóxico horneado de acuerdo a las condiciones especificadas en la hoja del fabricante.

El procedimiento puede aplicarse tanto a dispositivos en *chip* como a dispositivos encapsulados.

Es importante que las mezclas de las resinas sean homogéneas para obtener el mejor desempeño de fijación de las sustancias. El epóxico utilizado en este caso fué el H20E de la compañía EPO-TEK con las siguientes especificaciones.

- Parte A Resina epóxica y polvo de plata.
- Parte B Endurecedor y polvo de plata.

Vida útil en almacenamiento: 1 año a temperatura ambiente. Tiempo de secado (margen mínimo de temperatura de unión):

Temperatura	Tiempo mínimo
175 °C	45 s.
150 °C	5 min.
120 °C	15 min.
80 °C	90 min.
50 °C	12 hrs.

Propiedades eléctricas:

Resistencia volumétrica de 0.0001 a 0.0004 Ω -cm

Para su empleo se realiza una mezcla de los materiales A y B en proporción de 1:1.

El proceso de fijación se realiza sobre una superficie previamente limpiada y libre de contaminantes.

En el caso de soldado de circuitos en *chip* se sugiere que la gota de epóxico utilizada para fijar el dispositivo sea aproximadamente de la mitad de las dimensiones del dispositivo a fijar. Esto tiene el fin de que durante el horneado para el secado no se libere un exceso de gases que puedan contaminar los conectores o las superficies de soldadura del circuito. Otra razón es la de disminuir el riesgo de generar cortocircuitos.

En el caso de dispositivos encapsulados se sugiere que la gota de material epóxico sea de la mitad de las dimensiones del contacto a soldar para disminuir riesgos de contaminación por gases en el resto del circuito.

El proceso de horneado se debe controlar en cuanto a mantener una temperatura constante y una limpieza del ambiente circundante aceptable, para asegurar el mejor secado del material epóxico y una buena fijación.

Resulta importante que se utilicen pinzas y objetos sin deformaciones (en la medida de lo posible) para conseguir un control preciso de los componentes, y de las cantidades de material epóxico que se deposita para fijar el transistor.

Se sugiere el uso de una herramienta de madera para poder agregar o eliminar material epóxico fácilmente.

El soldado del transistor se realiza utilizando la microsoldadora HYBOND modelo 572 (Anón., 1989). Debe verificarse que las herramientas se encuentren limpias, libres de polvo y grasa.

El soldado se realiza mejor colocando el sustrato en la base de la microsoldadora a una temperatura de 100 (unidades de la microsoldadora). Las perillas de operación se colocaron: para el primer paso 1.7 para ultrasonido, 1.7 para el tiempo y 2.1 para la fuerza; para el segundo paso 2.1 para el ultrasonido, 2.4 para el tiempo y 2.2 para la fuerza.

Es importante que la altura de la base se fije de manera que el punto medio entre la parte superior del transistor y el sustrato se encuentre a 76.2 mm de altura. Y soldar de la parte superior a la inferior para evitar que el cable se corte en el proceso de soldado.

Era el mejor de los tiempos, era el peor de los tiempos, era la edad de la sabiduría, era la edad de la estupidez, era la época de la fe, era la época de la incredulidad, era la estación de la luz, era la estación de la oscuridad, era la primavera de la esperanza, era el invierno de la desesperación, lo teníamos todo por delante, nada teníamos por delante, íbamos todos directamente al Cielo, íbamos todos directamente en sentido contrario.

Charles Dickens

· · ·

.